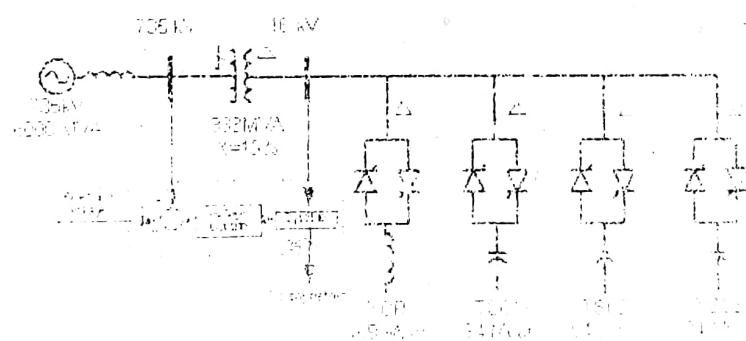
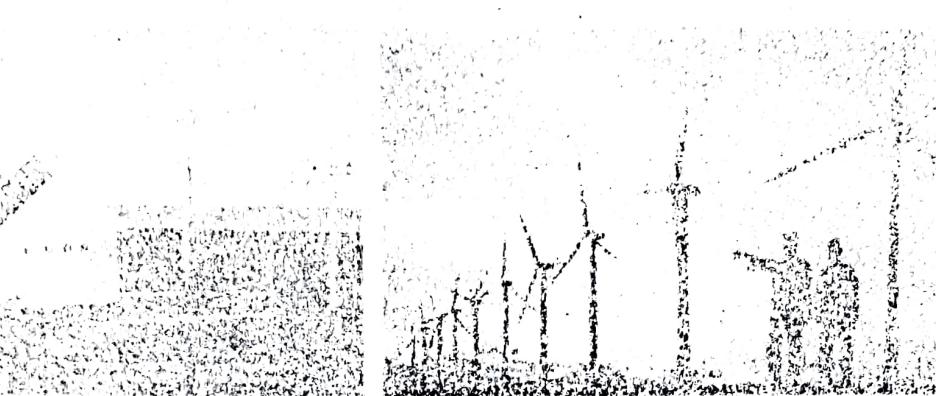


EĞİTİM FAKÜLTESİ
MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ
FİZİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜĞÜ

ÖĞÜT ELEKTRONİK DERS NOTLARI



Öğüt ELEKTRONİK DERS NOTLARI

GÜÇ ELEKTRONİĞİ UYGULAMALARI [8]

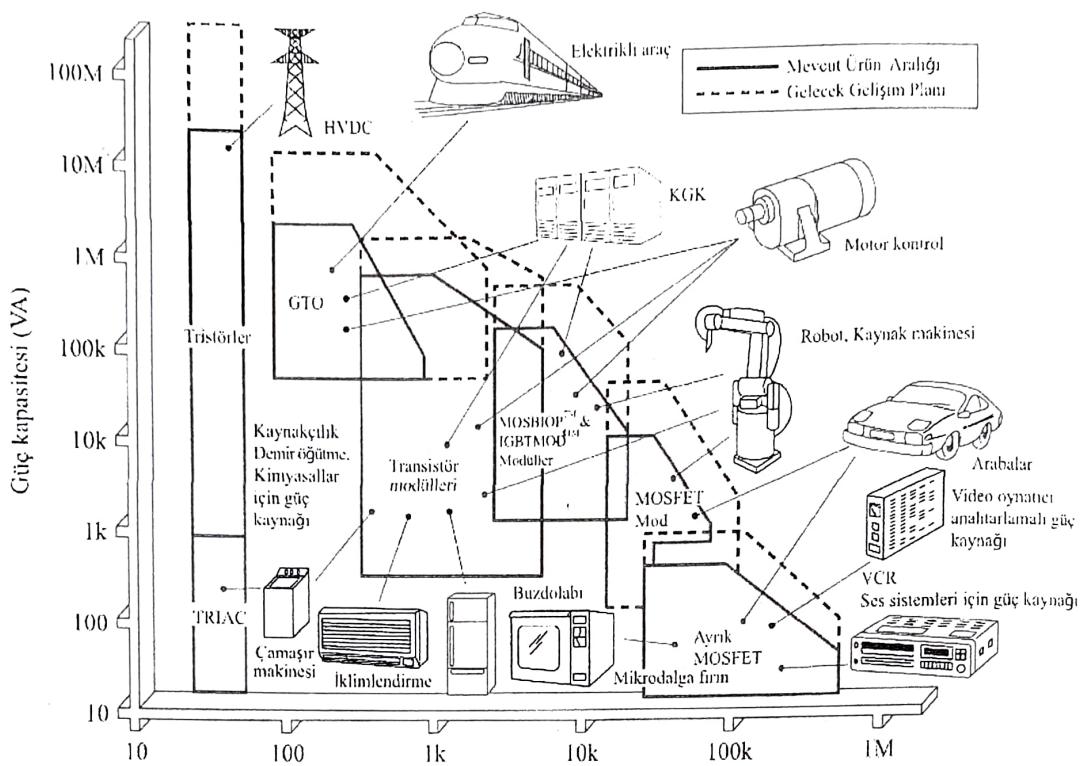
ALARMLAR	KARIŞTIRICILAR
ASANSÖRLER	KAYNAK MAKİNALARI
AYDINLATMA DİMERLERİ	KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI
BATARYA ŞARJ CİHAZLARI	KONVEYÖRLER
BEYAZ EŞYALAR	KURU TEMİZLEME
BİLGİSAYARLAR	LAZER GÜÇ KAYNAKLARI
BRULÖRLER	LİNEER ASENKRON MOTOR KONTROLÜ
BULAŞIK MAKİNALARI	LOKOMOTİFLER
BUZDOLAPLARI	MEDENCİLİK
CİVALI ARK LAMBA BALASTLARI	MİKNATISLAR
ÇELİK DEĞİRİMLERİ	MODEL TRENLER
ÇIMENTO ÖĞÜTÜCÜLER	MOTOR KONTROL
ÇOK DÜŞÜK FREKANSLI AKTARICILAR	MOTOR SÜRÜCÜLER
DİKİŞ MAKİNALARI	NÜKLEER REAKTÖR ÇUBUK KONTROLÜ
DİMERLER	OTOMATLAR
EL ARAÇLARI	OYUNCAKLAR
ELEKTRİKLİ BATTANIYELER	PARÇACIK HIZLANDIRICILARI
ELEKTRİKLİ FANLAR	POMPA VE KOMPRESÖRLER
ELEKTRİKLİ KAPI AÇICILAR	RADAR/SONAR GÜÇ KAYNAKLARI
ELEKTRİKLİ KURUTUCULAR	REAKTİF GÜÇ KOMPANZASYONU
ELEKTRİKLİ OCAKLAR	REGÜLATÖRLER
ELEKTRİKLİ OTOMOBİLLER	REKLAMCILIK
ELEKTRİKLİ SÜPÜRGELER	RF YÜKSELTEÇLER
ELEKTROKİMYASAL KAPLAMACILIK	SERVO SİSTEMLER
ELEKTROMİKNATISLAR	SES ÖTESİ GENERATÖRLER
ELEKTRONİK ATEŞLEME	SES YÜKSELTEÇLERİ
ELEKTROSTATİK TOZ TOPLAYICILAR	SICAKLIK KONTROLÜ
ENDÜKSİYONLA ISITMA	TELEVİZYON DEVRELERİ
FANLAR	TOPLU TAŞIMA
FIRIN KONTROLÜ	TRAFIK İŞARET KONTROLÜ
FIRINLAR	TRENLER
FLAŞ CİHAZLARI	TV YANSITICILARI
FORKLİFTLER	UÇAK GÜÇ KAYNAKLARI
FOTOĞRAF ALETLERİ	UZAY GÜÇ KAYNAKLARI
FOTOKOPI	ÜFÜRÜCÜLER
GARAJ KAPI AÇMA	VİNÇLER
GAZ TÜRBİNİ BAŞLATMA	YARIİLETKEN DEVRE KESİCİLER
GENERATÖR UYARTIMLARI	YARIİLETKEN RÖLELER
GERİLİM REGÜLATÖRLERİ	YARIİLETKEN KONTAKTÖRLER
GIDA KARIŞTIRICILAR	YENİLENEBİLİR ENERJİ
GÖSTERGELER	YİYECEK ISITICI TEPSİLER
GÜÇ KAYNAKLARI	YÜKSEK FREKANSLI AYDINLATMA
GÜVENLİK SİSTEMLERİ	YÜKSEK GERİLİMDE ENERJİ NAKLİ
HİRSIZ ALARMLARI	ZAMANLAYICILAR
İŞIK FLAŞÖRLERİ	
İKLİMLENDİRME	

GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİ DERS NOTU'NDA YARARLANILAN KAYNAKLAR

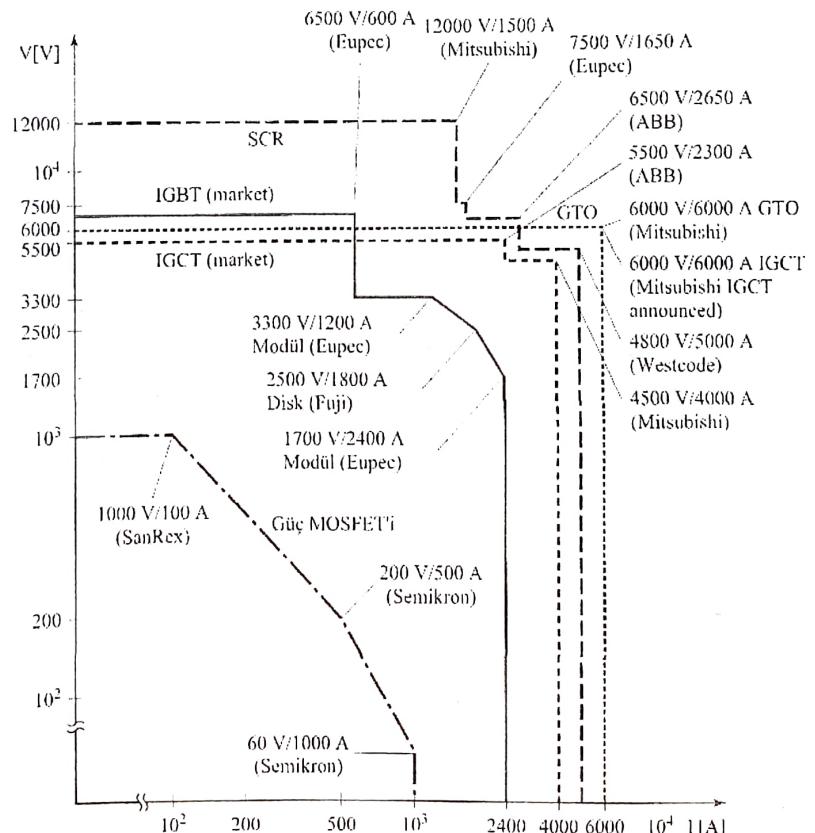
- [1] Power Electronics, Cyril W. Lander, Mc Graw Hill Com. 1981
- [2] Power Electronics, F. C. Saki, Akademiai Kiado, Budapeşte, 1975
- [3] Güç Elektroniği, Remzi Gülgün, YTÜ Matbaası, İstanbul, 1999
- [4] Güç Elektroniği, Osman Gürdal, YTÜ Nobel Yayınevi, İstanbul, 2000
- [5] Güç Elektroniği Semineri, TMMOB Trabzon Temsilciliği, KTÜ, Trabzon, 1989
- [6] Power Electronics Converter, Guy Seguer, North Oxford Academic, 1986
- [7] Güç Elektroniği Devreleri Ders Notu, Tamer Kuntman, 1984, İTÜ
- [8] Güç Elektroniği, Muhammed Rashid, Nobel yayinevi, 2015 (Türkçe çeviri)
- [9] Power Electronics, Principle and Applications, Joseph Vithayathil, Mc Graw Hill, 1995
- [10] Güç Elektroniği, Mohan, Undeland, Robbins, Literatür Yayınları, 2003 (Türkçe çeviri)
- [11] Güç Sistemlerinin Bilgisayar Destekli Analizi, U. Arifoğlu, Alfa Yayınları, 2002
- [12] Güç Elektroniği, Hacı Bodur, Birsen Yayınevi, 2012

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİNDE, GÜÇ ELEKTRONİĞİ İLE BAĞLANTILI OLAN DİĞER DİSİPLİNLER

- Yarı iletken fiziği
- Devre Teorisi
- Sistem ve Kontrol Teorisi
- İşaret İşleme
- Elektronik
- Elektromanyetik
- Güç Sistemleri
- Simülasyon ve hesaplama
- Elektrik Makinaları



Güç Yarı iletkenlerinin Uygulamaları [8]

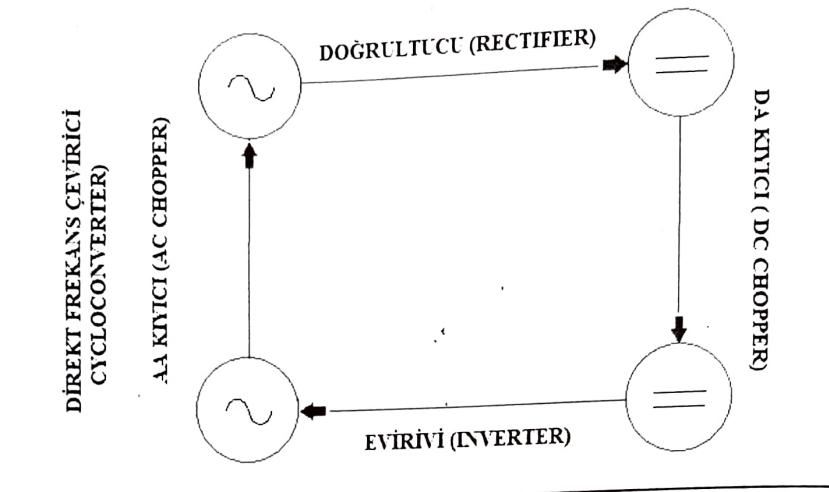


Güç Yarı iletkenlerinin Güç Aralıkları [8]

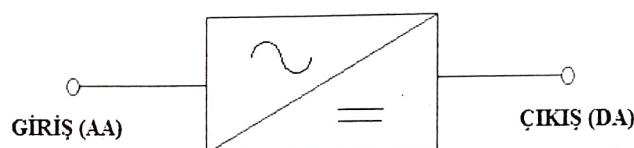
KATALOG TERİMLERİ VE ANLAMLARI

CJ	: Junction capacitance	Jonksiyon kapasitesi.
VRSM, VDSM	: Non-repetitive peak reverse voltage	Yarı iletkenin dayanabilecegi maksimum tekrarsız (tek darbe) ters gerilim değeridir. Bu değerden büyük gerilim darbelerinde yarı iletkenin delinmesi ve kısa devre olması kaçınılmazdır.
VRRM, VDRM	: Repetitive peak reverse voltage	Yarı iletkenin dayanabilecegi maksimum sürekli ters gerilim değeridir. Bu değerden büyük sürekli ters gerilimlerde yarı iletkenin delinmesi ve kısa devre olması kaçınılmazdır.
VF	: Forward voltage	İletim Durumunda yarı iletken üzerindeki gerilim düşümüdür. Yarı iletkenin üzerinden akan akıma ve jonksiyon sıcaklığına göre değişir.
VT0	: Forward voltage	İletim durumunda yarı iletken üzerindeki akıma bağlı gerilim düşümünün ortalamasıdır. Sadece iletim kayıplarını hesaplamak için kullanılır. Sanal bir büyülüktür.
VR	: Applied Revers voltage	Uygulanan ters gerilim değeri. VR(max) = VRRM
VD	: Applied voltage	Uygulanan gerilim değeri.
VGD	: Gate non-trigger voltage	Bir tristörü iletme geçirmeyecek maksimum gerilim değeridir. Tristör kapı sürme devresinin gürültü seviyesi bu değerin üzerinde olmamalıdır.
VGT	: Gate trigger voltage	Tristörün iletme girmesi için kapıya uygulanması gereken minimum gerilim değeridir.
IFRMS, IT(RMS)	: RMS forward current	Yarı iletken üzerinden akabilecek maksimum RMS akımdır.
IFAVM, ITAV	: Mean forward current	Yarı iletken üzerinden akabilecek maksimum ortalama akımdır.
IFRM	: Repetitive peak forward current	Yarı iletken üzerinden akabilecek tekrarsız (tek darbe) maksimum akımdır.
IFSM, ITSM	: Surge forward current	Yarı iletken üzerinden akabilecek maksimum dalgalanma akımdır. 50 Hz ya da 60 Hz şebeke için yarım sinüs (10 ms yada 8.3 ms) için verilir. Genellikle doğrultucu çıkışında kullanılan kondansatörün talep ettiği ilk sarj (inrush) akımı bu değerden küçük olacak şekilde direnç, ntc vs. ile sınırlandırılır.
I _{2t}	: i _{2t} value, rating for fusing	Güç elektroniği devresinde kullanılacak olan giriş koruma sigortası bu değere göre seçilir. Seçilecek olan sigorta bu değerden küçük olmalıdır. Herhangi bir kısa devre vs. durumunda yarı iletken arızalanmadan sigortanın atarak devreyi koruması amaçlanır.
IR, ID	: Reverse current	Yarı iletken kesime gittiğinde ters yönde akabilecek akım değeri.
IF, IT	: Applied forward current	Yarı iletken üzerinden akan (uygulanan) akım. IF(max) = IFAVM
IR	: Maximum reverse blocking current	Durdurulabilecek maksimum ters akım değeri
IGD	: Gate non-trigger current	Bir tristörü iletme geçirmeyecek maksimum gerilim değeridir. Tristör kapı sürme devresinin gürültü seviyesi bu değerin üzerinde olmamalıdır.
IGT	: Gate trigger current	Tristörün iletme girmesi için kapıya uygulanması gereken minimum akım değeridir.
IL	: Latching Current	Tristörün iletme girdikten sonra kapı sinyalinin kaldırılması halinde tristörün iletimde kalabilmesi için gerekli minimum yük akımdır.
IH	: Holding Current	Tristörün iletme girdikten sonra iletimde kalmaya devam edebilmesi için gerekli olan minimum yük akımdır.
T _{vj}	: Virtual junction temperature	Yarı iletkenin jonksiyon sıcaklığını ifade eder. Ortalama bir değerdir. Bu değer aynı tip yarı iletkende gerçek zamanda her zaman aynı değer değildir. Toleranslar içerisinde değişen değerler alabilir. Bu nedenle sanal sıcaklık olarak ifade edilir.
T _{vjm}	: Maximum virtual junction temperature	Yarı iletkenin maximum jonksiyon sıcaklığını ifade eder. Çalışma esnasında bu sıcaklık değeri asılmamalıdır.
T _{stg}	: Storage temperature	Yarı iletkenin depolama (stoklama) sıcaklığıdır.
T _c	: Case Temperature	Yarıiletkenin kılıf sıcaklığı
P _{tot}	: Total power dissipation	Yarı iletken üzerindeki toplam kaybı ifade eder.
PGM	: Maksimum gate power dissipation	Tristör kapısının maksimum güç tüketimi
PGAV	: Average gate power dissipation	Tristör kapısının ortalama güç tüketimi
M _d	: Mounting Torque	Yarı iletkeni herhangi bir yere (örneğin soğutucuya) montaj esnasında montaj deliğine uygulanabilecek maksimum torku ifade eder.
r _t	: Slope resistance	Akıma göre direnç değeridir. Akım belli bir oranda arttıkça direnç değeri de bu oran nispetinde artar.
R _{thJC}	: Thermal resistance junction to case	Yarı iletken jonksiyonu ile kılıfı arasındaki termal dirençdir. Isıl modelleme için kullanılır.
R _{thJA}	: Thermal resistance junction to ambient	Yarı iletken jonksiyonu ile ortam arasındaki termal dirençdir. Isıl modelleme için kullanılır.
R _{thCH}	: Thermal resistance case to heatsink	Yarı iletken kılıfı ile soğutucu arasındaki termal dirençdir. Isıl modelleme için kullanılır.
r _{tr}	: Reverse recovery time	Yarı iletkenin ters toparlaması zamanıdır. Yarı iletken bir yönde akım iletirken kesime gitmesi durumunda ilettiği akım belli bir eğim ile azalarak sıfır ulaşır, ancak sıfır ulaştıktan sonra ters yönde akım iletmeye başlar. Bu ters akımı maksimum negatif ters akım değerine ulaşarak tekrar geri sıfır ulaşır. Akımın ilk sıfırdan geçip geri sıfır dönmesi arasında geçen zamana ters toparlamma zamanı denir.
t _p	: Pulse duration	Darbe süresi
di/dt(cr)	: Critical rate of rise of current	Yarı iletken üzerinden akan akım değişiminin kritik değeridir. Akım değişimi bu değerin üzerinde olmamalıdır.
dv/dt(cr)	: Critical rate of rise of voltage	Yarı iletken üzerindeki gerilim değişiminin kritik değeridir. Gerilim değişimi bu değerin üzerinde olmamalıdır.

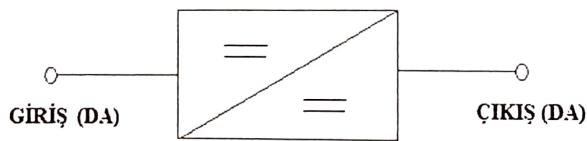
GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİ



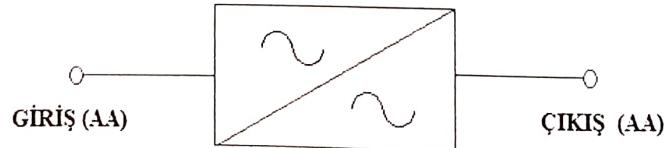
1) DOĞRULTUCU (RECTIFIER)



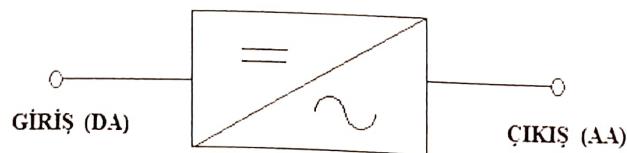
2) DOĞRU AKIM KİYICİSİ (DC CHOPPER)



3) ALTERNATİF AKIM KİYICİSİ (AC CHOPPER) - CYCLOCONVERTER



4) EVİRİCİ (INVERTER)

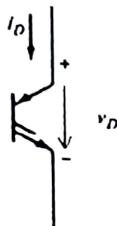


Şebeke \rightarrow SOA2 \rightarrow 20ms

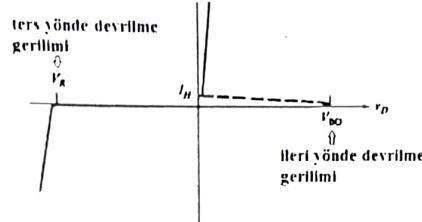
7

En çok tanınan güç elektroniki elemanları aşağıda sıralanmıştır:

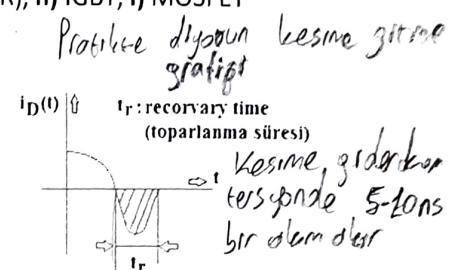
- a) Diyot, b) İki uçlu tristör (PNPN diyodu), c) Üç uçlu tristör (SCR silikon kontrollü doğrultucu),
d) Kapıdan kilitlenebilinen tristör (GTO), e) DIAC, f) TRIAC, g) Güç transistörü (PTR), h) IGBT, i) MOSFET



Şekil. PNPN Diyod gösterimi



Şekil. PNPN iletim-kesim karakteristiği



Şekil. Diyodon ters toparlanma süresi

S. 22
DIYOT \rightarrow Kendisi anahtarlamada iletme gösterisi için kontrolsüz anahtarlama elan

Diyodon piyasada 3 farklı türü bulunmaktadır:

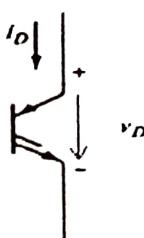
1) Schottky diyot: İletim halinde, 0.3 V değerinde gerilim düşümü olan, çıkış gerilimi çok düşük devrelerde kullanılır.

2) Hızlı toparlanma diyodları: Küçük değerde "ters toparlanma süresi" gereken devrelerde (motor sürücü devreleri gibi), yüksek frekansla tetiklenen güç elektroniki anahtarlarına paralel olarak bağlanan diyodlardır. Birkaç mikrosaniyeden düşük ters toparlanma süreleri vardır.

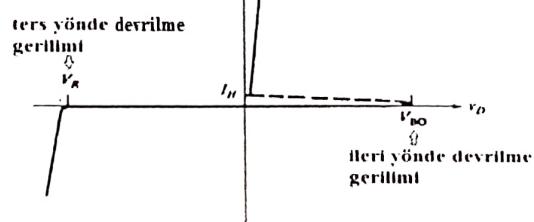
3) Şebeke frekanslı diyotlar: Bu diyotların iletim durumlarında gerilim düşümleri düşüktür (0.6V-2V). Şebeke frekanslı uygulamalarda, kabul edilebilir "ters toparlanma süreleri" vardır. Ters tepe gerilimleri birkaç kV, akım değerleri ise kA mertebesinde olabilir. Daha yüksek akım değerlerinde paralel, gerilim değerlerinde ise seri bağlanarak kullanılabilirler.

Diyot, kesime gitme durumunda, yukarıda gösterildiği gibi, diyot açık devre olmadan önce, t_r süresi boyunca, içinden ters yönde bir akım akar. Bu ters akım, diyot içindeki fazla taşıyıcıların temizlenmesi ve diyodon negatif kutuplu bir gerilim ile diyodon açık devre durumuna getirilmesi için gereklidir. Bu akım endüktif karakterli devrelerde aşırı gerilime yol açabilir. Çoğu devrelerde bu akım, çeviricinin giriş/çıkış özelliğini etkilemez. Diyot ters yönde kutuplandığında, içinden ihmali edilemeyecek değerde bir "sızıntı akımı" akar. Diyoda ters yönde uygulanan gerilim devrilme gerilim değerine ulaştığında, sızıntı akımı yerini büyük değerde (delinme) akımına bırakabilir.

İki tur boyup var
• Anahtarlama (Birimlik boy)
• İletim boyaplari (Diren)



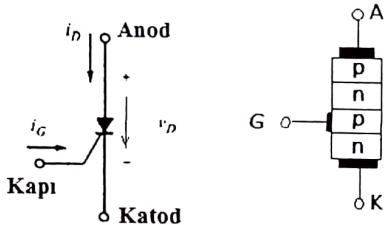
Şekil. PNPN Diyod gösterimi



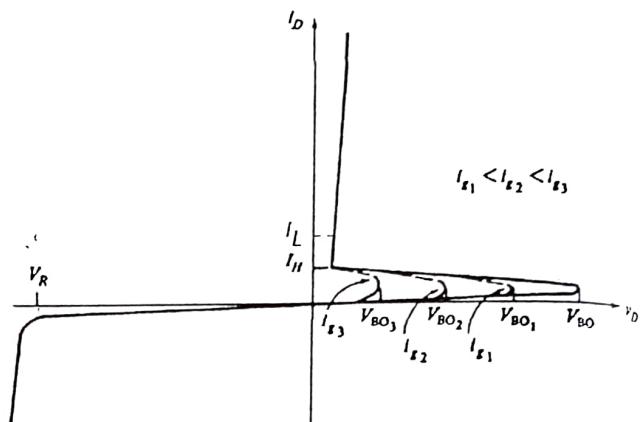
Şekil. PNPN iletim-kesim karakteristiği

İKİ UÇLU TRİSTÖR (PNPN DİYOT)

PNPN diyodu, iletim yönünde anot-katot gerilim değeri devrilme gerilim değerine (V_{BO} -breakover voltage) ulaştığında iletme geçer. İçinden geçmekte olan akım değeri, i_H (holding current) değerine düştüğünde ise kesime gider. Ters yönde uygulanan gerilim değeri (V_R) değerine ulaşınca kadar kesimde kalır.



Şekil. TRİSTÖR (SCR) gösterimi



Şekil. TRİSTÖR iletim–kesim karakteristiği

ÜÇ UÇLU TRİSTÖR (SCR) Silicon Controlled Rectifier

Üç uçlu tristörün iki uçlu tristörden farkı; ileri yönde devrilme gerilim değerinin, kapı akım(i_g) değeri yardımı ile değiştirilebilir olmasıdır. Yukarıda verilen şekilde görüldüğü gibi, kapı akım değeri (i_g) artırıldıkça, V_{BO} değeri düşer. Kapıdan hiçbir akım uygulanmadığında ($i_g=0$) ise, $V_{AK}=V_{BO}$ olduğunda, tristör kendiliğinden iletme geçer.

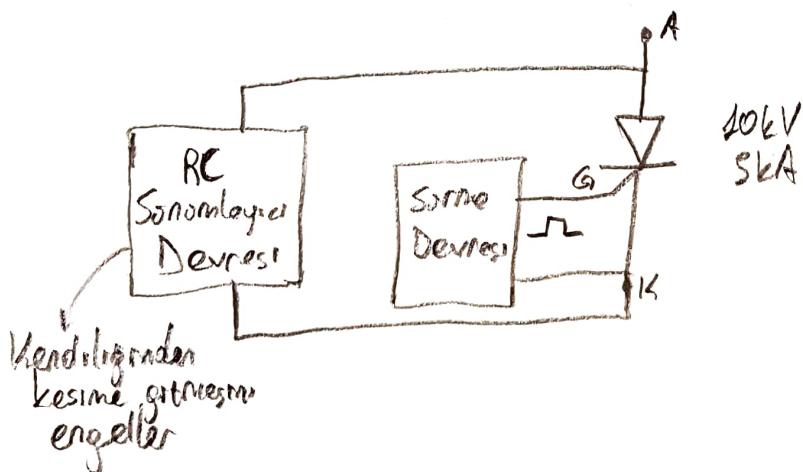
Üç uçlu tristör (SCR), yarıiletkenler içinde, en yüksek nominal akım ve gerilim değerine ulaşmış, en güvenilir, korunması en kolay ve aşırı akım ve gerilim şartlarına en dayanıklı elemandır. Kapıdan iletme geçirilebilir olmasına karşın, kapıdan kesime götürürememe özelliği nedeni ile diğer alternatif güç elektroniği anahtarlarına yönelik olmaktadır. Buna rağmen, yüksek akım ve gerilim altında çalışmada hala alternatif üretilmiş değildir. Düşük ve orta güçlerde hala kullanımı devam etmektedir. İletim durumundaki gerilim düşümü (1V–3V) aralığındadır. Holding current seviyesi 5 mA dir. Tristörün iletme başlama akımı (i_L –latching current- kilitlenme akımı) ile kesime gitme akımı (i_H –holding current-tutunma akımı) farklı değerlerdedir ve $i_L > i_H$ özelliği vardır. Tristörün iletme geçebilmesi için gerekli büyüklükteki kapı akımının bir kere uygulanması yeterlidir (doğru akım devrelerinde). Eğer tristör AA devrelerinde kullanılacak ise, her periyod için kapı akımının tekrar uygulanması gereklidir. Kapı akımının etkili olabilmesi için, yeterli genlik ve süre içinde kapıya (gate) uygulanması gereklidir. Teoride, kapı akımının bir kere uygulanması yeterli denilse de, uygulamada, bir müddet boyunca kapı akımının kapıya uygulandığı (emniyet açısından) görülmektedir. Bir tristörün (gerekli şartlar sağlandığında), OFF durumundan ON durumuna geçebilmesi için, 1–3 mikro saniyeye ihtiyaç duyulur. Piyasada 300 nano saniyelik tristörler de mevcuttur. Dünya da, $V_{AK}=10$ kV, $I_{AK}=5$ kA değerinde tristör üretilmiştir. Bu tristörün kapı gerilimi $V_g=10$ V, kapı akımı $I_g=0.5$ A, kapı

gücü ise $P_g=5$ W olurken, "kontrol kazancı"; $5 \cdot 10^7 / (10 \cdot 0.5) = 10^7$ değerini almaktadır. Bu özellik, bir kontrol elemanı için oldukça caziptir. Ders notlarında, aksi belirtildiğinde, tristörün iletimde "kısa devre", kesimde ise "açık devre" olduğu kabulü yapılacaktır. Tristörlerin kataloglarında, gerilim, akım değerleri, kesime gitme süresi (t_q), ileri yönde gerilim düşümü, iletim durumundaki akım artış hızı (di/dt), kesime gitmede gerilim artış hızı (dv/dt) bilgileri verilir. Aşağıda bazı tristör tipleri hakkında bilgiler verilmiştir:

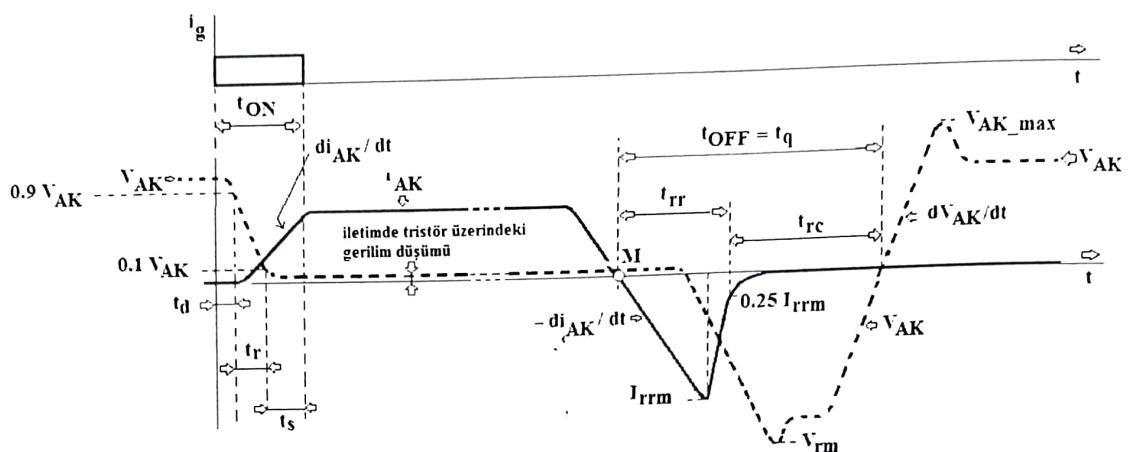
Faz Kontrollü Tristör: Daha çok çeviriçi tristörü olarak adlandırılan bu tristörler, şebeke frekansındaki gerilim ve akımları doğrultmak için kullanılırlar. Bu tristörler, büyük değerde gerilim ve akım altında çalışabilirler, iletim durumunda üzerinde küçük gerilim düşümleri olur. Taban çapları 10 cm'ye kadar ulaşır. Tutma gerilimi 5-7 kV, ortalama akım değeri 4 kA seviyelerindedir. 1kV luk gerilim altında çalışan tristörlerde gerilim düşümü 1V iken, 5-7 kV luk gerilimlerde bu değer 3V'a yükselebilir.

Evirici Tristörü: Bu tristörlerin iletim durumunda üzerinde düşük gerilim oluşur. Kesime gitme (t_q) süreleri oldukça küçüktür. t_q süresi küçüldükçe, iletim durumunda üzerinde düşen gerilim (faz kontrollü tristörlere oranla) değeri artar (istenmeyen bir özellik). 2500 V ve 1500 A için üretilmiş türleri vardır. Kesime gitme süreleri birkaç yüz mikro saniyeden 100 mikro saniye ye kadar değişiklik gösterir.

Işıklı tetiklenen tristör (LASCR): Bu tristörler, özel duyarlılığı olan bir bölgесine optik tellerle yönetilen bir ışık darbesi ile tetiklenirler. Bu tristörlerin tipik kullanım alanı, birden çok tristörün yüksek akım veya yüksek gerilim gerektiren bir durumda (seri ya da paralel bağlanmaları gerekiğinde), aynı anda iletme sokumaları (iletme başlaması kesinlikle aynı anda olması) gereken durumlardır. Uygulamada, (özellikle köprü devrelerde) güç elektroniği anahtarlarının toprağa göre farklı değerde olan potansiyel farklarının, tetikleme darbelerini üreten devrelerde sıkıntılara neden olduğu bir gerçektir. 4 kV/3 kA değerli ve iletim durumunda üzerinde 2 V gerilim düşümlü ışıklı tetiklenebilen bir tristörün ışık ile tetikleme gücü 5 mW seviyelerindedir. Yüksek Gerilim ile doğru akım iletimi (HVDC) ve statik VAr sistemlerinde kullanılırlar. 100 kV'a kadar izolasyon sağlayabilmektedir. 1500 A ve 4 kV'a kadar üretilebilmektedirler. Yukarıdaki tristör tiplerine ilave olarak, kapı yardımı (gate assisted) kesime götürülen (GATTs) tristörü, asimetrik silikon kontrollü doğrultucu (ASCRs) ve ters iletimli tristörler de可以说abilir.



TRİSTÖRÜN İLETİME GEÇİRİLME YOLLARI



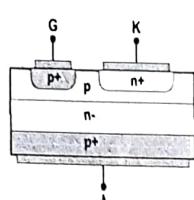
Tristörün iletme geçmesi ve kesime gitmesi durumundaki akım ve gerilim değişimi

Tristör aşağıda açıklanan 3 ana yol ile iletme sokulabilir:

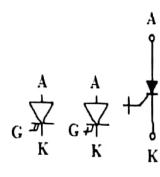
- ↗ 1) Kapısına hiçbir işaret uygulanmadan ($i_g=0$), tristörün devrilme geriliminden büyük bir gerilimi anot-katot uçlarına uygulamak. Pratikte istenilen ve uygulanan bir yöntem değildir.
- ↗ 2) Tristörün kapısına, katalogunda belirtilen şartlarda, işaret uygulanması. ($i_g \neq 0, V_{AK} < V_{dev}$). Kesimde olan bir tristöre uygun yükseklik ve genişlikte kapı darbesi uygulanırsa, iletme geçer. Tristörün kesimden iletme geçmesi, V_{AK} gerilim değerine, kapıya uygulanan işaretin diklik, yükseklik ve süresine bağlıdır. Tetikleme darbesinin uygulanması ile V_{AK} hemen, iletim anındaki değerine (%10 alınabilir) ulaşamaz. Dolayısı ile darbenin uygulanması ile hedefe ulaşması arasında toplam iletme geçme süresi adını verdigimiz bir zamana (yukarıdaki şekilde t_{ON} süresi) ihtiyaç duyulur. Tristöre uygulanan gerilimin (V_{AK}) %90 değerine düşmesi için geçen zamana t_d (gecikme süresi 0.5 ila 15 μ s arasındadır), %90 ile %10 arasında geçen zamana t_r (yükseleme süresi), %10 ile tam iletme geçtiği zaman arasındaki süreye t_s (yayılma süresi) adı verilir. t_{ON} süresi (birkaç yüz mikro saniye seviyelerindedir), bu 3 adet sürenin toplamından oluşur. Eğer, tristörün iletme geçerken üzerinden geçen akımın yükselme hızı (di_AK/dt), katalogda belirtilen kritik değerden (di/dt_{critic}) daha büyük değere ulaşırsa tristör bozulur (Sicim olayı).
- ↗ 3) Tristörün dV_{AK}/dt ile iletme sokulması ($i_g=0, 0 < V_{AK} < V_{dev}$). Tristör iletimdeyken, kesime gitme işlemi uygulandığında, eğer tristöre uygulanan gerilimin eğimi dV_{AK}/dt_{critic} değerinden daha yüksek ise, anot ve katot arasındaki (imalattan kaynaklanan) parazitik kondansatörün şarj akımı, kapı akımı gibi etki ederek kesime gitmek üzere olan tristörün tekrar iletme geçmesine neden olur. dV_{AK}/dt_{critic} değeri tristör için; 200 ila 1000 V/sn dir.

TRİSTÖRÜN KESİME GİTMESİ 5.1.3

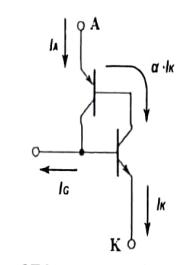
Tristör, alternatif akım devrelerinde kullanılıyor ise (diğer bir ifade ile Anot-Katot uçları arasında uygulanan gerilim kendiliğinden polarite değiştiriyor ise), tristör içinden geçen akım değeri, o tristörün kataloğunda verilen (holding current- tutunma akımı) i_H değerine eşit ve küçük olduğu ilk t anında kesime gider. Tristörün kesime gitmesi için Anot-Katot geriliminin negatif yapılması yeterli değildir (diğer bir ifade ile tristör akımı holding akımının altına inmedikçe, uçlarındaki gerilim negatif olsa bile, kesime gitmez). Tristörün yukarıda açıklandığı şekilde şebeke geriliminin kendiliğinden negatif değer alarak, akımının da holding akım seviyesine indiği ilk anda kesime gitmesi işlemeye "faz komutasyonu" yolu ile kesime gitme adı verilir. Tristör, doğru akım devrelerinde kullanılıyor ise (diğer bir ifade ile Ahot-Katot uçları arasında uygulanan gerilim kendiliğinden polarite değiştiremiyor ise), tristör içinden geçen akım değeri, o tristörün kataloğunda verilen (holding current- tutunma akımı) i_H değerine eşit ve küçük olacak değeri asla alamaz. Bu durumda bir kere iletme geçirilen tristör (kaynak gerilimi devam ettiği sürece) asla kesime götürülemez. Bu durumda, tristör, "komutasyon devresi" yolu ile kesime götürülür. Komutasyon devresi kullanılarak tristörün kesime götürülme işlemeye ise "zorlanmış komutasyon" yolu ile kesime götürme adı verilir. Yukarıda verilen şekilde, tristörün iletme sokulma ve kesime götürülme sırasındaki anot-katot'a ilişkin akım ve gerilim değişimleri ile önemli parametreler gösterilmiştir. M anında, tristör akımı sıfır bile olsa, ortamda bulunan çok sayıda taşıyıcı nedeni ile tristör kesime gidemez. Bu taşıyıcılar ters yöne geçerek ve negatif yönde artarak akımı devam ettirirler. M anından bir süre sonra, ortamdaki taşıyıcılar azalır, tristörün uçları arasında tıkama gerilimi belirir. Tristör akımının ilk defa sıfır olduğu M anından itibaren (ters yönde) sahip olduğu maksimum akım değerine i_{rrm} denir. t_{rr} süresi, M anı ile akımın $-0.25*i_{rrm}$ değerine ulaştığı an arasındaki zaman dilimidir. t_{rc} süresi ise, tristör akımının $-0.25*i_{rrm}$ değerine ulaşlığı an ile akımın tümüyle sıfır olduğu (tristörün açık devre olduğu) an arasındaki süreye verilen addır. Tristörün kesime gitme süresi (t_{OFF}) ise bu iki sürenin toplamından meydana gelir. t_{OFF} süresinin bir diğer adı da, t_q "toparlanma süresi" dir. Bu süre, tristörün katalog değerleri içinde yer alır ve çok önemli bir tristör parametresidir. Tristörün kesime gitme süresi, diyoda göre biraz daha uzun sürer. **Tristörün kesime götürülebilmesi için, Anot-Katot uçları arasında uygulanan "negatif değerli" gerilimin, en az "t_q" süresi kadar devam ettirilmesi gereklidir.** Küçük gerilim ve akım değerine sahip tristörlerde t_q ; 10 μs n, 500 V için; $t_q > 20 \mu s$ n, 800 V için $t_q > 35 \mu s$ n, 1200 V için $t_q > 50 \mu s$ n, 1500-2000 V için ise $t_q > 100$ ila 200 μs n arasında değer alır. Bu değer teknolojinin imkanları arttıkça düşebilecek değerdir. Eğer t_q süresi bitmeden tristöre pozitif yönde işaret uygulanır ise, kapıya işaret uygulanmasa bile, tristör iletme geçer, kesime gidemez.



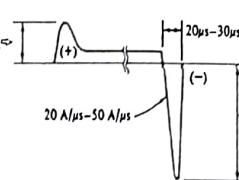
GTO jontksiyonları



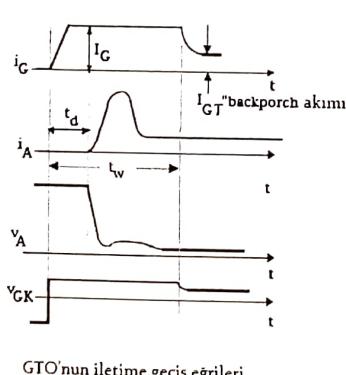
GTO gösterimleri



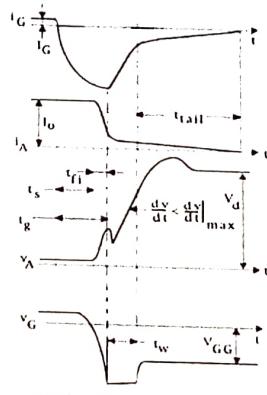
GTO'nun eşdeger devresi

Bir kaç amperden
bir kaç 10 ampere kadaryük akımının 1/4 ü ya da 1/6
büyülüklüğünde kapı akımı**KAPIDAN KİLİTLENEBİLEN TRİSTÖR (GTO-Gate Turn off Thyristor) 5.19**

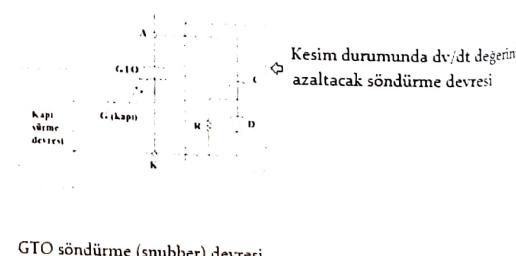
GTO elemanını, tristöre göre popüler yapan yönü; tristör kapıdan kesime götürülemezken, GTO'nun, Kapısından uygulanan (büyük değerde ve negatif yönlü) bir kapı akım işaretini ile kesime götürülebilmesidir. GTO'yu iletme sokmak için gerekli pozitif yönlü kapı akımının değeri birkaç amperden birkaç 10 ampere kadar bir değer içinde olabilirken, GTO'yu kesime götürmek için gerekli (negatif yönlü) kapı akımı ise yük akımının $1/4$ ü ile $1/6$ sı arasında yüksek bir değerde olmak zorundadır. GTO'nun açma/kapama özelliklerine sahip olan rakip anahtarlar, IGBT ve MOSFET gibi anahtarlardır. IGBT, 1–10 kW güç aralığında, GTO'nun piyasasını daraltmış ve yerini almıştır. 10–100 kW güç aralığında ise, bipolar transistör modülleri ve IGBT modülleri, GTO ile ciddi bir rekabet içindedir. GTO'yu kesime götüren negatif yönlü kapı işaretinin kesime götürme görevini yerine getirebilmesi için; 20 ila 50 (Amper/mikrosaniye) lik bir eğim ile artıyor olması gereklidir. GTO, SCR'den daha hızlıdır. Güçleri arasında fark yoktur. Her ikisinin de gücü yüksektir. GTO, kendisine paralel olarak bir snubber (koruma) devresi bağlanmadıkça, endüktif karakterde bir yük akımını kesme işleminde kullanılamaz. Bunun nedeni, endüktif akımın kesilmek istediğiinde oluşan büyük değerde dv/dt özellikli bir gerilimin, GTO tarafından karşı konulamaması ve GTO'nun zarar görmesinin kaçınılmaz olmasıdır. Aşağıdaki devrede görüldüğü gibi, GTO'ya paralel olarak bağlanacak koruma (snubber) devresinin amacı, kesmeden kaynaklanan dv/dt etkisinin azaltılmasıdır. GTO, birkaç yüz Hz ile 10 kHz frekans aralığında, yüksek akım ve gerilimler için kullanılır.



GTO'nun iletme geçiş egrileri



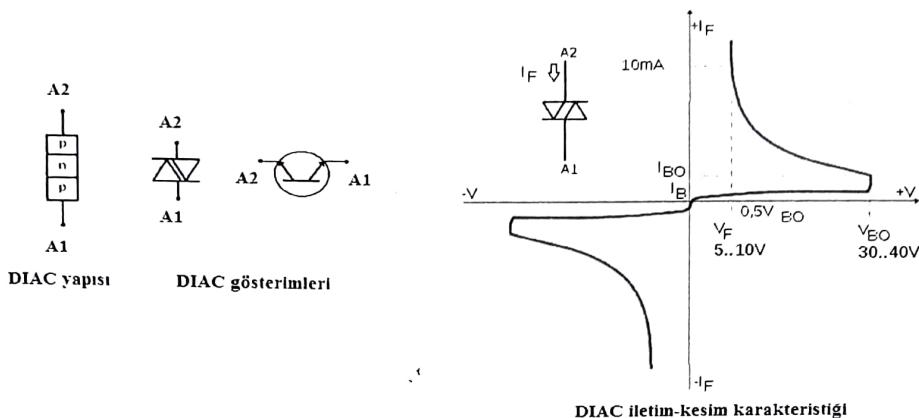
GTO'nun kesime gidiş egrileri



GTO söndürme (snubber) devresi

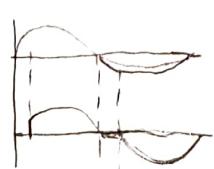
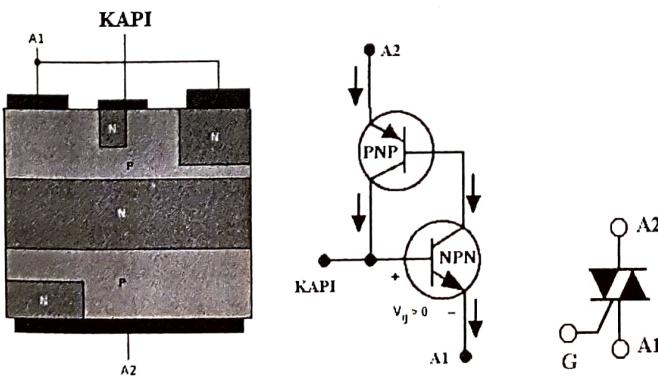
Kesim durumunda dv/dt değerini
azaltacak söndürme devresi

DİYAK (DIAC) Kontrol Süp



Diyak, silisumdan yapılmış iki uçlu, üç dilimli (PNP), AC gerilimde çalışan bir tetikleme elemanıdır. Diyak (DIAC) kelimesi "Diode Alternative Current Switch" kelimelerinin baş harflerinin birleşmesi ile elde edilmiştir. Çalışması, birbirine zıt ve paralel bağlanmış iki diyota benzer. Yalnız, diyotlarda iletme geçme gerilimi 0,7V civarındayken, diyakta bu değer, 10V ile 80V arasında değişir. Piyasadaki diyakların çoğu 25-40 V civarında iletme geçmektedir. Yukarıdaki şekil diyakin her iki yönde akım-gerilim karakteristğini göstermektedir. Eğriye dikkat edilecek olursa, diyak uçlarına uygulanan gerilim nedeni ile başlangıçta, diyak, üzerinden sızcı akımından başka akım geçirmemektedir. Ancak, diyak uçlarına uygulanan gerilim, diyak iletim gerilimini (V_{BO} = Breakover Voltage) aşar aşmaz, diyak üstünden geçen akım hızla yükselirken, diyak uçlarındaki gerilim düşüş gösterir. Diyak üstünden geçen akımın artmasına karşılık diyak uçlarındaki gerilimin düştüğü bu bölge "negatif direnç bölgesidir". Diyak iletme geçtikten sonra, eğer, uçlarındaki gerilim V_F değerine düşer ise, diyak kesime gider. Diyak, her iki yönde de iletme geçebildiği için, alternatif akımın her iki alternansında da çalışabilir.

Diyak, hem negatif hem de pozitif alternansta görev yapan TRİYAK gibi anahtarların kapı devrelerinde, TRİYAK'ı iletme ve kesme gönderme işlerinde kullanılır. Diyak elemanı kullanılırken, seri bir akım sınırlayııcı dirençle birlikte kullanılmasına dikkat edilmelidir. Diyaklar, triyakların faz kontrol devrelerinde, bir ampulü istenilen şiddette yakıp söndürmeye, ısı kontrolü istenen yerlerde, matkap, vantilatör gibi seri motorların devir sayısı kontrollerinde triyakları tetiklemek amacıyla kullanılırlar.

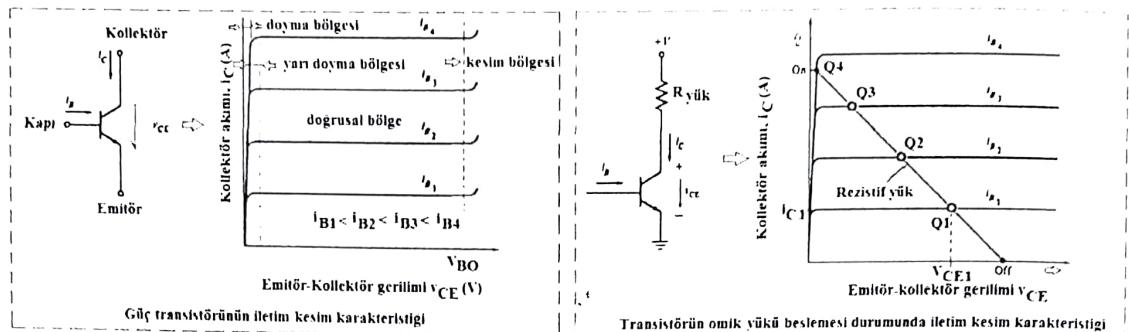


TRİYAK iletik-kesim karakteristiği



TRİYAK (TRIAC)

Triyak, iki yönlü tristör gibi davranır. Triyak, AA devrelerinde ampül DİM etmek, ısı kontrolü sağlamak vb. işlerde kullanılırlar. Her iki yönde de iletme girme ve kesime gitme şartları tristör ile aynıdır.



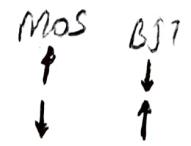
GÜÇ TRANSİSTÖRÜ (BJT-Bipolar Junction Transistor)

Güç elektroniginde transistör genellikle anahtarlama elemanı olarak kullanıldığından dolayı, çalışma bölgesi "doyma bölgesi" dir. Yukarıda verilen karakteristikte de görüldüğü gibi, kollektör-emitor geriliminin (V_{CE}) geniş bir aralığında, kollektör akımı (I_C) ile kapı akımı (I_B -baz akımı) doğrusal olarak değişmektedir. Yukarıda verilen iletim-kesim eğrisinde Q (yük) eğrisinin eğimi $1/R_C$ değerindedir. I_{B1} akımı ile anahtar tetiklendiğinde, transistör $Q1$ çalışma noktasındadır. Bu noktaya karşı gelen I_C akımı (I_{C1}), yük akımıdır. Transistörün CE uçlarında düşen gerilim ise $Q1$ noktasından dik olarak aşağıya inildiğinde yatay eksenin kestiği degerdir (V_{CE1}). Bu noktada transistör üzerindeki güç değeri $I_{C1} * V_{CE1}$ değeri ile orantılıdır. I_B akımı büyündükçe, V_{CE} değeri azalacağından, transistör üzerindeki gerilim düşümü azalacak, sonuç olarak transistörün (iletimdeki) aktif güç kaybı azalacaktır. I_{B4} baz akımı için verilen yük değerinde çalışıldığında, $Q4$ noktasının, mevcut koşullarda, en uygun çalışma noktası olarak görülmektedir. Devre tasarımı yapılırken, yukarıda açıklanan aktif kaybı azaltıcı yöne dikkat edilmelidir. Transistör, ileri yönde yeterli büyülüklükte (baz) akım işaretini uygulandığı sürece akım geçiren ve işaret kesildiğinde kesime giren, tam kontrollü bir güç elektronigi anahtarıdır.

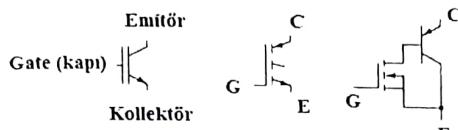
Transistör ile tristör arasında karşılaştırma yapıldığında, aşağıdaki özellikler öne çıkmaktadır: 1) Ters yönde gerilim uygulandığında, transistörün, tristöre göre daha düşük degerde delinme gerilimi vardır. 2) Aynı güçlerde, transistörün anahtarlama kaybı tristöre göre daha yüksektir. 3) Transistörler, tristörlerden daha hızlı açma kapama yapabilirler, fakat baz akımı, tristörün kapı akımından daha büyüktür. 4) Tristörün tam kontrollü olabilmesi için ilave (komutasyon) devreye ihtiyacı vardır (zira, kesime gitmesi için kapı akımının kesilmesi yeterli değildir). Transistör ise baz akımı ile iletme sokulabildiği gibi, bu akım kesildiğinde kesime de gidebilir.

Transistör ailesinin üyelerinden olan "iki kutup jonksiyonlu transistörler" (BJT) ve "blok darlingtonlar", geçmişte yaygın olarak kullanılmalarına rağmen, şimdilerde özel uygulamalarda tercih edilmekte ve yerlerini piyasada artan oranda MOSFET ve IGBT'ye bırakmaktadır. BJT'nin tipik anahtarlama süresi, birkaç yüz nano saniye ile birkaç yüz mikro saniye aralığındadır. Negatif ısı katsayısına sahip olmaları, (yüksek akımda) birbirleri ile paralel bağlanmalari gerekiğinde sorun teşkil edebilir (paralel transistörler arasındaki akım dağılımları eşit olmayabilir).

Anahtarlama kaybı, yeterli iletim kaybı, doğrultu (BJT)

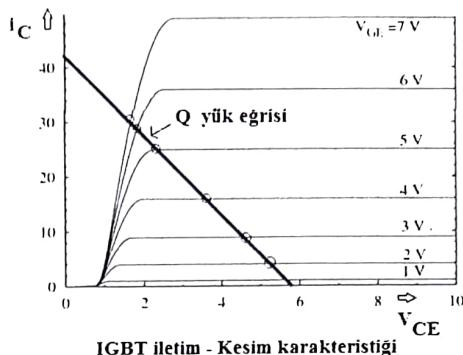


İZOLE KAPILI BİPOLAR TRANSİSTÖRLER (IGBT)

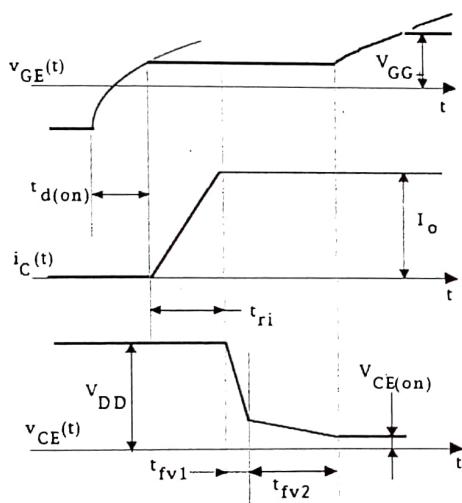


IGBT'nin değişik gösterimleri

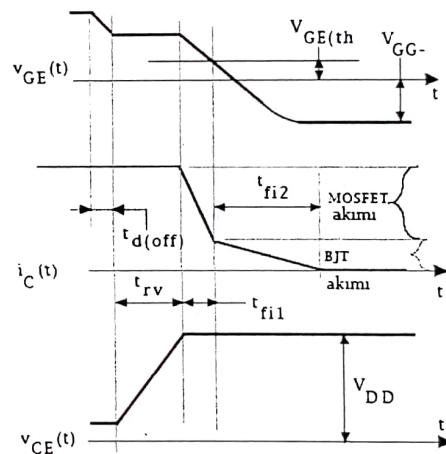
Aşenkron
Elektrikli
Partikül ve plasma fırçası (Engel sinyal)
Motor
Araç



IGBT, güç transistörüne benzer, fakat gerilim kontrollü bir anahtardır. IGBT'nin kapı direnci yüksek olduğundan, IGBT kapı akımı çok düşüktür. IGBT, güç transistörü ile MOSFET bileşimi bir anahtardır. IGBT tetikleme frekansı, güç transistörüne göre çok daha yüksek seviyelere ulaşır. IGBT, yüksek güç ve yüksek frekanslı anahtarlama gereken uygulamalarda kullanılır.



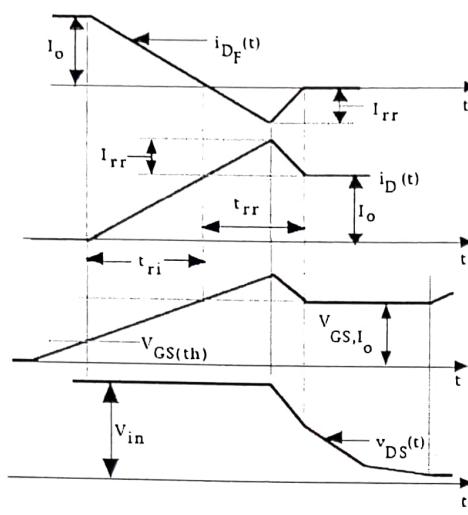
IGBT'nin iletme geçişindeki akım ve gerilim değişimleri



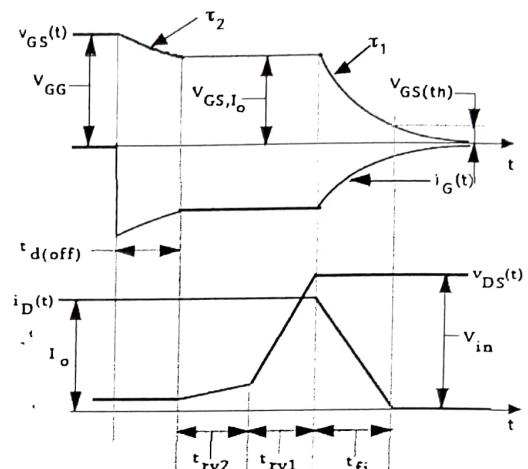
IGBT'nin kesime gidişindeki akım ve gerilim değişimleri

IGBT, 1000 V'luk uygulamalarda V_{CE} (gerilim düşümü) 2–3V seviyelerindedir. 0.5 ile 1.5 mikro saniye arasında değişebilen kesme süreleri vardır. 1700 V, 1200 A değerlerinde ve 500 A, 2000 V değerlerinde IGBT modülleri üretilmiştir. DC kiyıcı ve eviricilerde kullanımı hızlı bir şekilde artmaktadır. IGBT'nin anahtarlama hızı ve gerilim düşümü açısından MOSFET'den daha kötü, BJT'den daha iyidir. Yüksek akımlarda gerilim düşümü, MOSFET'e göre daha düşüktür. Ters dayanma gerilimi, BJT gibi çok düşüktür. Kendisine ters olarak bağlı diyod içeren IGBT üretilmiştir. IGBT'de, GTO gibi bir kuyruk akımı mevcuttur.

MOSFET (Metal oksit yarı iletken alan etkili transistör)

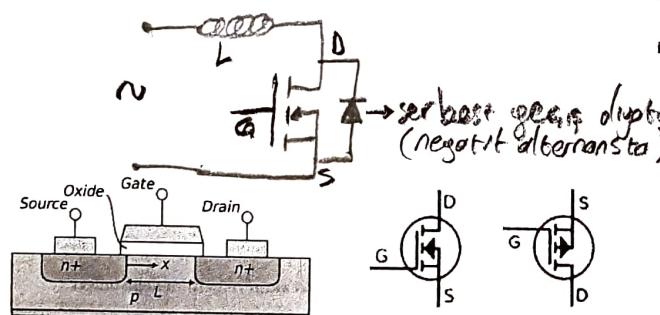


MOSFET'in iletme geçiş akım ve gerilim dalga şekilleri

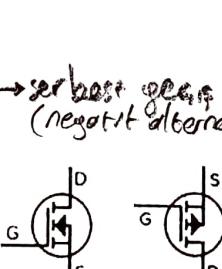


MOSFET'in kesime gidiş akım ve gerilim dalga şekilleri

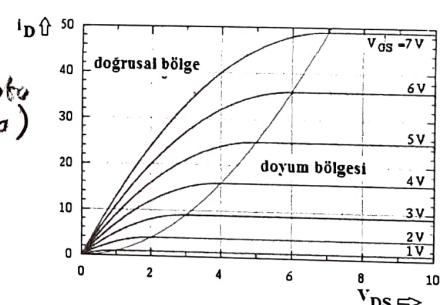
MOSFET, gerilim kontrollü bir elemandır, "n" kanallı veya "p" kanallı olarak iki tipte üretilir. Kapı-kaynak gerilimi, eşik geriliminden ($V_{GS_eşik}$) büyük olduğunda, MOSFET kısa devre, aksi durumda ise açık devredir. MOSFET'in sürekli iletim durumunda olması için, sürekli olarak (uygun değerdeki) kapı-kaynak geriliminin kapıya uygulanması gereklidir. Anahtarlama süresi, eleman tipine bağlı olarak, birkaç on nanosaniye ile birkaç yüz nano saniye arasında değişir. MOSFET, uçlarına uygulanan nispeten küçük değerli gerilimlerde, üzerindeki gerilim düşümü küçük olur. Bu nedenle iletim kayipları da düşüktür. Anahtarlama hızları büyük olmasına rağmen, yukarıdaki özellikler dolayısı ile iletimde düşük kayiplar üretirler. Toplam anahtarlama kayiplarının düşük olması isteniyor ise, 30 - 100 kHz frekans aralığında 300 - 400V değerine dayanabilen MOSFET'ler BJT ile rekabet edebilir.



MOSFET iç yapısı



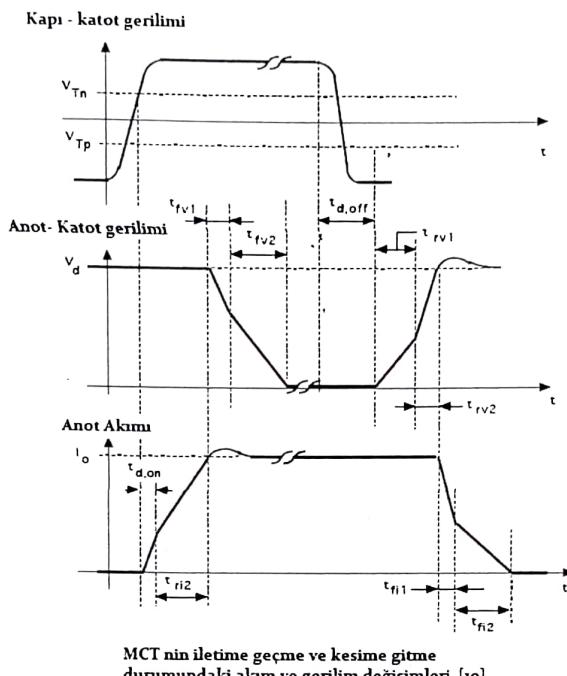
MOSFET gösterimleri



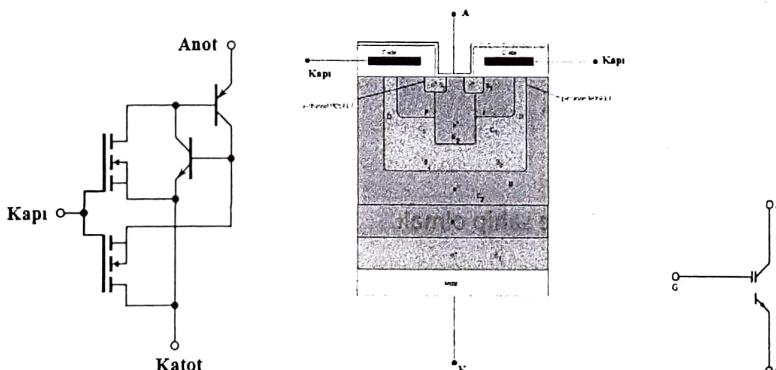
MOSFET İletim-Kesim karakteristiği

Düşük gerilimlerde MOSFET daha verimlidir. Eğer 1000 V luk bir gerilim söz konusu ise, akım değeri düşük olur. Eğer 100 A akım iletmesi isteniyor ise (uçları arasına uygulanan) gerilim değeri düşük olur. MOSFET'lerin, maksimum kapı-kaynak gerilim değeri ± 20 V dur. MOSFET'e imalat sırasında ters yönde bir diyod bağlandıından, bağlandıkları devrede self akımına yol bulmak için ayrıca ters yönde bir diyoda ihtiyaç yoktur. Bu nedenle MOSFET iletim yönünde kontrollü bir anahtar fakat ters yönde ise kontrolsüz akım özelliğine sahip tam kontrollü bir güç anahtarıdır. Diğer elemanlardan farklı olarak iletim durumundaki MOSFET bir dirence (r_{DS}) eşdeğerdir. Bu özelliği nedeni ile birbirlerine paralel olarak bağlanabilirler. Ancak, MOSFET iletim direnci r_{DS} , sıcaklık ile ve devrilme geriliminin küpü ile doğru orantılı olarak arttığı için, yüksek gerilim ve yüksek akımlarda üretimi çok zordur ve bu nedenle, düşük gerilim ve yüksek akımlarda avantajlı bir anahtardır. MOSFET'in kapı girişi izolelidir ve sürekli halde akım çekmez. Kapısının (eşdeğer) parazitik kondansatör eşdeğeri olduğu için, kapıya uygulanan

gerilimin başlangıç ve bitişinde bu kondansatörün hızlı bir şekilde şarj ve deşarj edilmesi gereklidir. MOSFET'in kapısı, gerilime karşı oldukça duyarlıdır ve dayanma değeri düşüktür. Bu nedenle kapı iyi korunmalıdır. MOSFET anahtarlama güç kaybı en düşük ve iletim güç kaybı en yüksek olan güç anahtarıdır. SCR'nin aksine kesimde bekleme (t_q) ve BJT deki gibi iletimde bekleme (t_s) süresi gibi ilave süreler sahip olmayan MOSFET bu nedenle de en hızlı güç anahtarıdır.



MOS KONTROLLÜ TRİSTÖRLER (MCT)



MCT gösterimleri

"n kanallı" ya da "p kanallı" olarak iki türlü imal edilebilirler. Kesimde olan MCT'nin kapısına kısa süreli bir negatif gerilim işaretini uygulandığında, SCR gibi iletme geçer. Kapı işaretini kesilse bile, iletimde kalmaya devam eder. İletimde olan MCT'nin kapısına kısa süreli bir pozitif işaret uygulandığında, SCR'den farklı olarak kesime gider (SCR gitmezdi). MCT'nin gerilim düşümü SCR gibi küçük, anahtarlama hızı ise IGBT ye yakındır. İletime giriş ve kesime gidiş zamanı düşüktür. 500 V, 300 A lik MCT, 0.4 mikrosaniyede iletme geçerken, 1.25 mikrosaniyede kesime gider. Anahtarlama kayıpları küçüktür. Ters gerilim tıkama özelliğine kısıtlıdır. Kapı devresi giriş empedansı yüksektir, bu nedenle sürme devresi basit olur. İletime geçirme ve kesime götürmek için gerekli güç değeri düşüktür. Yüksek akımları anahtarlamak için MCT'ler kolaylıkla paralel olarak kullanılabilir. MCT, geleceğinin parlak olduğu

düşünülen anahtarıdır. Yüksek güçlü uygulamalar için yüksek anahtarlama hızı, düşük gerilimde uygulamalarında düşük gerilim düşümü ve düşük güç kaybı için, MCT, ciddi bir anahtar adayıdır. Gelecekte, MCT nin daha da gelişmesi, özellikle evirici ve DC motor kontrolünde yaygın olarak kullanılması beklenmektedir.

GÜÇ MODÜLLERİ (PM)

tek bir elemen bozulusun modül gsp

Güç elektroniği anahtarları, üreticileri tarafından, 2 li, 4 lü, 6 lı ya da daha çok sayıda bir araya getirilmiş (embedded olarak) piyasaya sürülebilmektedirler. Bu yapıya güç modülü (PM-Power Module) denir. Bu elemanların kendi aralarında çok sayıda bir araya getirilmeleri, hem montaj kolaylığı, hem hacimden tasarruf hem de ortak soğutucu imkanı sağlamaktadır. Başlangıçta birim fiyatları yüksek olmasına rağmen talebin artması ile birlikte fiyatları eskiye oranla düşmüştür. Tek adetli kullanıma oranla, birden çok sayıda bir araya getirilmeleri, hem yüksek akım hem de yüksek gerilim dayanımı sağladığı için, onları avantajlı bir duruma sokmaktadır. Örneğin, köprü doğrultucuda, 6 adet SCR (veya diyod) var ise, bunların aynı modül içinde bir araya getirilmeleri, kullanıcı açısından ciddi bir kolaylık sağlar. Eviricilerde, IGBT'lerin bir araya getirilmesi, buna bir başka örnek teşkil eder.

AKILLI GÜÇ MODÜLLERİ (IPM)

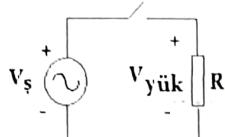
Güç anahtarlarının PM şeklinde üretiminden sonra, bu modüllere çevresel yeni yapılar ilave edilerek, IPM yapıları üretilmiştir. IPM içinde; sürme devreleri, snubber devreleri, kapıların elektriksel ve manyetik girişimlerden koruyan devreler, aşırı akım, aşırı gerilim, akım ve gerilimin aşırı yükselme hızını tespit edip sistemi koruyan, kısa devre ve açık devre durumlarında algılama ve korumanın sağlanması, mikrodenetleyiciler ile bağlantının sağlanmasını sağlayan devreler bulunur. Tasarımcının işini çok kolaylaştıran PM ve IPM modülleri piyasada gittikçe yaygınlaşmaktadır.

TEKNOLOJİNİN HEDEFLEDİĞİ "GÜÇ ANAHTARLARININ" ÖZELLİKLERİ

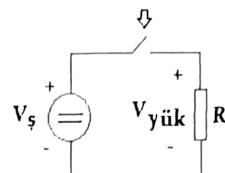
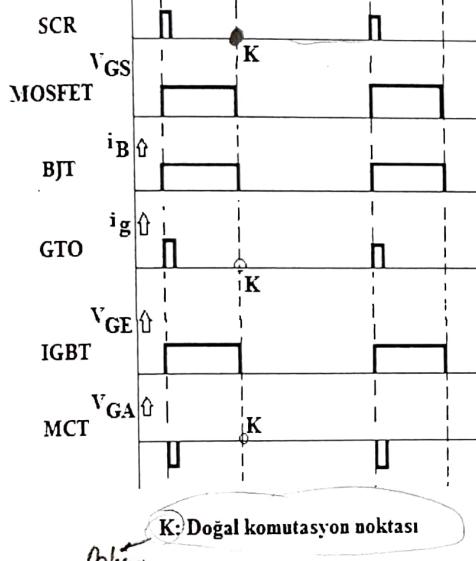
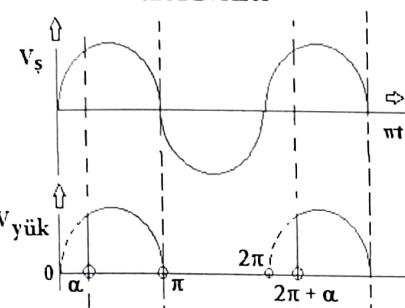
1. Anahtar OFF durumundayken yüksek gerilim değerlerine dayanabilmeli ve bu durumdaki kaçak akım değerleri de küçük olmalı.
2. Anahtar iletimdeyken içinden geçen akıma karşı düşük empedans göstirmeli.
3. Anahtarlama kayıpları düşük olmalı.
4. Fiyatı düşük olmalı.
5. Yüksek hızda anahtarlama özelliğine sahip olmalı.
6. Kapıdan kontrolü kolay olmalı.
7. Kapı kontrol gücü mümkün olduğunda küçük olmalı.
8. Kısa sürede iletme geçip, kısa sürede kesime gidebilmeli.
9. Yüksek değerde yük akımı kesebilmeli.
10. Pozitif ısı katsayılı olmalı (paralel çalışmada akım eşit dağılmayı sağlamalı).
11. Nominal akım ve nominal gerilime aynı anda dayanma özelliği olmalı (bu özellik snubber (koruma) devresine olan ihtiyacı ortadan kaldırır).

ÇEŞİTLİ GÜC ELEKTRONİĞİ ANAHTARLARININ TETİKLEME MANTIKLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

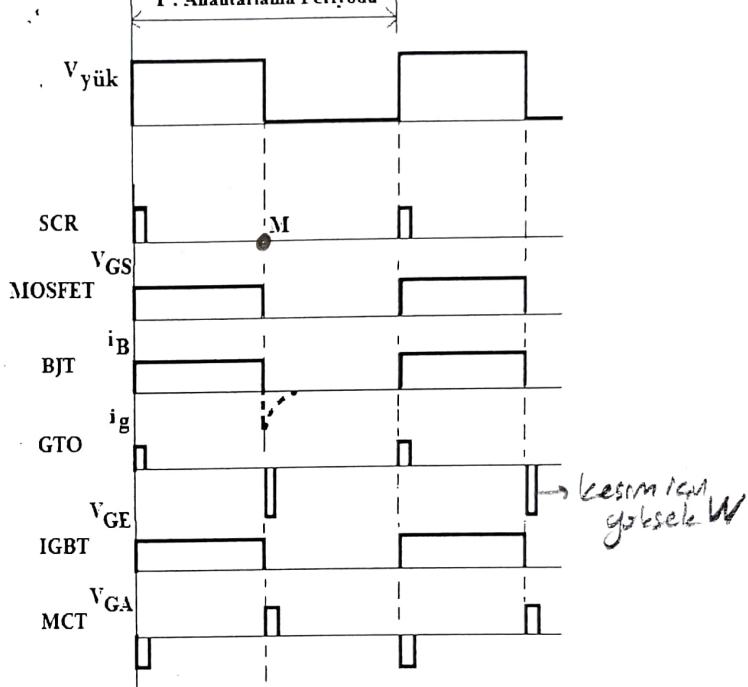
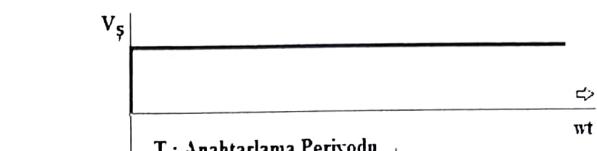
$\alpha \rightarrow$ tetikleme açısı



AA DEVRESİ



DA DEVRESİ

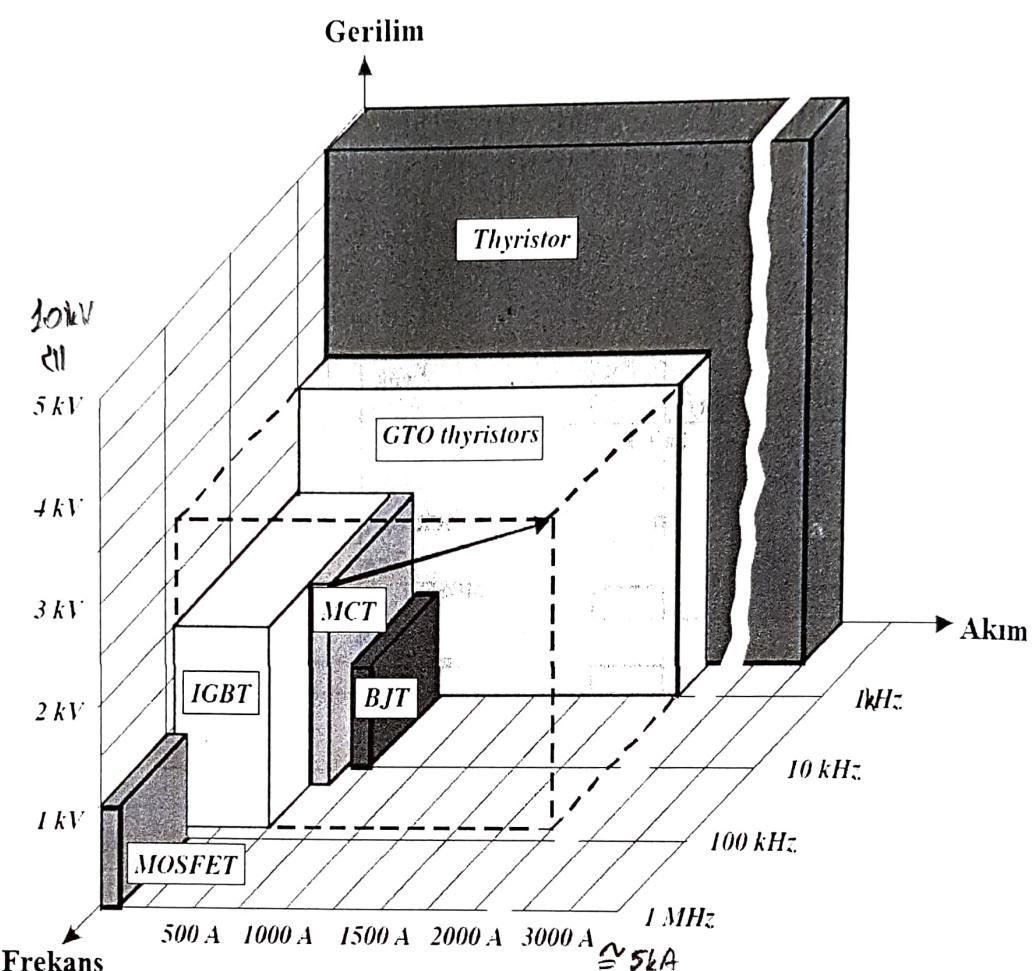


M: Zorlamalı Komutasyon gereken noktası [12]

AA uygulamalarda, SCR , GTO ve MCT elemanları, pozitif alternansta tetikleme (α) anında kısa bir tetikleme işaretini ile iletme sokulabilirler. Bu anahtarlar π anına kadar iletimde kalırlar. π anında, akım sıfır olduğundan (yük olarak omik yük verildiği unutulmamalıdır), kendiliğinden (doğal komutasyon ile) kesime giderler. Bir sonraki pozitif periyoda kadar bu şekilde (kesimde) kalırlar. Bir sonraki periyod içinde, ilk periyod içindeki olaylar tekrar edilir (tekrar tetikleme işaretini verilmek zorundadır). BJT, MOSFET ve IGBT elemanları ise, tetikleme açısı (α) ile π aralığında sürekli işaret verilerek iletimde tutulurlar. Burada akımın sıfır olduğu anın algılanması gereklidir (yükün omik-endüktif karakterde olduğu çalışma durumunda, gerilimin sıfır olduğu an ile akımın sıfır olduğu anın aynı olmadığı unutulmamalıdır). Bu nedenle AA uygulamalarda SCR , GTO ve MCT elemanlarının kullanılması (otomatik olarak durduklarından) daha uygundur. Diğer anahtarların kullanılması zorluk oluşturabilir.

DA uygulamalarda, SCR , GTO ve MCT elemanları anahtarlama periyodunun başlangıcında tetiklenerek iletme girer ve bu şekilde kalırlar. Periyod bitiminde SCR'nin komutasyon devreleri yardımı ile kesime sokulması gereklidir. GTO ve MCT ise, periyod bitiminde yeni bir işaret uygulanarak kesime sokulurlar. Bir sonraki periyod da benzer işlemler tekrar edilir. BJT, MOSFET ve IGBT elemanları ise, her bir anahtarlama periyodunda kapılardan sürekli işaret verilerek iletimde tutulurlar.

DA devrelerinde, GTO ve MCT elemanları periyod başlangıcında kolaylıkla iletme sokulurlar fakat periyod bitiminde yeni bir (ters yönde) işaret verilerek kesime götürürlüler. DA uygulamalarda BJT, MOSFET ve IGBT daha uygundur.

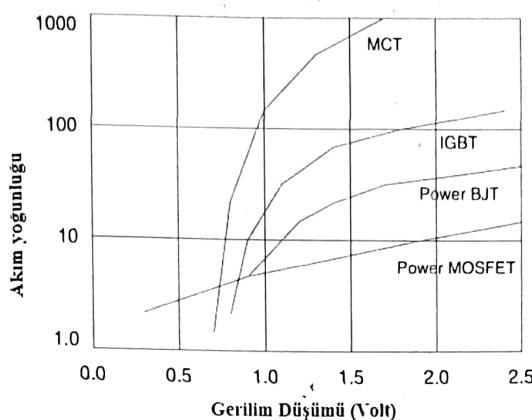


Yarı iletken güç anahtarlarının karşılaştırılması [10]

Yukarıda görüldüğü gibi, güç elektroniki anahtarları karşılaştırılırken, bir çok özelliğin bir arada düşünülmesi gereklidir. Bu alanda sürekli olarak yeni teknolojiler geliştirilmektedir. Fakat, yukarıdaki şekilde, nispeten, niteliksel anlamda gözlemler yapılabilir. Genel kabule göre, MCT dışındaki diğer elemanlar (bağlı olarak) teknolojik açıdan olgunlaşmış durumdadır. Fakat, MCT teknolojisinde hızlı bir gelişme trendi söz konusudur. MCT de, zaman içinde önemli bir kapasite artışı olabileceği belirtilmektedir. Bu görüş, yukarıya yansımıştır. Yukarıda gösterilen elemanlara ilave olarak zaman içinde yeni ürünler de ortaya çıkabilir.

Eleman tipi	Güç seviyesi	Aşırı akım dayanımı	İletim kayipları	Anahtarlama kayipları	Anahtarlama kolaylığı
DİYOD	YÜKSEK	YÜKSEK	DÜŞÜK	YÜKSEK	-
TRİSTÖR	YÜKSEK	YÜKSEK	DÜŞÜK	YÜKSEK	BASIT
GTO	YÜKSEK	ORTA	YÜKSEK	YÜKSEK	ZOR
TRANSİSTÖR	DÜŞÜK	DÜŞÜK	DÜŞÜK	ORTA	ZOR
IGBT	ORTA	ORTA	ORTA	ORTA	ORTA
MCT	ORTA	ORTA	DÜŞÜK	DÜŞÜK	ORTA
MOSFET	DÜŞÜK	DÜŞÜK	KÜCÜK	YÜKSEK	İyi

Bazı Güç elektroniği elemanlarının çeşitli açılardan karşılaştırılması



SIRALAMA ÖZELLİK	En iyi 1	2	3	En kötü 4
İletime geçme kolaylığı	MOSFET	IGBT	GTO	BJT
Kesime gitme kolaylığı	MOSFET	IGBT	BJT	GTO
İletim güç kaybı	BJT	GTO	IGBT	MOSFET
Anahtarlama güç kaybı	MOSFET	IGBT	GTO	BJT
Çalışma gücü	GTO	IGBT	BJT	MOSFET
Çalışma frekansı	MOSFET	IGBT	BJT	GTO
Tipik çalışma gücü	10 MW	500 kW	100 kW	10 kW
Tipik çalışma frekansı	100 kHz	20 kHz	10 kHz	1 kHz

Güç anahtarlarının bazı açılardan karşılaştırılması (iyiden kötüye doğru. 1 en iyi, 4 en kötü). [12]

SÜRME VE SÖNDÜRME DEVRELERİ HAKKINDA

Güç anahtarlarında anahtarlama hızları ve iletim durumundaki kayıplar, bu anahtarların kontrol ediliş biçimlerine bağlıdır. Bu nedenle, düzgün bir çevirici tasarımlı gerçekleştirilmek isteniyor ise BJT, MOSFET,GTO,IGBT kapısı için isabetli tasarım yapılması gereklidir. Yakın bir gelecekte, güç anahtarlarının imalatı sırasında, sürme devrelerinin de (embedded olarak) kılıfların içine yerleştirilmesi düşünülmektedir. Bunun amacı, örneğin bir mikroişlemciden gelen bir işaretin direk olarak güç anahtarına kapı üzerinden ileterek, kontrol açısından ciddi bir kolaylık sağlamaktır.

Snubber (koruma-söndürme) devrelerinin amacı ise, anahtarlama sırasında güç anahtarının aşırı akım ve/veya gerilim yükselmesinden dolayı zarar görmesini engellemektir. Bu amaçla dizayn edilen snubber devreleri, anahtarın (yük akımı akan) iki ucu arasındaki dalga şeklini (anahtara zarar vermeyecek ölçüde) değiştirmektedir. Genel olarak snubber devreleri 3 sınıfa ayrılır:

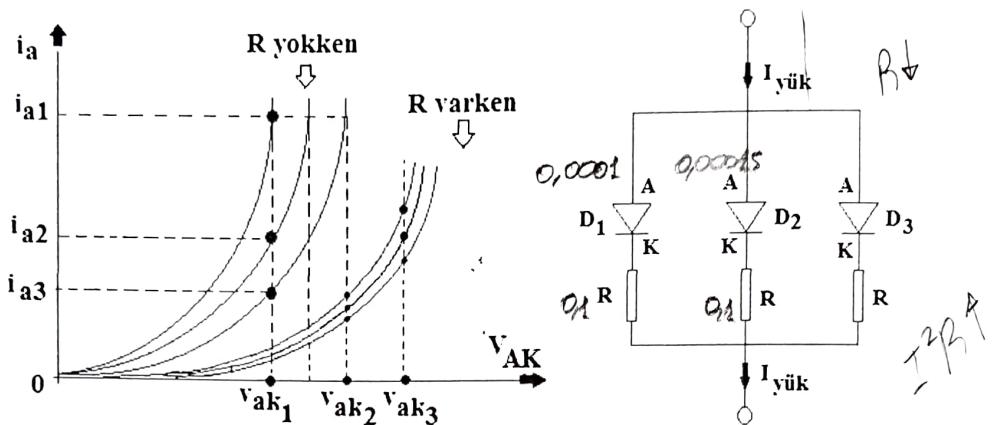
- 1) İletimdeki anahtar üzerinden geçen aşırı akım değerini en aza indiren devreler (iletim söndürme devreleri)
- 2) Kesim süresi boyunca eleman uçları arasındaki aşırı gerilimin değerini en aza indiren devreler (kesim söndürme devreleri).
- 3) Anahtarla bağlantılı olan gerilim ve akımın aynı anda yüksek olmamasını temin edecek şekilde anahtara gelen dalga şekillerini biçimlendirerek elektriksel zorlamaları azaltan söndürme devreleri.



Söndürme devrelerine alternatif olarak yapılması gereken şey ise, devre topolojini değiştirmek olabilir.

DİYODLARIN SERİ VE PARALEL OLARAK BAĞLANMASI

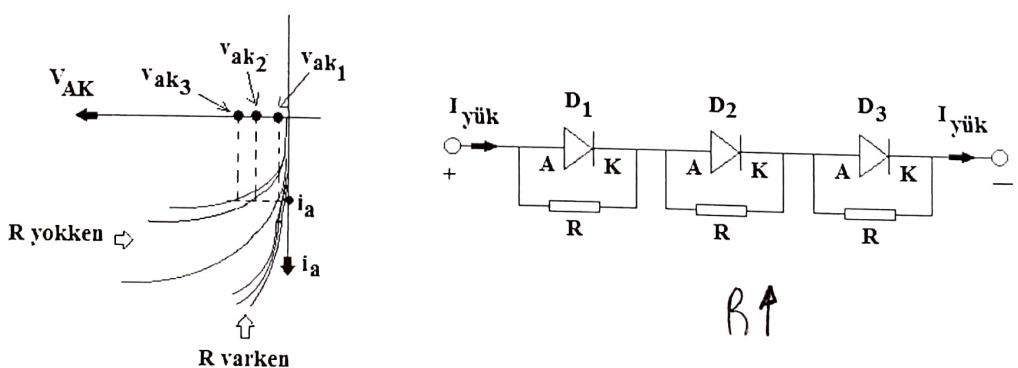
1) DİYODDAN GEÇEN BÜYÜK AKIMLARI TAŞIMAK İÇİN PARALEL BAĞLAMA



Büyük yük akımlarında, yük akımını diyodlara eşit olarak paylaştırmak amacıyla diyodlar paralel olarak bağlandıklarında (her diyodon iletim kesim eğrisi imalattan kaynaklanan nedenlerden dolayı), aynı V_{AK} gerilim değerinde, üzerlerinden farklı akımlar akacaktır. Bu durumda, diyodlardan biri ya da birkaççı (üzelerinden taşıyamayacağı akım aktığından dolayı) zarar görebilir. Bunu önlemek için, her diyoda seri bağlı (diyod iç direncine göre büyük ama gerçekte küçük değerli) R direnci eklenerek, her bir paralel kol üzerindeki gerilimler eşit yapılmaya çalışılır. R dirençleri, yüksek güçlü, fakat küçük değerli, özel dirençlerdir. Aktif güç kaybının daha da az olması istenir ise R yerine L de konabilir.

2) DİYODA UYGULANAN BÜYÜK GERİLİMLERİ BÖLMEK İÇİN SERİ BAĞLAMA

Diyoda gelen gerilimin yüksek değerde olduğu çalışma durumlarında, diyodları seri bağlayarak diyod başına düşen gerilim değeri azaltılabilir.



Aynı i_a akımı akan seri bağlı diyodların iç dirençleri eşit olmadığından, üzerlerinde düşen gerilim değerleri de farklı olacaktır. Bu durumda aynı i_a akım değeri için her bir diyod üzerinde farklı V_{AK} değerlerinin olması kaçınılmazdır. Bu durumda direnç değeri yüksek olan R dirençleri her bir diyoda paralel olarak bağlanarak, her bir diyodon, kaynak uçları arasından bakıldığından görülen eşdeğer dirençlerin, birbirlerine yakın olması sağlanmaya çalışılır. Bu durumda aynı akım için her bir diyod üzerinde düşen gerilimler birbirlerine yakın olacaktır. Bu durum yukarıda R varken ki eğriler ile R

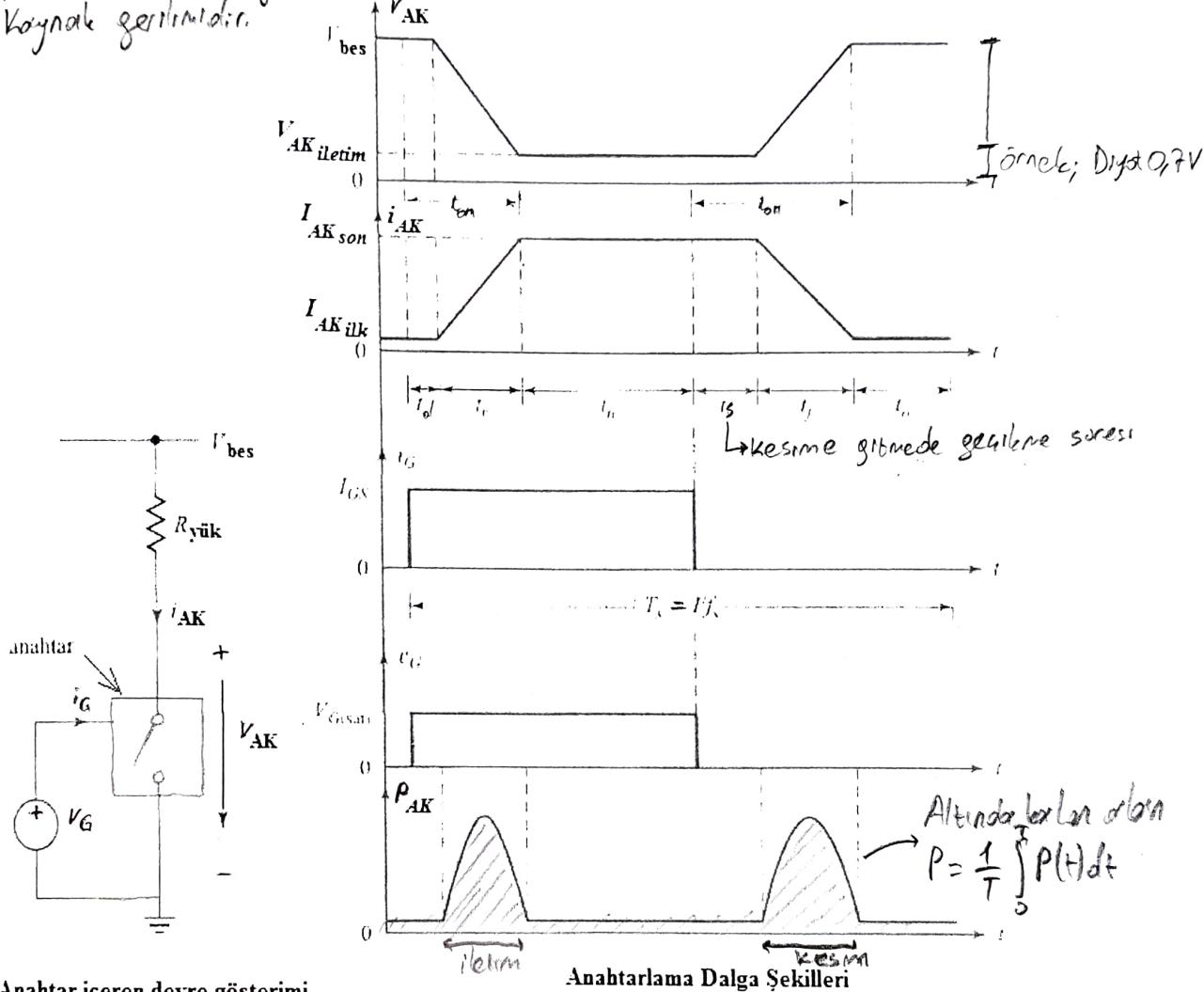
yokken ki eğilerin arasındaki farktan da anlaşılmaktadır. Aktif güç kaybının daha da az olması istenir ise R yerine C de kullanılabilir.

GÜC ELEKTRONİĞİ ANAHTARLARININ TİPİK GERİLİM VE AKIM DALGA ŞEKİLLERİ

Anahtar açık olduğunda

Anahtar açık olduğu gerilim

Kaynak gerilimidir.



Anahtar içeren devre gösterimi

t_d : Anahtarın iletme veya kesme süreçlerinde gecikme süresi

t_s : Depolama süresi

t_f : Anahtar akımının düşme süresi

t_r : Anahtar akımının yükselme süresi

i_{AK} : İletime geçiş sırasında anahtar akımı

v_{AK} : İletime geçiş sırasında anahtar uçları arasındaki gerilim düşümü

t_{on} : Anahtarın iletme geçiş süresi

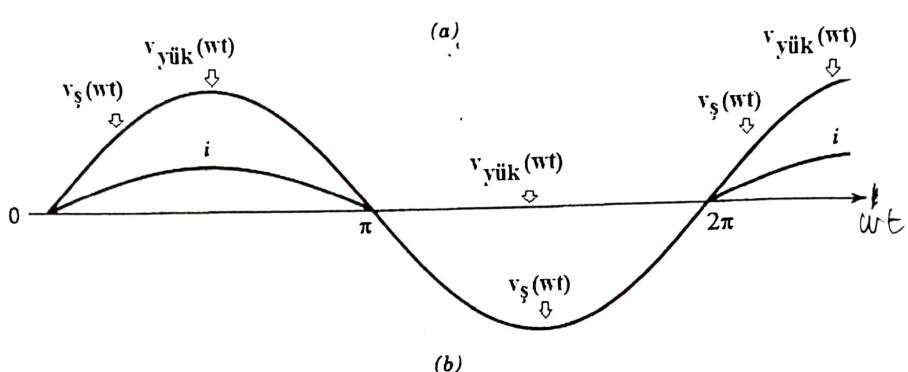
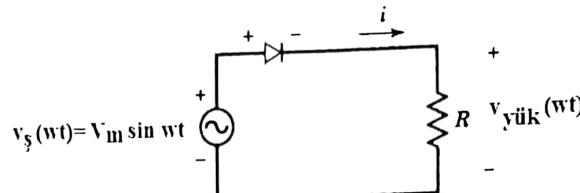
Anahtarlama ortasında
(frekans ortasında) anahtarın
kayıbı ortası

* zero voltage switching
 $P(t) = i(t)v(t)$
Akım ile gerilim arası
faz farkının boyadırarak
fazlar arası sonrum ile
fazlar arası kesirler
 $p(t)$ kütüketeler

t_{off} : Anahtarın kesime gidiş süresi

ÖRNEK:

SUS
+Difer



Bir fazlı yarınl dalga kontrolsüz doğrultucu (omik yükülü). a) Devre Şeması, b) Akım-Gerilim eğrileri

Yukarıda verilen devrede diyod üzerindeki gerilim düşümünü ve diyod iç direnci ihmal edilirse, R yükünde harcanan aktif güç değeri ile kaynaktan çekilen aktif güç değeri aynı olacaktır. Buna göre yükte harcanan aktif güç, ani gücün 1 periyod boyunca ortalaması alınarak bulunabilir:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T (v_{\text{yük}}(wt) * i_{\text{yük}}(wt)) * dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_m \sin wt * \frac{V_m \sin wt}{R}) * dt = \frac{V_m^2}{4R} \quad (1)$$

Kaynağa ilişkin görünür güç değeri ise;

$$S = V_{\text{etkin}} * I_{\text{etkin}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} * I_{\text{etkin}} \quad (2)$$

$$\text{Not: } i(t) = I_m \sin wt = \frac{V_m}{R} \sin wt \quad (3)$$

olacaktır. Şebeke akımı (bu devrede aynı zamanda yük akımı) etkin değeri;

$$I_{\text{etkin}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{yük}}^2(wt) * dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{V_m \sin wt}{R}\right)^2 * dt} = \frac{V_m}{2R} = \frac{I_m}{2} \quad (4)$$

olacaktır. (2) ve (4) denklemlerinden S görünür güç değeri;

$$S = \frac{V_m}{\sqrt{2}} * \frac{I_m}{2} = \frac{V_m * I_m}{2\sqrt{2}} = \frac{V_m^2}{2\sqrt{2} * R} \quad (5)$$

olacaktır. Harmoniksız sistemlerde geçerli olan güç formülünden; $S = \sqrt{P^2 + Q^2} \Rightarrow Q = \frac{V_m^2}{4R}$ bulunur.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}$$

Distorsyon (Bozuk)

Yukarıda verilen devrede diyod ideal anahtar kabul edilmesine rağmen, (1) ve (5) eşitliklerinden, kaynak ile devre arasında hiç de azımsanmayacak değerde bir reaktif güç alışverişi olduğu anlaşılmaktadır.

ÖNEMLİ BİR AÇIKLAMA:

Harmoniksız bir sistemde

$$v(wt) = \sqrt{2}V * \sin wt; \quad i(wt) = \sqrt{2}I * \sin(wt - \varphi) \quad \text{ise};$$

Ani güç ($p(wt)$):

$$p(wt) = v(wt) * i(wt) = 2V * I * \sin wt * \sin(wt - \varphi)$$

elde edilir. Bu ifade yarımlaçı formülü kullanılarak;

$$p(wt) = VI \cos \varphi * (1 - \cos(2wt)) - V * I * \sin \varphi * \sin(2wt)$$

$$p(wt) = p_a(wt) - p_r(wt)$$

$p_a(wt)$: ani aktif güç; $p_r(wt)$: Ani reaktif güç

" $p_a(wt) = VI \cos \varphi * (1 - \cos(2wt))$ " ifadesinin **ortalamasına AKTİF güç** denir.

$$P_a = P = VI \cos \varphi \quad (\text{AKTİF GÜÇ})$$

" $p_r(wt) = V * I * \sin \varphi * \sin(2wt)$ " ifadesinin **tepe değerine** ise **REAKTİF güç** denir.

$$P_r = Q = V * I * \sin \varphi \quad (\text{REAKTİF GÜÇ})$$

DOĞRULTUCU DEVRELER

Doğrultucu devreler 3 farklı kategori ile adlandırılabilirler:

1) Dalga sayılarına göre

- a) Yarım dalga doğrultucu (+ alternansda çalışır – alternansda çalışmaz),
- b) Tam dalga ya da köprü tipi doğrultucu (hem + alternansı hem de – alternansı katlayarak doğrultur)

2) Kontrol şekillerine göre

- a) Tam kontrollü (her iki alternansda anahtarla kontrol edilir)
- b) Yarım kontrollü (+ alternans anahtar ile – alternans ise diyod ile doğrultulur)
- c) Kontrolsüz (her iki alternansda diyod ile doğrultulu, anahtarlama yapılamaz)

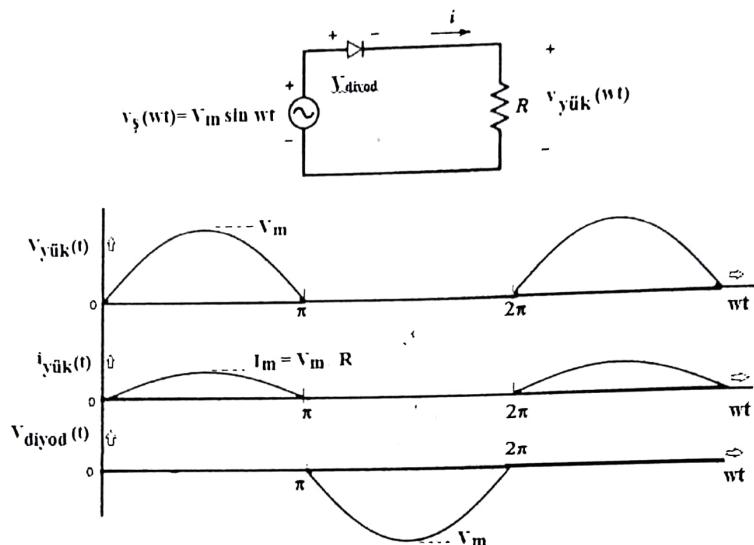
3) Faz sayısına göre

- a) Bir fazlı doğrultucular
- b) Çok fazlı doğrultucular (çoğunlukla 3 fazlı olurlar)

Fakat, genellikle adlandırma yapılırken, her üç kategoride de tanımlamalar yapılır. Örneğin, "3 fazlı yarım dalga kontrolsüz doğrultucu" gibi.

1) BİR FAZLI YARIM DALGA KONTROLSÜZ DOĞRULTUCULAR

1a) Yük omik (R) ve serbest geçiş diyodu yok.



$$V_{yuk_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin wt * dwt = \frac{V_m}{\pi}; \quad I_{yuk_ort} = \frac{V_{yuk_ort}}{R}$$

Diyod uçları arasındaki gerilim değişimini bulmak için, devreye Kirchhoff gerilim yasası uygulanır ise;

$$v_s(wt) = v_{diyod}(wt) + v_{yuk}(wt)$$

$$v_{diyod}(wt) = v_s(wt) - v_{yuk}(wt)$$

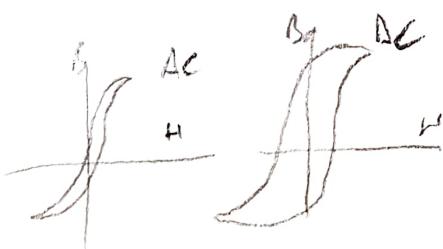
NOT: Doğrultucu devrelerde yük olarak çeşitli tipte yüklerden bahsedilebilir:

1) Omik yük (R): Elektrikli ıslıtma ve aydınlatma

2) Omik-Endüktif yük (R ve buna seri bağlı L): Mıknatısların beslemesi, röle bobinleri, doğru akım makinalarının uyarma sargıları.

3) R , L ve E seri bağlı olan yükler: Doğru akım motorlarının rotor devresi, batarya gruplarının şarjı

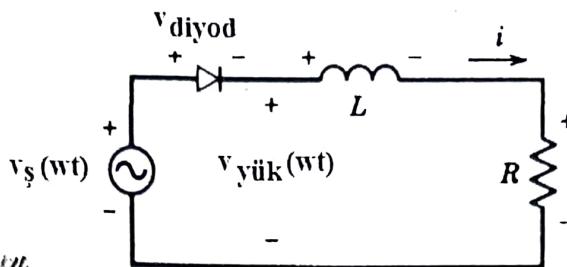
4) R ve buna paralel bağlı C : Elektronik cihazlar için besleme



1b) Yük olarak R ve L seri bağlı ve serbest geçiş diyodu yok.

$$V_{\text{dönüş}} = L \frac{di(t)}{dt} + R i(t)$$

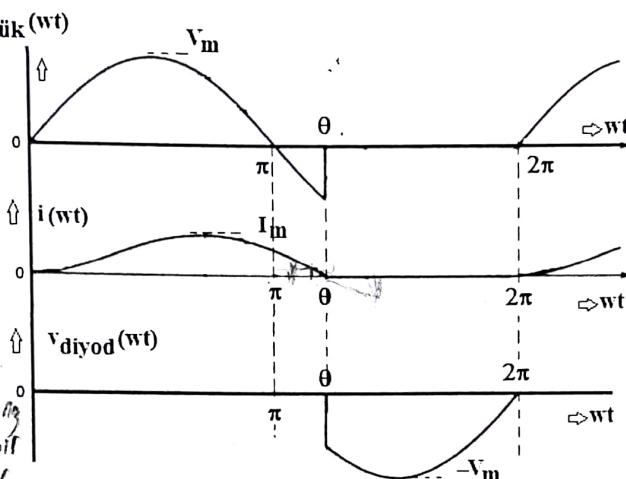
Burada diyot yükten geçen gerilimi değil akımı doğrultur.



$$Yük = L + R$$

Θ sureci L ve R ye bağlı olarak değişir.
 $v_R \uparrow \Rightarrow i \uparrow$

İletimde olan
diyotun gerilimi
negatif yapanak
kesme gerilimeyez.
Aynı zamanda holding
akımının altında bir
akım uygulanmalıdır.



Π den itibaren diyot holding stromda kalmaya devam ediyor.

Θ noktasından sonra
diyot ters kütüplenecektir
ve kesme gidiyor.

R nm olması veya R nm
ortaklığından sistemin
deşarşını sağlar.

Yük R,L özelliğinde olduğundan, π anına kadar L (self) enerji depolayacağından, π anında diyodon Anot-Katot gerilimi negatif olsa bile, diyodun içinden geçen akım "holding current" değerinin altına düşmediğinden, diyod açık devre olamaz. Bu nedenle de, diyod, anoduna gelen negatif gerilimi üzerinden geçirerek yüke aktarır. L selfindeki enerjinin boşaldığı Θ açısına kadar diyod iletimde kalır. Bu durumda, yükün uçları arasına $[\pi; \Theta]$ aralığında, negatif bir gerilim gelecektir. Bu durumda diyodon, gerilimi değil akımı doğrulttuğu anlaşılmaktadır.

$$V_{\text{yük_ort}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\theta V_m \sin wt * dwt = -0.159 * V_m * (\cos \theta - 1) \quad (8) \times$$

Yukarıdaki ifadeden de görüldüğü üzere, yükün ortalama değerini bulabilmek için akımın sıfıra gittiği Θ açısını bilmek gerekmektedir. Bunun için, akım denklemi bulunup, bu denklemi sıfıra eşitleyerek, Θ açısı hesaplanacaktır. İlk adım olarak, devrenin diferansiyel denklemi yazılarak;

$$V_m \sin wt = L \frac{di(wt)}{dw} + R * i(wt); \quad Z = \sqrt{R^2 + (wL)^2}; \quad \tau = L/R; \quad \varphi = \tan^{-1} \left(\frac{wL}{R} \right) \quad 0,$$

$$i(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + A e^{-wt/\tau}$$

elde edilir. Yukarıdaki akım denkleminde $i(wt=0)=0$ ilk şartı kullanılırsa;

$$i(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-wt/\tau} \quad (9) \rightarrow \text{Bu ifade } 0 \leq wt \leq \Theta \\ \text{olarak akım denklemi bulunmuş olur.} \quad i(wt=0) = 0 \quad \Theta \leq wt \leq 2\pi$$

Ek Kollar Var!

$$I_{\text{dev}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i)^2 dt} \neq \frac{V_m}{R}$$

U.Arifoğlu

Güç Elektroniği Devreleri Ders Notu

28

$i(wt)$ akımının açık devre olduğu açı Θ açısıdır. Aslında, $i(wt)$ akımı sıfır olmaz, ama diyod açık devre olur. Gerçek uygulamada, (9) eşitliği sıfıra değil diyodon "holding current" değerine eşitlenerek Θ açısı bulunur. (Not: (9) eşitliği, lineer olmayan bir denklem olduğundan, Newton-Raphson gibi çözüm yaklaşımları kullanılarak, Θ açısı bulunabilir.)

$i(wt)$ akımı ("holding current" yerine) sıfır değerine eşitlenirse;

$$\begin{aligned} i(wt) &= \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-wt/w\tau} \\ 0 &= \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-\theta/w\tau} \end{aligned} \quad (10)$$

$\frac{1}{2} \sin(\theta - \varphi) + \frac{1}{2} \sin(\varphi) e^{-\theta/w\tau}$

Eşitliğinden Θ açısı bulunmalıdır. (10) ifadesinde bilinmeyen tek değişken, Θ açısıdır.

Eğer akımın ortalama değeri bulunmak istenir ise;

$$i(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-wt/w\tau} \quad (11)$$

$$I_{\text{ort}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\theta i(wt) * dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\theta \left(\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-wt/w\tau} \right) * dt \quad (12)$$

Ifadesinin çözümü bulunabilir. Fakat, bu yaklaşım yerine, bir başka yoldan bu işlem çok daha kolay çözülebilir. Verilen devrede yük olarak R ve L olduğundan dolayı, L uçları arasındaki ortalama gerilim daima sıfır olduğundan dolayı;

$$v_{\text{yük_ort}} = v_{R_ort} + \underbrace{v_{L_ort}}_{=0} = v_{R_ort}$$

$$v_{R_ort} = I_{\text{ort}} * R = v_{\text{yük_ort}}$$

$$I_{\text{ort}} = \frac{v_{\text{yük_ort}}}{R}$$

olacaktır. Fakat akımın ve geriliminin etkin değeri hesaplanmak istenirse bu durumda;

$$I_{\text{yük_etkin}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\theta i^2(wt) * dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\theta \left(\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-wt/w\tau} \right)^2 * dt} \quad (13)$$

$$V_{\text{yük_etkin}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\theta v_s^2(wt) * dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\theta (V_m \sin wt)^2 * dt}$$

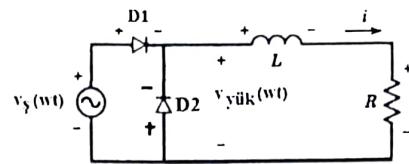
$$V_{\text{yük_etkin}} = (0.159 * V_m^2 * (0.5 * \theta - 0.25 * \sin(2.0 * \theta)))^{0.5}$$

Eşitliklerinin hesaplanması gereklidir.

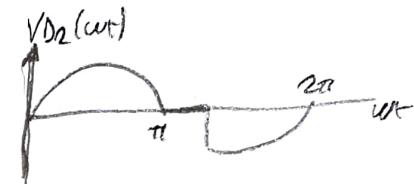
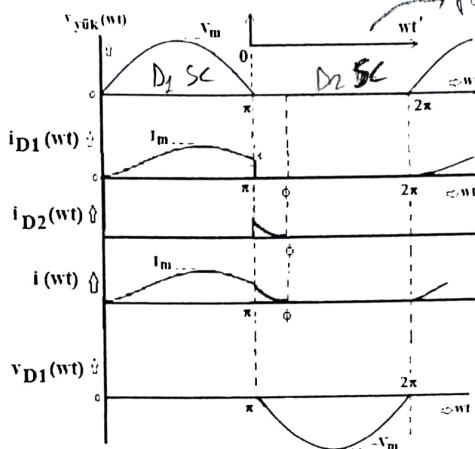
1c) Yük olarak R ve L seri bağlı ve serbest geçiş diyodu var.

Aşağıda verilen devrede görüldüğü gibi, π açısından sona D2 diyodonun anot-katot gerilimi pozitif olduğundan dolayı, D2 iletme geçerek çıkış uçlarını kısa devre yapar. Zaten anot-katot gerilimi negatif olduğu için (fakat üzerinden "holding current" değerinin üzerinde bir akım aktığı için kesime gider). Sonuç olarak, $[0; \pi]$ aralığında D1, $[\pi; \Phi]$ aralığında D2

ve $[0; \Phi]$ aralığında ise yük üzerinden akım akacaktır. $[\pi; \Phi]$ aralığında çıkış kısa devre olduğundan, yük uçlarındaki gerilim ancak $[0; \pi]$ aralığında görülebilecektir.



$SC \rightarrow$ Short Circuit



$$V_{yük_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_m \sin wt * dwt = 0.318 V_m$$

$$i_{D1}(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \phi) + \frac{V_m}{Z} \sin \phi * e^{-wt/w\tau}$$

(14) \rightarrow Bu mode $0 \leq wt \leq \pi$ da degeri
 $i_{D1}(wt) = 0 \quad \pi \leq wt \leq 2\pi$

$$I_{D1_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_{D1}(wt) * dwt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \phi) + \frac{V_m}{Z} \sin \phi * e^{-wt/w\tau} \right) * dwt \quad (15)$$

D2 diyodunun akım akışı $[\pi; \Phi]$ aralığında, içinde bulunduğu kapalı çevreye KGY uygulansın:

$$0 = L \frac{di_{D2}(t)}{dt} + R * i_{D2}(t); \quad Z = \sqrt{R^2 + (wL)^2}; \quad \tau = L/R; \quad \phi = \tan^{-1} \left(\frac{wL}{R} \right)$$

$$i_{D2}(wt) = I_{D2\max} e^{-\frac{wt}{\tau}}$$

ÖNEMLİ AÇIKLAMA

$wt=0$ için $I_{D2\max}$ bulunur

$$I_{D2}(wt) = 0 \quad 0 \leq wt \leq \pi$$

$$I_{D2}(wt) = K e^{-\alpha t}$$

Yukarıda verilen diferansiyel denklemde, wt ekseni yerine wt' ekseni referans alınmıştır. Zira, D2 diyon akımının akmeye başladığı $wt=\pi$ açısı, $wt'=0$ açısı olarak alınmıştır. Bu durumda her iki referans eksen arasında; (yukarıdaki şekil üzerinde, wt' ekseni gösterilmiştir)

$$0 = L \frac{dI(t)}{dt} + RI(t)$$

$$= SL I(s) - i(0) + RI(s)$$

$$i(0) = (SL + R) I(s)$$

$$I(s) = \frac{i(0)}{SL + R}$$

$$i(t) = \frac{1}{L} i(0) e^{-Rt/L}$$

$$wt=wt+\pi$$

ilişkisi vardır. Bu durumda içinde wt' ifadesi geçen her denklemde;

$$wt'=wt-\pi$$

eşitliği kullanılmalı ve integral sınırları da buna göre düzenlenmelidir.

$$dwt=dwt'$$

eşitliğinin geçerli olduğu da unutulmamalıdır.

$$i_{D2}(wt') = I_{D2_max} * e^{-wt'/w\tau} \quad (16)$$

(15) ifadesindeki I_{D2_max} değeri, (11) eşitliğinde $wt=\pi$ için elde edilen değerdir.

$$I_{D2_max} = \frac{V_m}{Z} \sin(\pi - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-\pi/w\tau} \quad (17)$$

(16) ve (17) eşitliklerinden;

$$i_{D2}(wt') = \left(\frac{V_m}{Z} \sin(\pi - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-\pi/w\tau} \right) * e^{-wt'/w\tau} \quad (18)$$

olacaktır. Artık, D2 diyod akımının ortalama değeri bulunabilir:

$\checkmark I_{D2_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi-\pi} i_{D2}(wt') * dwt' = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi-\pi} \left(\frac{V_m}{Z} \sin(\pi - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-\pi/w\tau} \right) * e^{-wt'/w\tau} * dwt' \quad (19)$

Yük akımının ortalama değeri ise;

$$\frac{V_{flore}}{R} = \boxed{I_{yük_ort} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} i_{D1}(wt) * dwt + \int_0^{\phi-\pi} i_{D2}(wt') * dwt' \right]} \quad (20)$$

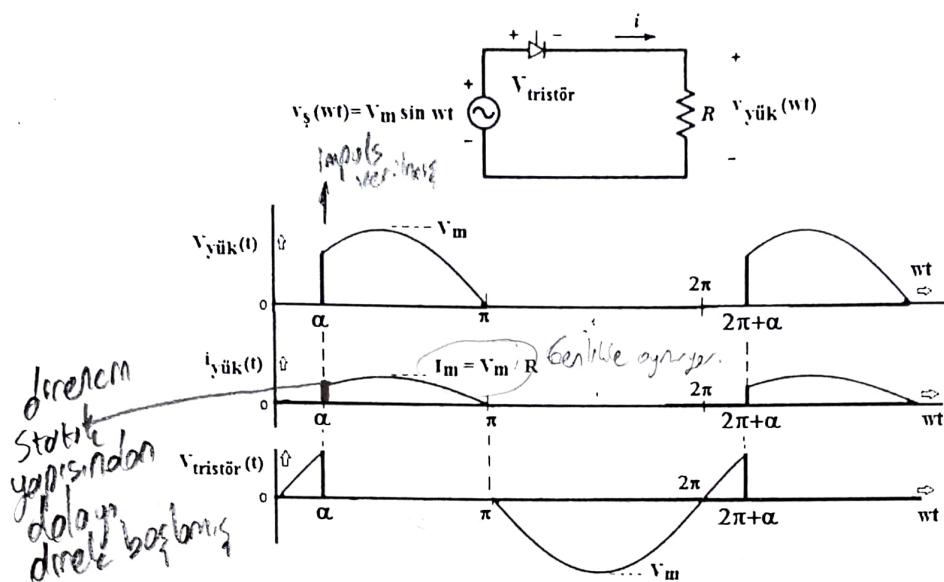
formülünde (14) ve (18) eşitliklerini kullanarak hesaplanabilir.

Eğer akımların etkin değerleri hesaplanmak isteniyor ise aşağıdaki eşitlikler kullanılmalıdır:

$$I_{D1_etkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_{D1}^2(wt) * dwt}; \quad I_{D2_etkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi-\pi} i_{D2}^2(wt') * dwt'}$$

$$I_{yük_etkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} i_{D1}^2(wt) * dwt + \int_0^{\phi-\pi} i_{D2}^2(wt') * dwt' \right]} \quad (21) \cancel{\cancel{\cancel{}}}$$

2) BİR FAZLI YARIM DALGA KONTROLLÜ DOĞRULTUCULAR



sifir geçiş
devresi

$$\text{değe} \alpha = 30^\circ \text{ iseniz}$$

$$180^\circ \rightarrow 10\text{ms}$$

$$30^\circ \rightarrow 10\% \text{ ms}$$

$$\approx 1.87 \text{ ms}$$

2a) Yük omik (R) ve serbest geçiş diyodu yok

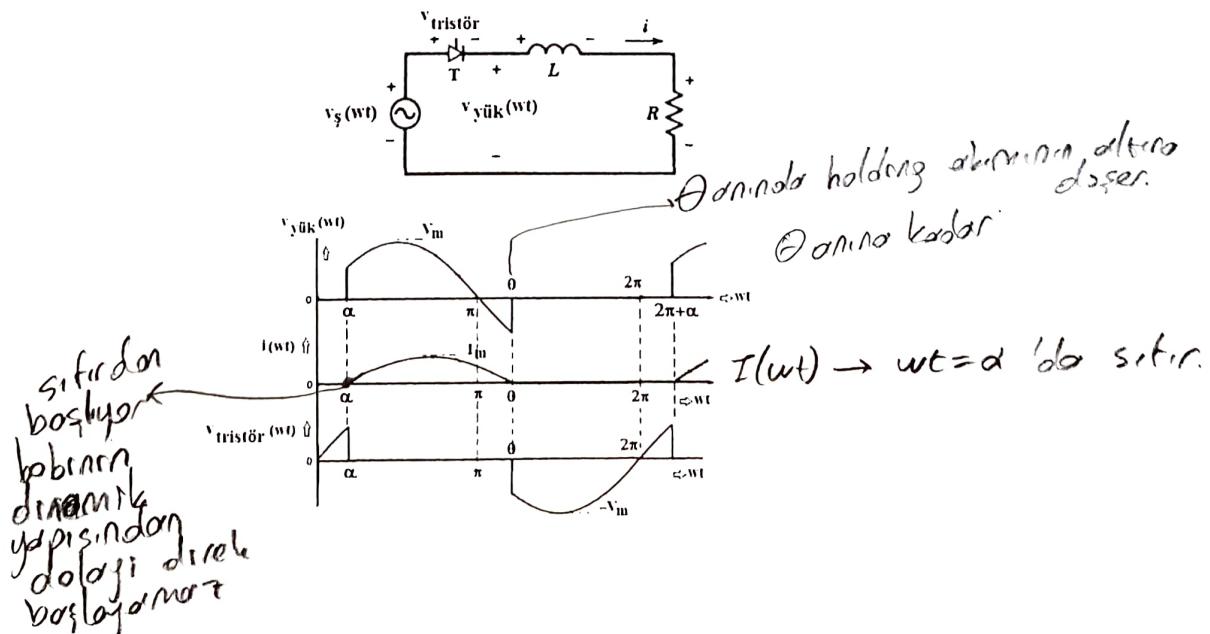
Yukarıda verilen devrede tristör $wt=\alpha$ açısından tetiklenmektedir (her periyodda bu işlem tekrar edilmelidir). Verilen gerilim ve akım eğrilerinden aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$V_{\text{yük_ort}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin wt * dwt = 0.159 * V_m * (\cos(\alpha) + 1.0); \quad I_{\text{yük_ort}} = \frac{V_{\text{yük_ort}}}{R}$$

$$V_{\text{yük_etkin}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_m \sin wt)^2 * dwt} = \sqrt{(0.159 * V_m^2 * (0.25 * \sin(2.0 * \alpha) - 0.5 * \alpha + 1.57))} \quad (22)$$

$$I_{\text{yük_etkin}} = \frac{V_{\text{yük_etkin}}}{R}$$

2b) Yük olarak R ve L seri bağlı ve serbest geçiş diyodu yok. (Diyotlu BL devresi ile aynı.)



$$V_{\text{yük_ort}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\theta} V_m \sin wt * dwt = 0.159 * V_m * (\cos(\alpha) - 1.0 * \cos(\theta)) \quad (23)$$

Yukarıdaki ifadeden de görüldüğü üzere, yükün ortalama değerini bulabilmek için akımın sıfır gittiği Θ açısını bilmek gerekmektedir. Bunun için, akım denklemi bulunup, bu denklemi sıfır eşitleyerek, Θ açısını hesaplanacaktır. İlk adım olarak, devrenin diferansiyel denklemi yazılarak;

$$V_m \sin wt = L \frac{di(t)}{dt} + R * i(t); \quad Z = \sqrt{R^2 + (wL)^2}; \quad \tau = L/R; \quad \varphi = \tan^{-1}\left(\frac{wL}{R}\right)$$

$$i(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + A e^{-t/\tau}$$

elde edilir. Yukarıdaki akım denkleminde $i(wt=\alpha)=0$ ilk şartı kullanılırsa;

$$i(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-wt)/\tau} \quad \begin{array}{l} |i(wt)| \approx 0 \\ wt=\alpha \end{array} \quad (24)$$

olarak akım denklemi bulunmuş olur.

Θ açısı bulunur. (25)

$i(wt)$ akımının sıfır olduğu açı Θ açısıdır. Aslında, bu anda, $i(t)$ akımı sıfır olmaz, ama tristör açık devre olur. Gerçek uygulamada, (24) eşitliği sıfır değil tristörün "holding current" değerine eşitlenerek Θ açısı bulunur. (**Not:** (24) eşitliği, lineer olmayan bir denklem olduğundan, Newton-Raphson gibi çözüm yaklaşımları kullanılarak, Θ açısı bulunabilir.)

$i(wt)$ akımı ("holding current" yerine) sıfır değerine eşitlenirse;

$$\begin{aligned} i(wt) &= \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-wt)/\tau} \\ 0 &= \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-\theta)/\tau} \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{Diyotlu devrede} \\ \text{farklı olursa, } wt=\alpha \text{ da} \\ \text{sıfır olur.} \end{array} \quad (25)$$

eşitliğinden Θ açısı bulunmalıdır. (25) ifadesinde bilinmeyen tek değişken, Θ açısıdır.

Eğer akımın ortalama değeri bulunmak istenir ise;

$$I_{\text{yük_ort}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\theta} i(wt) * dwt = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\theta} \left(\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-wt)/\tau} \right) * dwt \quad (26)$$

ifadesinin çözümü bulunabilir. Fakat, bu yaklaşım yerine, bir başka yoldan bu işlem çok daha kolay çözülebilir. Verilen devrede yük olarak R ve L olduğundan dolayı, L uçları arasındaki ortalama gerilim daima sıfır olduğundan dolayı;

$$V_{\text{yük_ort}} = V_R_{\text{ort}} + \underbrace{V_L_{\text{ort}}}_{=0} = V_R_{\text{ort}}$$

$$V_R_{\text{ort}} = I_{\text{ort}} * R = V_{\text{yük_ort}}; \quad I_{\text{ort}} = \frac{V_{\text{yük_ort}}}{R}$$

olacaktır. Fakat akımın etkin değeri hesaplanmak istenirse bu durumda;

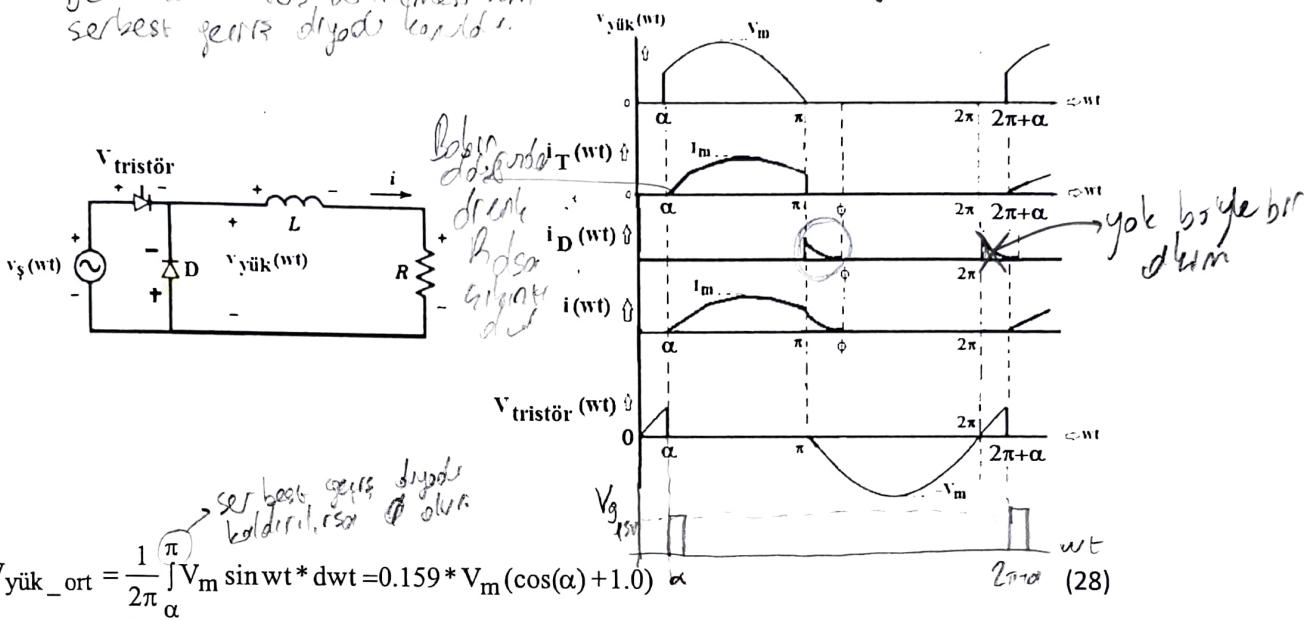
$$I_{y\ddot{u}k_etkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta} j^2(wt) * dwt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta} (\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-wt)/w\tau})^2 * dwt} \quad (27)$$

eşitliğinin hesaplanması gereklidir.

2c) Yük olarak R ve L seri bağlı ve serbest geçiş diyodu var.

DC motorun ters. donanimesi TCR
serbest geride direklye kuraldir.

Dijotun olduguunda exponen
sayil olarak okutulur.



Yukarıdaki devredeki tristör akımı, (24) eşitliğinden elde edilir.

$$i_T(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha - wt) / w\tau} \quad (29)$$

$$I_{T_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_T(wt) * dwt = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha - wt)/w\tau} \right) * dwt \quad (30) \quad \frac{Y_{pot}}{R} = I_{y_{pot}}$$

D diyodunun akım akışı $[\pi; \Phi]$ aralığında, içinde bulunduğu kapalı çevreye KGY uygulansın:

$$0 = L \frac{di_D(t')}{dt} + R * i_D(t') ; \quad Z = \sqrt{R^2 + (wL)^2} ; \quad \tau = L/R ; \quad \varphi = \tan^{-1} \left(\frac{wL}{R} \right)$$

$$i_D(wt) = I_{D_{\max}} * e^{-wt/\tau} \quad (31)$$

(31) ifadesindeki $I_{D_{\max}}$ değeri, (29) eşitliğinde $wt=\pi$ için elde edilen değerdir.

$$i_{D_max} = \frac{V_m}{Z} \sin(\pi - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha - \pi) / w\tau} \quad (32)$$

(31) ve (32) eşitliklerinden;

$$i_D(wt') = \left(\frac{V_m}{Z} \sin(\pi - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha - \pi)/w\tau} \right) * e^{-wt'/w\tau} \quad (33)$$

olacaktır. Artık, D diyod akımının ortalama değeri bulunabilir:

$$I_{D_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi-\pi} i_D(wt') * dwt' = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi-\pi} \left(\frac{V_m}{Z} \sin(\pi - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha - \pi)/wt'} * e^{-wt'/wt} * dwt' \right)$$
(34)

Yük akımının ortalama değeri ise;

$$I_{yük_ort} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} i_T(wt) * dwt + \int_0^{\phi-\pi} i_D(wt') * dwt' \right]$$
(35)

formülünde, (29) ve (33) eşitlikleri kullanılarak hesaplanabilir.

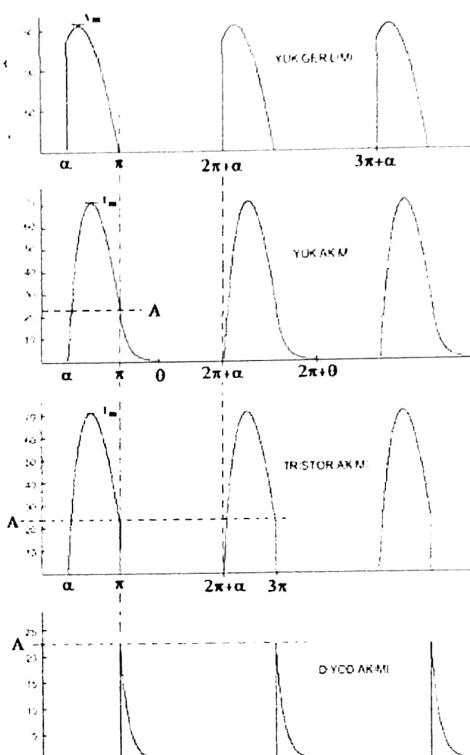
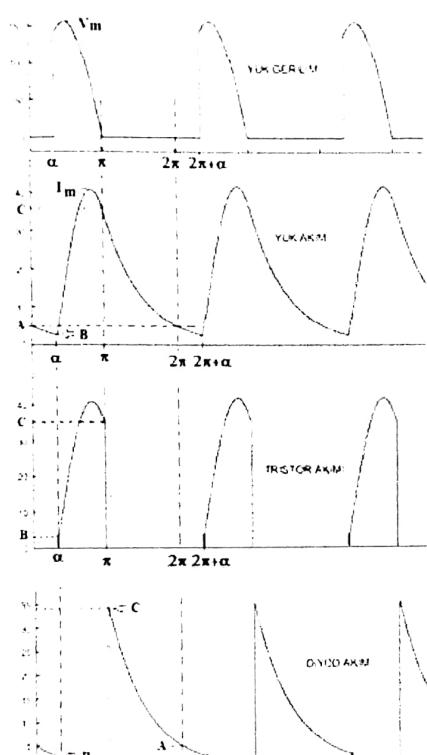
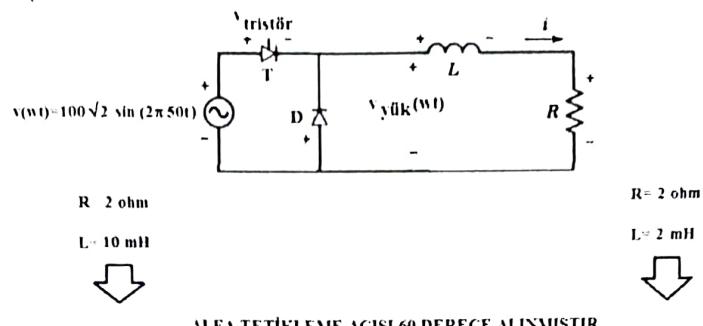
Eğer akımların etkin değerleri hesaplanmak isteniyor ise aşağıdaki eşitlikler kullanılmalıdır:

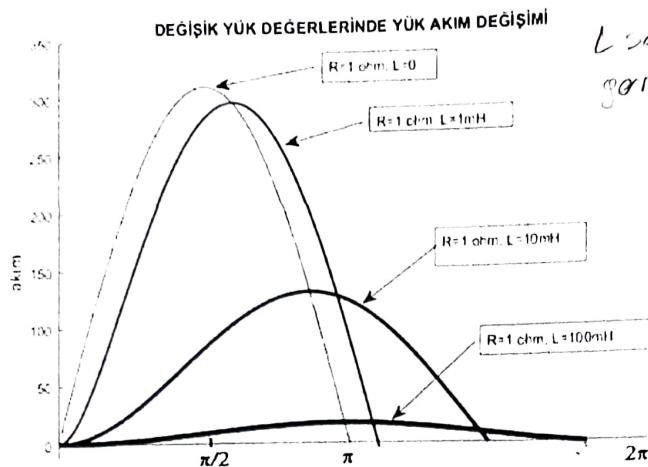
$$I_{T_etkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_T^2(wt) * dwt}; \quad I_{D_etkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi-\pi} i_D^2(wt') * dwt'}$$

*Telomlar
Düzenler*

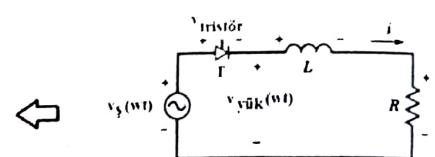
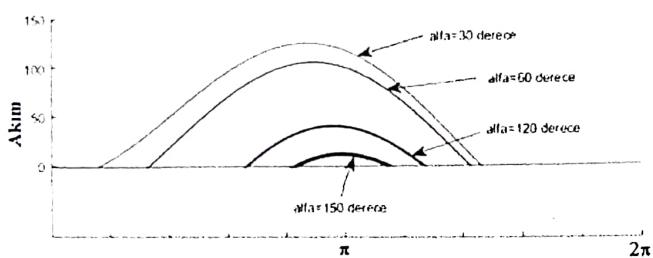
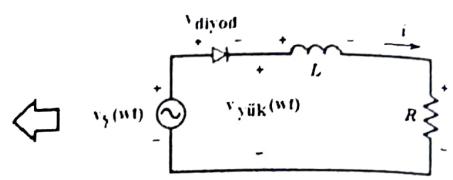
$$I_{yük_etkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} i_T^2(wt) * dwt + \int_0^{\phi-\pi} i_D^2(wt') * dwt' \right]}$$
(36)

NOT: Aşağıda, iki farklı yük değeri için, devreye ilişkin (sürekli halde) akım ve gerilim eğrileri verilmiştir. Daha önce verilen denklemleri kullanarak, "kesintisiz akım" modundaki diyon ve tristör akımlarını bulmaya çalışınız.





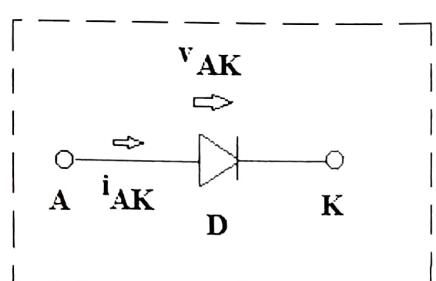
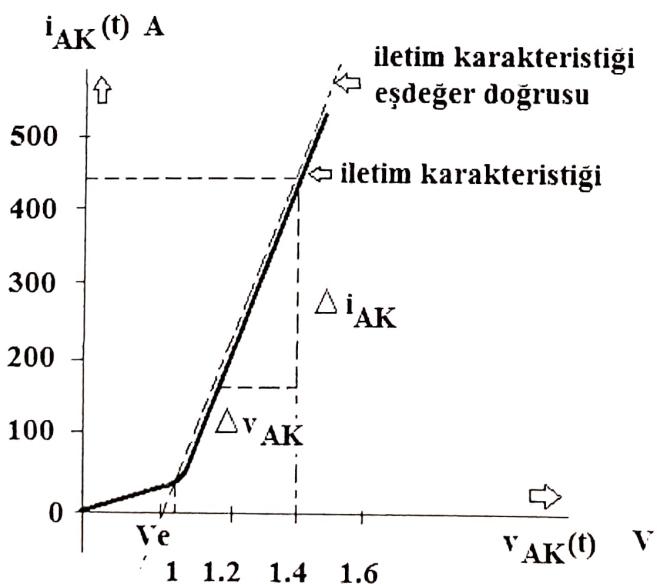
Lazat ollığında dipte biren
yarılımı devolur. (DC)



Yukarıda (üstte), "bir fazlı yarımla kontrolsüz doğrultucuda" değişik yük değerleri için yük akımının değişimi gösterilmiştir.

Altta ise "bir fazlı yarımla kontrollü doğrultucuda" sabit yük için, **değişik tetikleme açılarında** yük akımının değişimi gösterilmiştir.

İLETİM KARAKTERİSTİĞİ (DİYOT)



V_e ; eşik gerilimini göstermek üzere, diyon (ya da tristör) iletim karakteristiği yukarıda verilmiştir. Kesikli çizgi ile gösterilen eşdeğer karakteristik eğrisidir. Kataloglardan elde edilen bu eğriye bakarak, elemanın direnci ve eşik gerilim değeri hakkında bilgi sahibi olmak mümkündür. İletim eğrisinin eğimi; $(1/r_i)$ ($1/\text{ohm}$) iletkenliği gösterir. İletim yönünde, iletim karakteristiği eşdeğer eğrisi;

$$v_{AK}(t) = V_e + r_i * i_{AK}(t) \rightarrow \text{Diyotkarı gecen birimlikten}$$

$$y = at + b \quad \text{eşitliği}$$

(37)

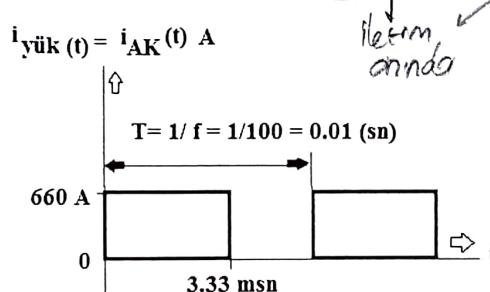
denklemi ile de modellenebilir. (37) eşitliğinde r_i , iletim yönünde diyonun direnç değerini gösterir ve değeri, yukarıda verilen eşdeğer eğriden yola çıkılarak;

$$r_i = \frac{\Delta v_{AK}(t)}{\Delta i_{AK}(t)} \quad (38)$$

eşitliği yardımı ile katalogdan hesaplanabilir. (37) eşitliğine bakarak, diyon ya da tristörün iletim eğrisi, (V_e değerinde) bir gerilim kaynağı ve ona seri bağlı (r_i değerinde) bir direnç olarak modellenebilir. Bu denklemler; diyon ya da tristörün iletim kayiplarını hesaplama sırasında kullanılır. Bu değere bakılarak tristörün soğutma yüzey hesaplamaları yapılır.

Örnek problem Amortorlama elemanının kayıpının ortayaçılması

BStN 35 tristörünün, iletim kaybını, aşağıda değişimi verilen akım için hesaplayınız. Akım frekansı 100 Hz dir. Bu tristör için katalog değerlerinden yola çıkılarak; $V_e = 0.99$ (V), $r_i = 0.84 * 10^{-3}$ (ohm) dur.



Çözüm

$$T = 1/f = 1/100 = 0.01(\text{sn}); \quad I_{Tort} = 660 \frac{t_{ON}}{T} = 660 * \frac{0.01/3}{0.01} = 220(\text{A})$$

$$I_{Tetkin}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T^2(wt) * dwt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} 660^2(wt) * dwt \Rightarrow I_{Tetkin} = 381(\text{A})$$

İletim süresinde tristörde harcanan aktif güç değeri aşağıdaki gibi hesaplanır;

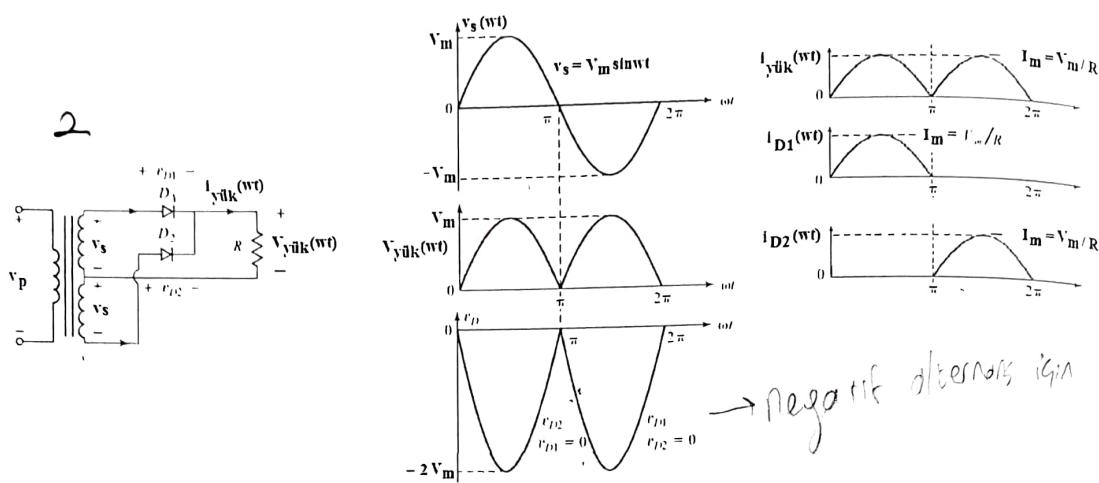
$$P_{T_iletim} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{AK}(wt) * v_{AK}(wt) * dwt; \quad P_{T_iletim} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{AK}(wt) * (V_e + r_i * i_{AK}(t)) * dwt$$

$$P_{T_iletim} = V_e * \underbrace{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{AK}(wt) * dwt}_{=I_{Tort}} + r_i * \underbrace{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{AK}^2(wt) * dwt}_{=I_{Tetkin}^2} \quad (39)$$

$$P_{T_iletim} = V_e * I_{Tort} + r_i * I_{Tetkin}^2; \quad P_{T_iletim} = \underbrace{0.99 * 220}_{\downarrow} + \underbrace{0.84 * 10^{-3} * 381^2}_{\downarrow} = 340(\text{W})$$

sabit bir gerilim

3. BİR FAZLI ORTADAN BÖLMELENMİŞ KONTROLSÜZ TAM DALGA DOĞRULTUCU (OMİK YÜKLÜ)



Yukarıda verilen devrede kullanılan transformator 1 fazlı ve sekonderi ortadan bölmelenmiştir. D₁ diyodunun anoduna gelen ani gerilim ile D₂ diyodunun anoduna gelen ani gerilim arasında 180 derece faz farkı vardır. Bu nedenle D₁ iletimdeyken D₂ açık devre, D₁ açık devreyken D₂ iletimdedir. Bu devre, 100 W'dan daha düşük güçler için tercih edilir. Sekonder sargıların her ikisinden de akan doğru akım nedeni ile devrenin maliyeti ve büyülüğu artacaktır. V_m trafoonun iki adet sekonder sargılarından bir tanesine gelen gerilimin tepe değeridir ($v_s(wt) = V_m \sin wt$). 110V

$$V_{\text{yük_ort}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{\text{yük}}(wt) * dwt = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{\text{yük}}(wt) * dwt = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_m \sin(wt) * dwt = 0.637V_m \text{ Volt}$$

$$I_{\text{yük_ort}} = \frac{V_{\text{yük_ort}}}{R} = 0.637V_m / R \quad (40)$$

$$I_{D1_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_{\text{yük}}(wt) * dwt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{v_{\text{yük}}(wt)}{R} * dwt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{V_m \sin(wt)}{R} * dwt = 0.318V_m / R$$

$$I_{D1_ort} = I_{D2_ort} = 0.5 * I_{\text{yük_ort}}$$

$$V_{\text{yük_etkin}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{\text{yük}}^2(wt) * dwt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{\text{yük}}^2(wt) * dwt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (V_m \sin(wt))^2 * dwt} = 0.707V_m$$

$$I_{\text{yük_etkin}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{v_{\text{yük}}^2(wt)}{R^2} * dwt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{v_{\text{yük}}^2(wt)}{R^2} * dwt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{V_m \sin(wt)}{R}\right)^2 * dwt} = \frac{0.707V_m}{R}$$

$$I_{D1_etkin} = I_{D2_etkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_{\text{yük}}^2(wt) * dwt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{v_{\text{yük}}(wt)}{R}\right)^2 * dwt} = 0.5V_m / R$$

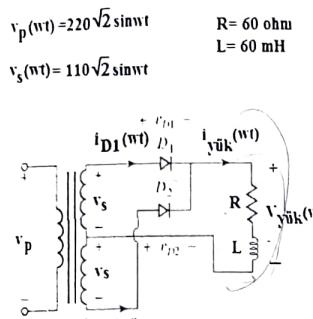
AÇIKLAMA: Sekonderi ortadan bölmelenmiş transformatörde, sekonder sargıların her ikisi de yük aynı anda güç aktarmaz. Bu nedenle, sekonder sargılarına ilişkin S₁+S₂ (görünür) güçleri toplanarak transformatöre ilişkin S gücü bulunamaz. Eğer, transformatörün sekonder sargılarının her birinin gerilim etkin değeri, primer sarginin gerilim etkin değerinin yarısı ise (örneğin, primer gerilim 220 V ve sekonder sarginin her biri 110 V ise), bu durumda sekonder sargı akımının **tepe değeri**, primer sarginin

$$\text{Iserekeetkin} = 0.5 * (I_{D1,et} + I_{D2,et})$$

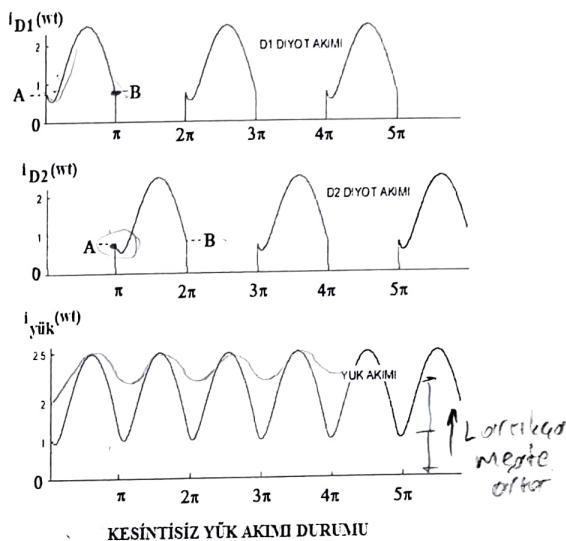
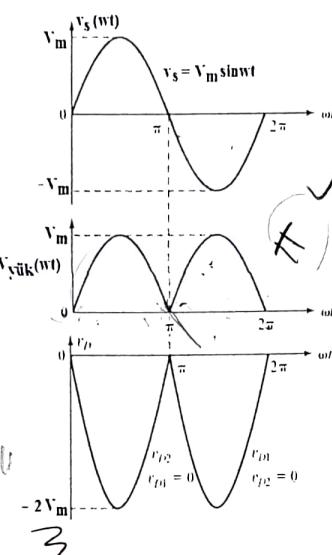
$$I_{0,et} = \frac{1}{T} \int_0^T (I_{0,et} + I_{0,et})^2 * dwt$$

tepe değerinin 2 katı olur (ama sekonder sargı akım etkin değeri, primer sargı akımı etkin değerinin 2 katı olamaz).

4. BİR FAZLI ORTADAN BÖLMELENMİŞ KONTROLSÜZ TAM DALGA DOĞRULTUCU (R, L YÜKLÜ)



*Bölber olmaz
Sıfır kesinti yok
Yanlış*



Yukarıda verilen devrede yük olarak, omik-endüktif yük kullanılmıştır. Yükün endüktif karakterinin daha ileride olması nedeni ile yük akımında bir kesinti olmamaktadır. Yük akımı, iki diyon akımının toplamından meydana gelmektedir;

$$i_{yuk}(wt) = i_{D1}(wt) + i_{D2}(wt) \quad (\text{Anlı degerler}) \quad (41)$$

$i_{D1}(wt)$ akımının $[0; \pi]$ aralığında, $i_{D2}(wt)$ akımının ise $[\pi; 2\pi]$ aralığında aktığı düşünülürse;

$$v_s(wt) = V_m \sin(wt) = L \frac{di_{D1}(wt)}{dt} + R * i_{D1}(wt); \quad [0; \pi] \text{ aralığında}$$

$$i_{D1}(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + A_1 * e^{-wt/w\tau}; \quad [0; \pi] \text{ aralığında} \quad (42)$$

elde edilir. $i_{D2}(wt)$ akımı için;

$$-v_s(wt) = -V_m \sin(wt) = L \frac{di_{D2}(wt)}{dt} + R * i_{D2}(wt); \quad [\pi; 2\pi] \text{ aralığında}$$

$$i_{D2}(wt) = -\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + A_2 * e^{-wt/w\tau}; \quad [\pi; 2\pi] \text{ aralığında} \quad (43)$$

(42) ve (43) denklemlerindeki A_1 ve A_2 sabitlerini bulmak için, yukarıda verilen eğrilerde;

$$\left. \begin{array}{l} i_{D1}(wt=0) = A; \quad i_{D1}(wt=\pi) = B; \quad i_{D2}(wt=\pi) = A; \quad i_{D2}(wt=2\pi) = B; \end{array} \right\} \boxed{A=B} \quad (44)$$

eşitlikleri kullanılmalıdır.

$$I_{yuk}(\text{etken}) = \frac{V_{yuk}(\text{etken})}{Z}$$

5. BİR FAZLI ORTADAN BÖLMELENMİŞ KONTROLLÜ TAM DALGA DOĞRULTUCU (R, L YÜKLÜ)

Tek hukme akımı izlem

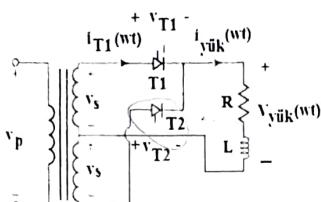
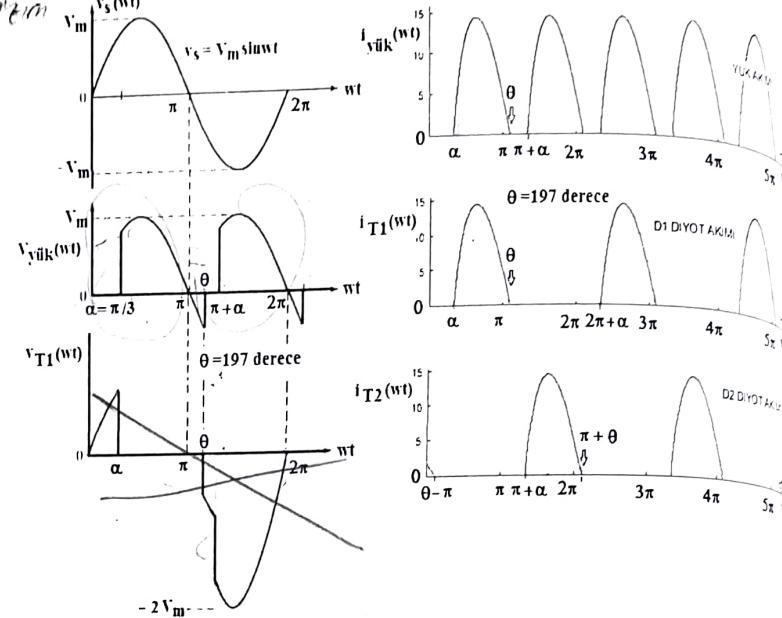
$$\text{ALFA} = 60 \text{ derece}$$

$$v_p(wt) = 220\sqrt{2} \sin wt$$

$$R = 10 \text{ ohm}$$

$$v_s(wt) = 110\sqrt{2} \sin wt$$

$$L = 10 \text{ mH}$$

*2 kaynak ddeğindən*

$$V_{yuk_ort} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\theta} V_m \sin wt * dwt = 0.3183 * V_m * (\cos(\alpha) - \cos(\theta)) \quad (45)$$

Yukarıdaki ifadeden de görüldüğü üzere, yükün ortalama değerini bulabilmek için akımın sıfır gittiği θ açısını bilmek gerekmektedir. Bunun için, akım denklemi bulunup, bu denklemi sıfır eşitleyerek, θ açısı hesaplanacaktır. İlk adım olarak, $[\alpha; \theta]$ aralığında, devrenin diferansiyel denklemi yazılarak;

$$V_m \sin wt = L \frac{di(t)}{dt} + R * i_{T1}(t); \quad Z = \sqrt{R^2 + (wL)^2}; \quad \tau = L/R; \quad \varphi = \tan^{-1}\left(\frac{wL}{R}\right)$$

$$i_{T1}(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) + Ae^{-t/\tau}$$

elde edilir. Yukarıdaki akım denkleminde $i_{T1}(wt=\alpha)=0$ ilk şartı kullanılırsa, T1 akım denklemi bulunur:

$$i_{T1}(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-wt)/\tau} \quad (46)$$

$i_{T1}(wt)$ akımının sıfır olduğu açı θ açısından. Aslında, bu anda, $i_{T1}(t)$ akımı sıfır olmaz, ama T1 tristörü açık devre olur. (Not: (46) eşitliği, lineer olmayan bir denklem olduğundan, Newton-Raphson gibi çözüm yaklaşımları kullanılarak, θ açısı bulunabilir.) $i_{T1}(wt)$ akımı sıfır değerine eşitlenirse;

$$i_{T1}(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-wt)/\tau}$$

$$0 = \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-\theta)/\tau} \quad (47)$$

eşitliğinden θ açısı bulunmalıdır. (47) ifadesinde bilinmeyen tek değişken, θ açısından.

Eğer akımın ortalama değeri bulunmak istenir ise;

$$I_{T1_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\theta i(wt) * dwt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\theta \left(\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-wt)/w\tau} \right) * dwt \quad (48)$$

İfadesinin çözümü bulunabilir. Akımın etkin değeri hesaplanmak istenirse, bu durumda;

$$I_{T1_etkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\theta i_{T1}^2(wt) * dwt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\theta \left(\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-wt)/w\tau} \right)^2 * dwt} \quad (49)$$

Eşitliğinin hesaplanması gereklidir. Yük akımının ve geriliminin etkin değeri ise aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$I_{yük_etkin} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^\theta i_{T1}^2(wt) * dwt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^\theta \left(\frac{V_m}{Z} \sin(wt - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha-wt)/w\tau} \right)^2 * dwt} \quad (50)$$

$$V_{yük_etkin} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^\theta v_s^2(wt) * dwt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^\theta (V_m \sin wt)^2 * dwt}$$

$$V_{yük_etkin} = (-0.318 * V_m^2 * (0.5 * \alpha - 0.5 * \theta - 0.25 * \sin(2.0 * \alpha) + 0.25 * \sin(2.0 * \theta)))^{0.5} \quad (51)$$

PROBLEM

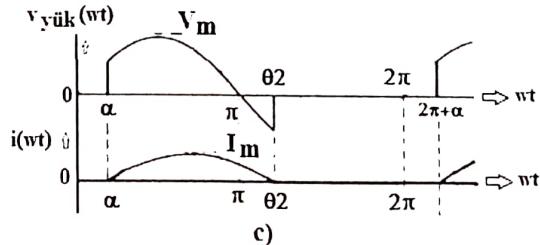
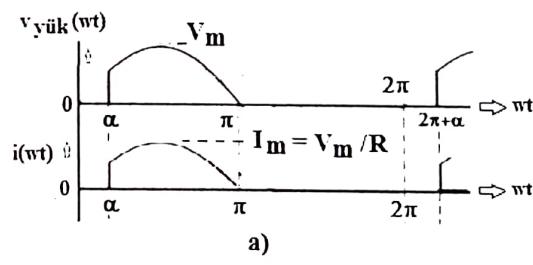
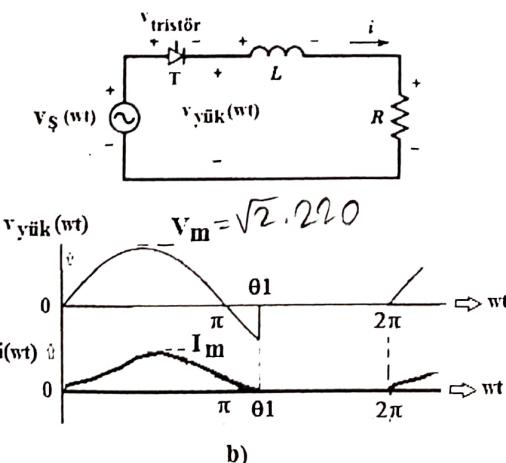
"Bir fazlı yarım dalga kontrollü" bir doğrultucu, direkt olarak mevcut alçak gerilim şebekemize bağlıdır.

a) Yükün saf omik ve $R=10$ ohm olduğu kabulü ile, $\alpha=60$ derecelik tetikleme altında, yükün çektiği aktif güç değerini bulunuz (devredeki aktif kayıplar ihmal edilecektir).

b) R yanına seri olarak, $L=10$ mH değerinde bir bobin bağlandığında, $\alpha=0$ derece için, yük akımının denklemini ve kesime gittiği açıyı bulunuz ve T boyunca eğrisini çiziniz.

c) R yanına seri olarak, $L=10$ mH değerinde bir bobin bağlandığında, $\alpha=60$ derece için, yük akımının denklemini ve kesime gittiği açıyı bulunuz ve T boyunca eğrisini çiziniz.

ÇÖZÜM



Akım ve ya gerilim sinusoidal olup $\cos\phi$ terimsiz
ve $V_y I_y \cos\phi = P_{ort}$ formül kullanılır.

$$\text{a)} P_{\text{yük}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha=\pi/3}^{\pi} i(\omega t) * v_{\text{yük}}(\omega t) * d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha=\pi/3}^{\pi} \frac{V_m}{R} \sin(\omega t) * V_m \sin(\omega t) * d\omega t$$

$$P_{\text{yük}} = 0.201 \frac{V_m^2}{R} \text{ watt} = 1946.8 \text{ watt}$$

Not: Bazen aktif gücün ortalama gücü eşitliğinden yola çıkılarak hatalı olarak;

$$P_{\text{yük}} = V_{\text{yük_ort}} * I_{\text{yük_ort}}$$

denklemi yazılır. (52) eşitliğine göre, $P_{\text{yük}} = 551.9$ watt elde edilir ve sonuç DOĞRU DEĞİLDİR.

$$\text{b)} (9) \text{ eşitliğinden; } i(\omega t) = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi * e^{-\omega t / \tau}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (wL)^2}; \quad \tau = L/R; \quad \varphi = \tan^{-1} \left(\frac{wL}{R} \right)$$

$$i(\omega t) = 29.68 \sin(\omega t - 0.3) + 8.9 * e^{-3.18 * \omega t}$$

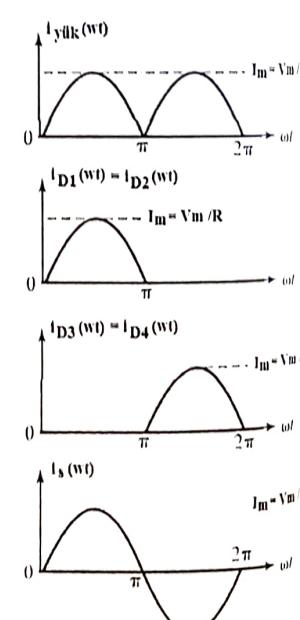
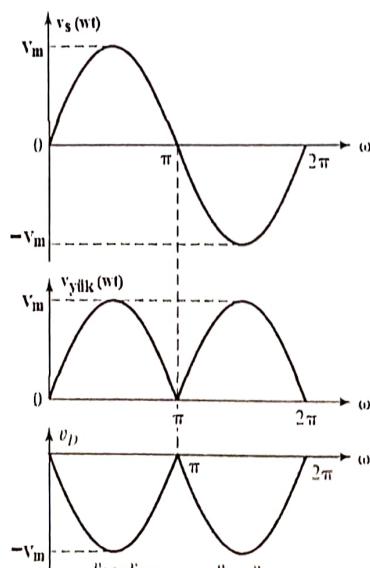
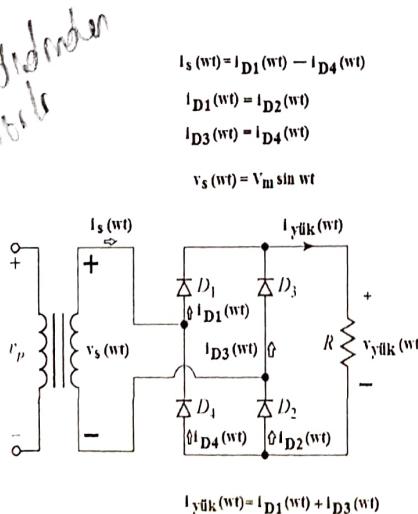
$$i(\omega t) = 29.68 \sin(\omega t - 0.3) + 8.9 * e^{-3.18 * \omega t} = 0 \Rightarrow \omega t = \theta_1 = 3.44 \text{ radyan ya da } \theta_1 = 197 \text{ derece}$$

$$\text{c)} (24) \text{ eşitliğinden; } i(\omega t) = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) * e^{(\alpha - \omega t) / \tau}$$

$$i(\omega t) = 29.68 \sin(\omega t - 0.3) - 29.68 * \sin(\pi/3 - 0.3) * e^{(\pi/3 - \omega t) * 3.1831}$$

$$i(\omega t) = 29.68 \sin(\omega t - 0.3) - 565.4 * e^{-3.1831 * \omega t} = 0 \Rightarrow \omega t = \theta_2 = 3.44 \text{ radyan ya da } \theta_2 = 197 \text{ derece}$$

6. BİR FAZLI KONTROLSÜZ KÖPRÜ DOĞRULTUCU (OMİK YÜKLÜ)



pozitif alternanssta D_1, D_2 açılırlar
negatif alternanssta D_3, D_4 açılırlar

Ortadan bir neye kiyasla 2 alternanslıdır; → Dışta ar ve olabili.

→ Trafo tek boyutlu olduğundan
trafo hacmi büyük

7. BİR FAZLI KONTROLSÜZ KÖPRÜ DOĞRULTUCU (R,L YÜKLÜ)

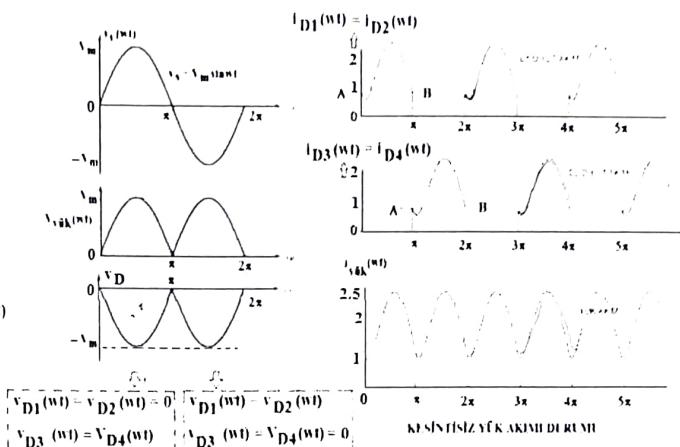
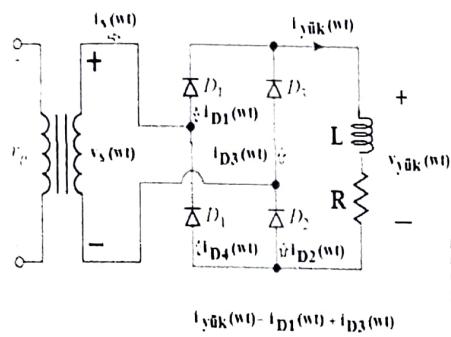
*Bobon boyutunu kesintisiz
kesin*

$$i_S(wt) = i_{D1}(wt) + i_{D4}(wt)$$

$$i_{D1}(wt) = i_{D2}(wt)$$

$$i_{D3}(wt) = i_{D4}(wt)$$

$$v_S(wt) = V_m \sin wt$$



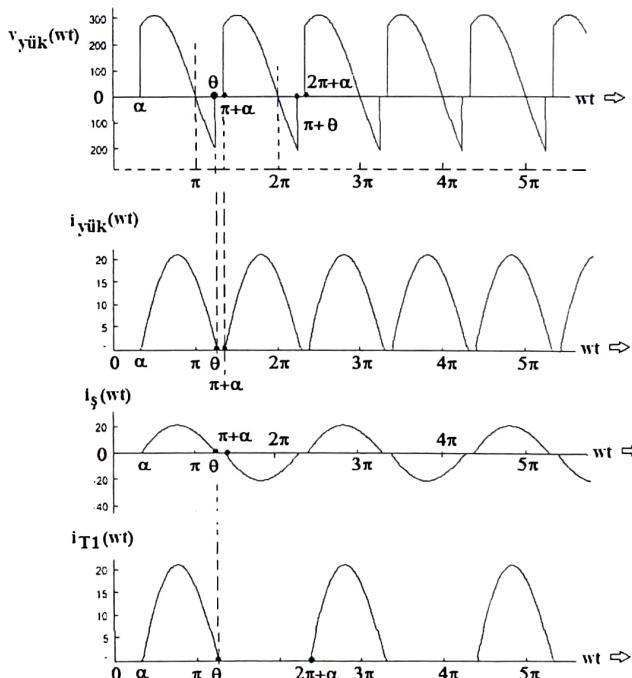
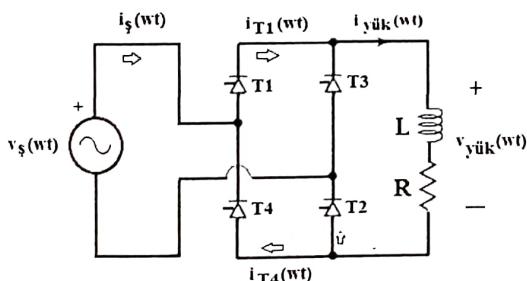
8. BİR FAZLI TAM KONTROLLÜ KÖPRÜ DOĞRULTUCU (R, L YÜKLÜ-YÜK AKIMI KEŞİNTİLİ)

ALFA=60 derece

$$v_S(wt) = V_m \sin wt$$

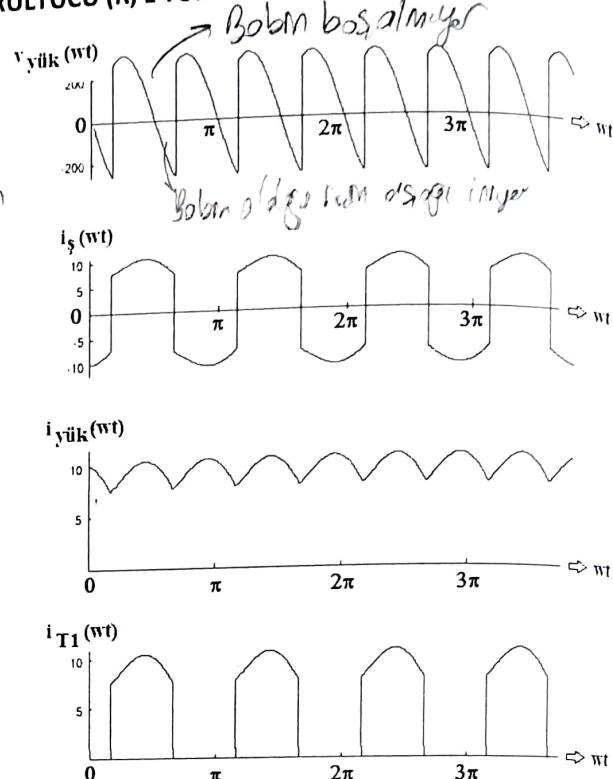
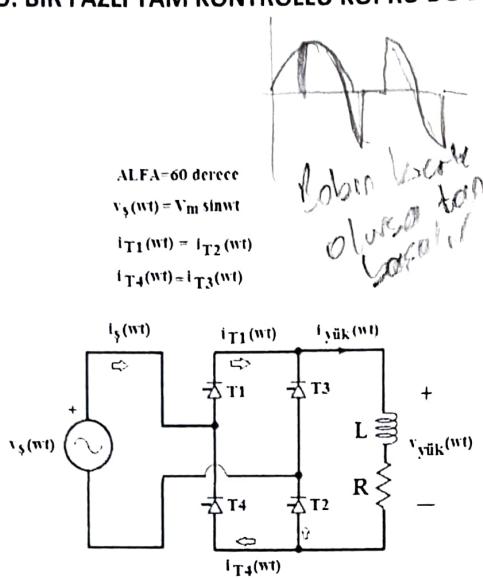
$$i_{T1}(wt) = i_{T2}(wt)$$

$$i_{T4}(wt) = i_{T3}(wt)$$

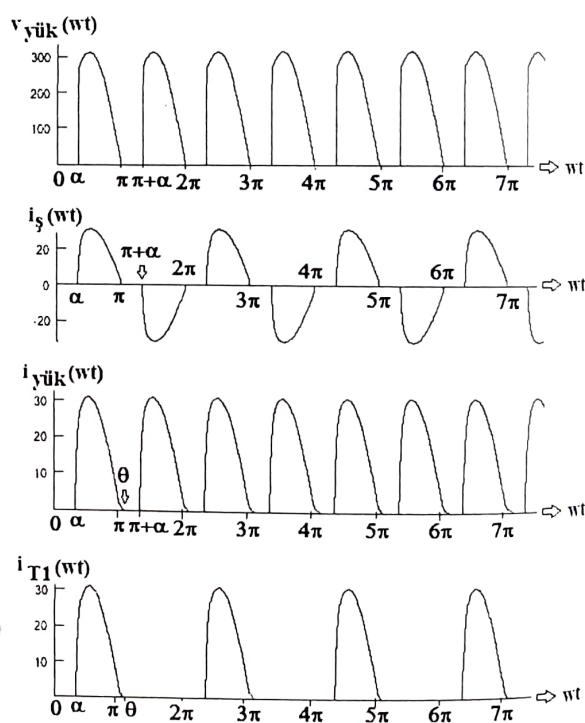
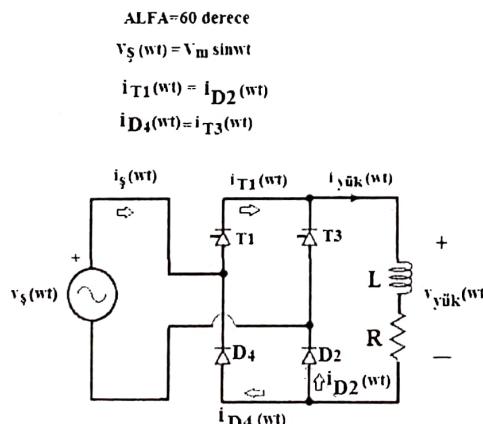


*Saf bobinde $\alpha < 90^\circ$ altında seçilenez
değil yarar.*

9. BİR FAZLI TAM KONTROLLÜ KÖPRÜ DOĞRULTUCU (R, L YÜKLÜ-YÜK AKIMI KESİNTİSİZ)



10. BİR FAZLI YARIM KONTROLLÜ KÖPRÜ DOĞRULTUCU (R, L YÜKLÜ-YÜK AKIMI KESİNTİLİ)



$\alpha - \pi$ ye kadar T_1 ve D_2 normal çalışır. π den sonra kapatı devrem boyunca, f_{13} tetiklenene kadar

SORU: Yukarıda verilen devrede, yüke paralel olarak bir serbest geçiş diyodu bağlandığında, eğrilerde

bir değişiklik olur muydu? $[0;\alpha]$ aralığında T_3D_2 ; $[\pi;\pi+\alpha]$ aralığında T_1D_4 ne iş yapar?

DOĞRU AKIM VE ALTERNATİF AKIM DEVRELERİNDE KALİTENİN ÖLÇÜLMESİ

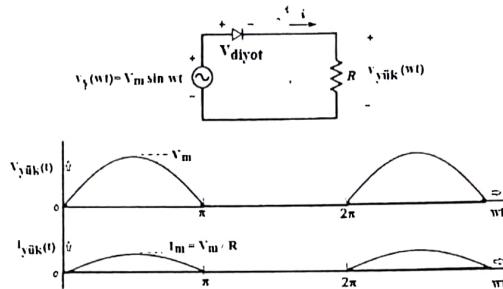
Konunun parametreleri aşağıdaki örnek problem üzerinden açıklanacaktır.

Problem

Bir fazlı tarım dalga, kontrollsüz bir doğrultucu saf omik ($R=10$ ohm) bir yükü beslemektedir. Doğrultucu mevcut alçak gerilim şebekemize direkt olarak bağlanmıştır. Gerekli devre şeması ve eğrileri çizerek;

- a) Doğrultucunun **etkinlik yüzdesi** ni hesaplayınız. b) Yük geriliminin **dalgalılık katsayıısı** ni hesaplayınız.
- c) Yük geriliminin **şekil katsayıısı** ni hesaplayınız. d) **Distorsyon (bozulma) faktörü** nü tanımlayınız.

Çözüm



$$\text{a) Etkinlik yüzdesi} = \varepsilon = \frac{V_{\text{yükort}} * I_{\text{yükort}}}{V_{\text{yüketkin}} * I_{\text{yüketkin}}} = \frac{(V_m / \pi) * (V_m / R\pi)}{(V_m / 2) * (V_m / 2R)} = 0.405$$

Not: Akümülatör gibi düzgün (ideal) bir d.a. gerilim üreten kaynak için, $\varepsilon = 1$ değerindedir.

$$\text{b) Dalgalılık katsayıısı} = \lambda = \sqrt{\frac{V_{\text{yüketkin}}^2 - V_{\text{yükort}}^2}{V_{\text{yükort}}^2}} = \sqrt{\frac{V_{\text{yüketkin}}^2}{V_{\text{yükort}}^2} - 1} = 1.21 \Rightarrow \%121$$

Not: Akümülatör gibi düzgün (ideal) bir d.a. gerilim üreten kaynak için, $\lambda = 0$ değerindedir.

$$\text{c) Şekil katsayıısı (Form faktörü)} = F = \frac{V_{\text{yüketkin}}}{V_{\text{yükort}}} = 1.57 \Rightarrow \%157$$

Not: Akümülatör gibi düzgün (ideal) bir d.a. gerilim üreten kaynak için, $F = 1$ değerindedir.

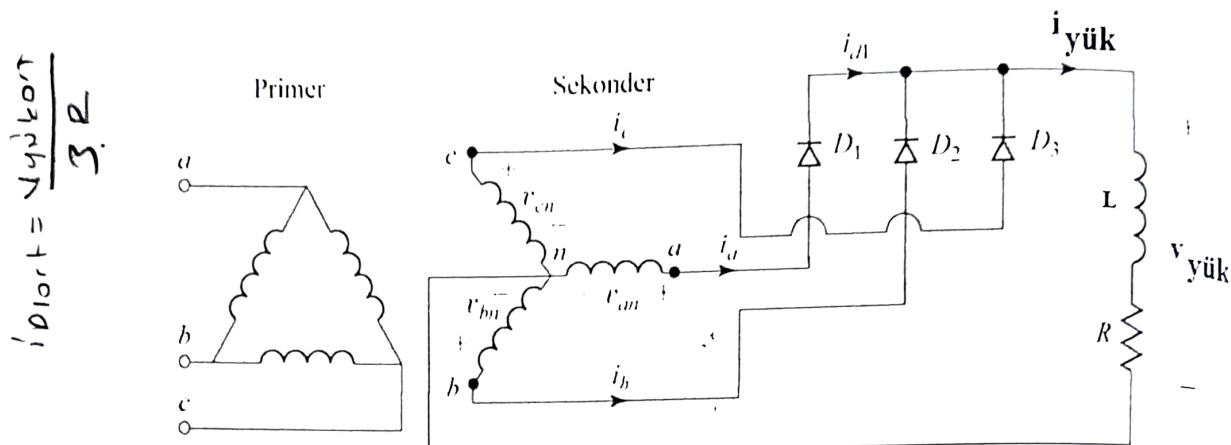
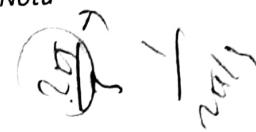
d) Distorsyon faktörü (THD), alternatif akım ve gerilim dalga şeklinin saf sinüs formundan ne kadar uzaklaştığını gösteren bir terimdir. Saf sinüs için THD=0 değerini alır.

$$\text{THD}_V = \sqrt{\frac{V_{\text{yüketkin}}^2 - V_{\text{letkin}}^2}{V_{\text{letkin}}^2}}$$

Not: V_{letkin} ; "yük geriliminin" harmonik analizi yapıldığında, "yük geriliminin" **ana harmoniğinin** etkin gerilim değeridir.

DOĞRULTUCULAR

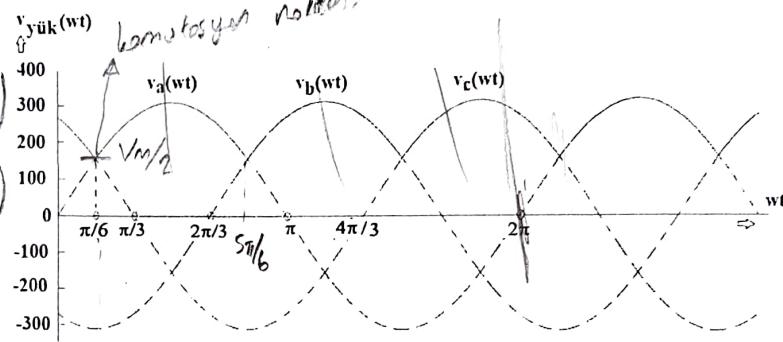
1) Üç fazlı Yarım Dalga Kontrolsüz Doğrultucu (Yük, R, L)



$$V_{an} = V_m \sin \omega t$$

$$V_{bn} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_{cn} = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$



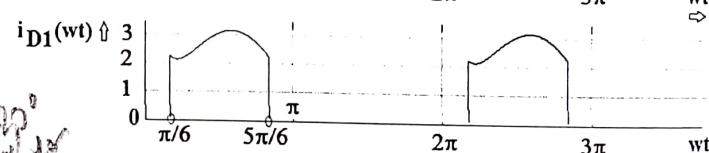
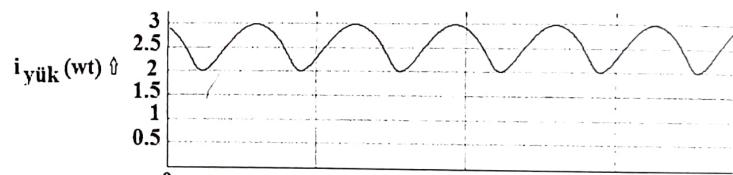
$$R=100 \text{ ohm}$$

$$L=100 \text{ mH}$$

$$v_a(wt) = \sqrt{2} 220 \sin(\omega t)$$

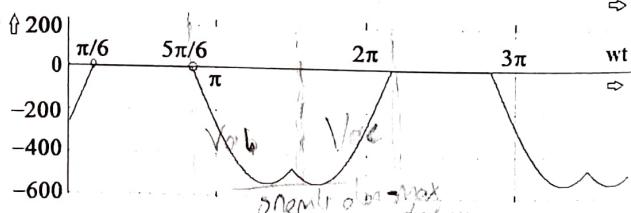
$$v_b(wt) = \sqrt{2} 220 \sin(\omega t - 120)$$

$$v_c(wt) = \sqrt{2} 220 \sin(\omega t + 120)$$



$$v_{D1}(wt) = v_a(wt) - v_yuk(wt)$$

$$V_{yük_ort} = V_m \frac{P}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{P}\right)$$



$$V_{yük_ort} = \frac{1}{(2\pi/3)} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_a \sin(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \text{ Volt;}$$

$$I_{D1_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_{D1}(wt) d\omega t$$

$$v_a(wt) = \sqrt{2} * 220 * \sin \omega t = L * \frac{di_{D1}(wt)}{dt} + R * i_{D1}(wt)$$

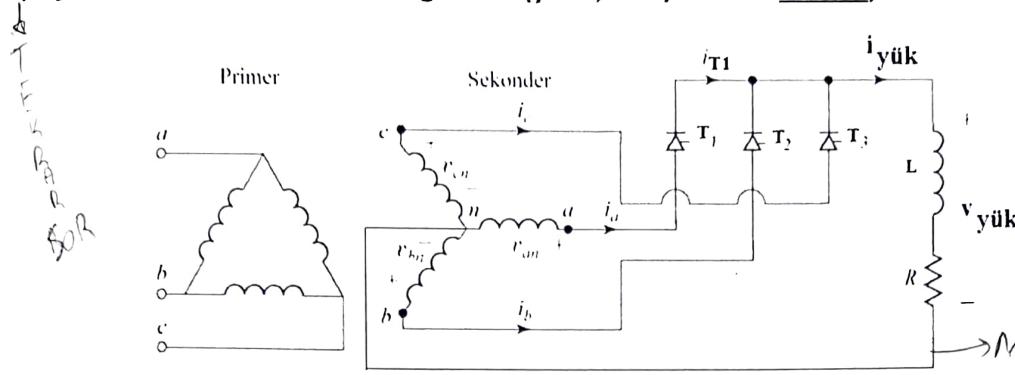
Soru: Yük'e paralel olarak (ters yönde) bir serbest geçiş diyodu bağlı olsaydı ne olurdu?

Birsey degilmez
serbest geçiş
diyodu katımdan
çalışır.

$$\frac{\pi}{6} + \frac{6\pi}{6} k < \omega t < \frac{5\pi}{6} + \frac{6\pi}{6} k, k=0,1,2,\dots$$

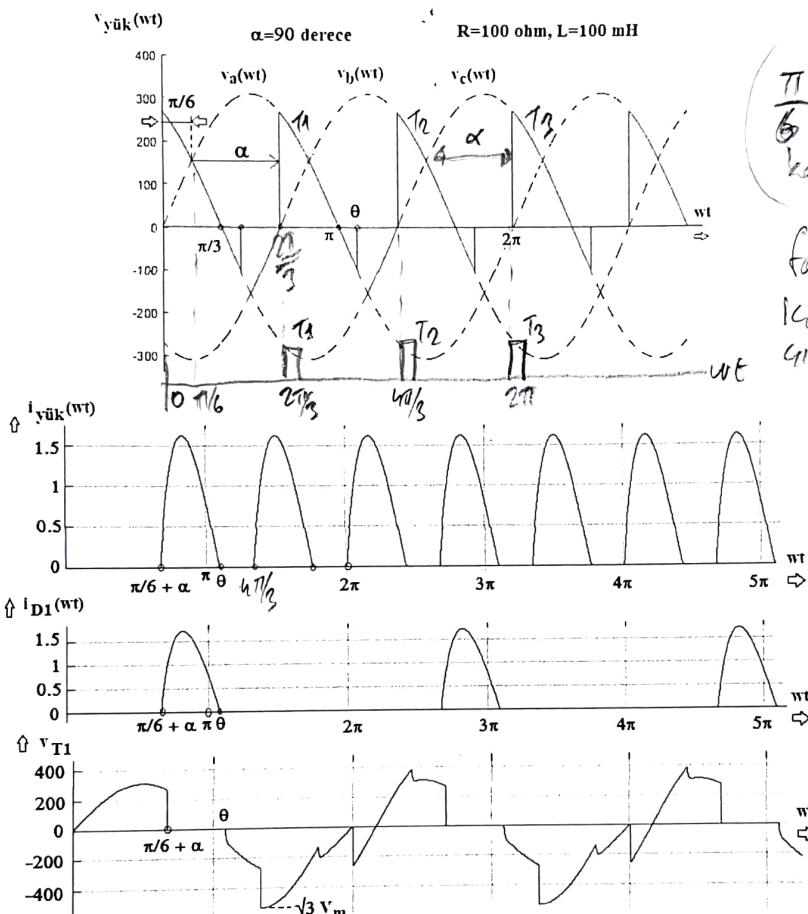
çalışır.

2) Üç Fazlı Yarım Dalga Kontrollü Doğrultucu (yük R, L ve yük akımı kesintili)



Ses best geris
diyonda bellisiz sayılır
negatifte inmeden
dalga geçti olur

Note, oldurunda
faz-hat



($\frac{\pi}{6}$ dan itibaren α)
kaðar sonda beþýzer

faz-hat arası oldugu
icin ($3\sqrt{3}$) Vm ye koker
gibiye / faz-faz arası
ise ise ($3\sqrt{3}$) oldug

$$V_{yuk_ort} = \frac{1}{(2\pi/3)} \int_{\pi/6+\alpha}^{\theta} V_a \sin(wt) dt = 0.477 * V_m * (\cos(\alpha + 0.524) - \cos \theta);$$

$$I_{T1_ort} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\theta} i_{T1}(wt) dt$$

$$v_a(wt) = \sqrt{2} * 220 * \sin wt = L * \frac{di_{D1}(wt)}{dt} + R * i_{D1}(wt); \quad i_{T1}(wt = \pi/6 + \alpha) = 0 \text{ (ilk koşul)}$$

Soru: YÜK "saf endüktif" olduğunda; 1) Tetikleme açısı $\alpha=60$ derece için,

2) Tetikleme açısı $\alpha=90$ derece için

3) Tetikleme açısı $\alpha=120$ derece için yukarıdaki egrileri elde ediniz.

$$\frac{\pi}{140} = \frac{3}{70}$$

$\phi_{ba10} \rightarrow 311V$

$$V_m \frac{P}{\pi} \sin \frac{\pi}{P}$$

U.Arifoğlu

Güç Elektroniği Devreleri Ders Notu

48

3) Üç Fazlı Tam Dalga Kontrolsüz Köprü Doğrultucu (yük R, L)

$$V_{an}(wt) = V_a(wt) = V_m \sin(wt)$$

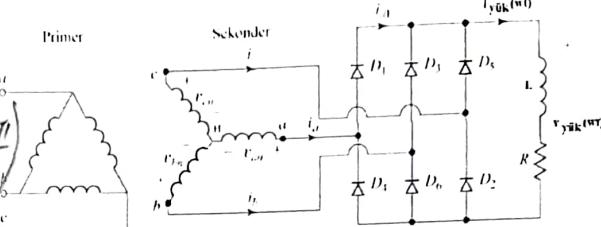
$$V_{bn}(wt) = V_b(wt) = V_m \sin(wt - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_{ab}(wt) = V_a(wt) - V_b(wt)$$

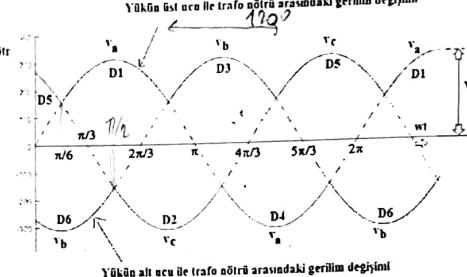
$$= V_m [\sin(wt) - \sin(wt - \frac{2\pi}{3})]$$

$$V_{ab}(wt) = \sqrt{3} V_m \sin(wt + \frac{\pi}{6})$$

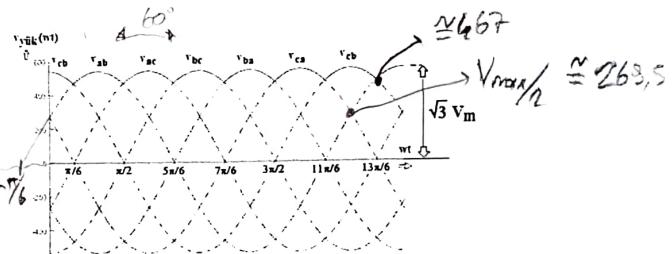
$$\approx 533V$$



Yükün üst ucu ile trafo nötrü arasındaki gerilim değişimi

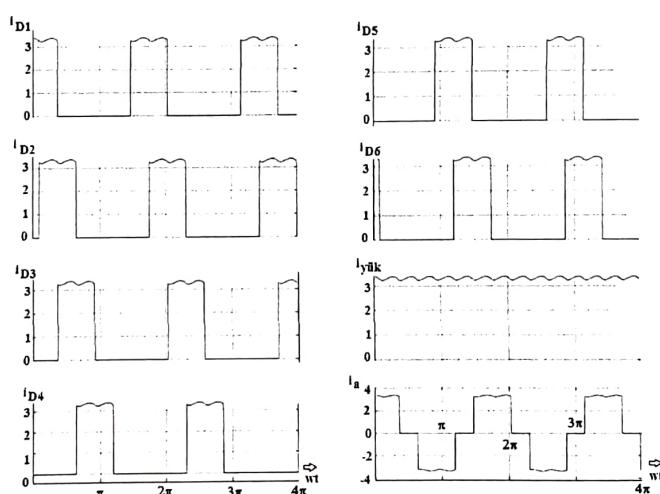


Üstte en pozitif
altta en negatif
faz 1 ile 6' da



≈ 667
 $V_{max}/\sqrt{3} \approx 263,5$

Her dıgıt 120° açımda
kalır. Dolayısıyla 120° 'da
olsa tabii ki bu fazlarla
birlikte 60° ile phasorlar



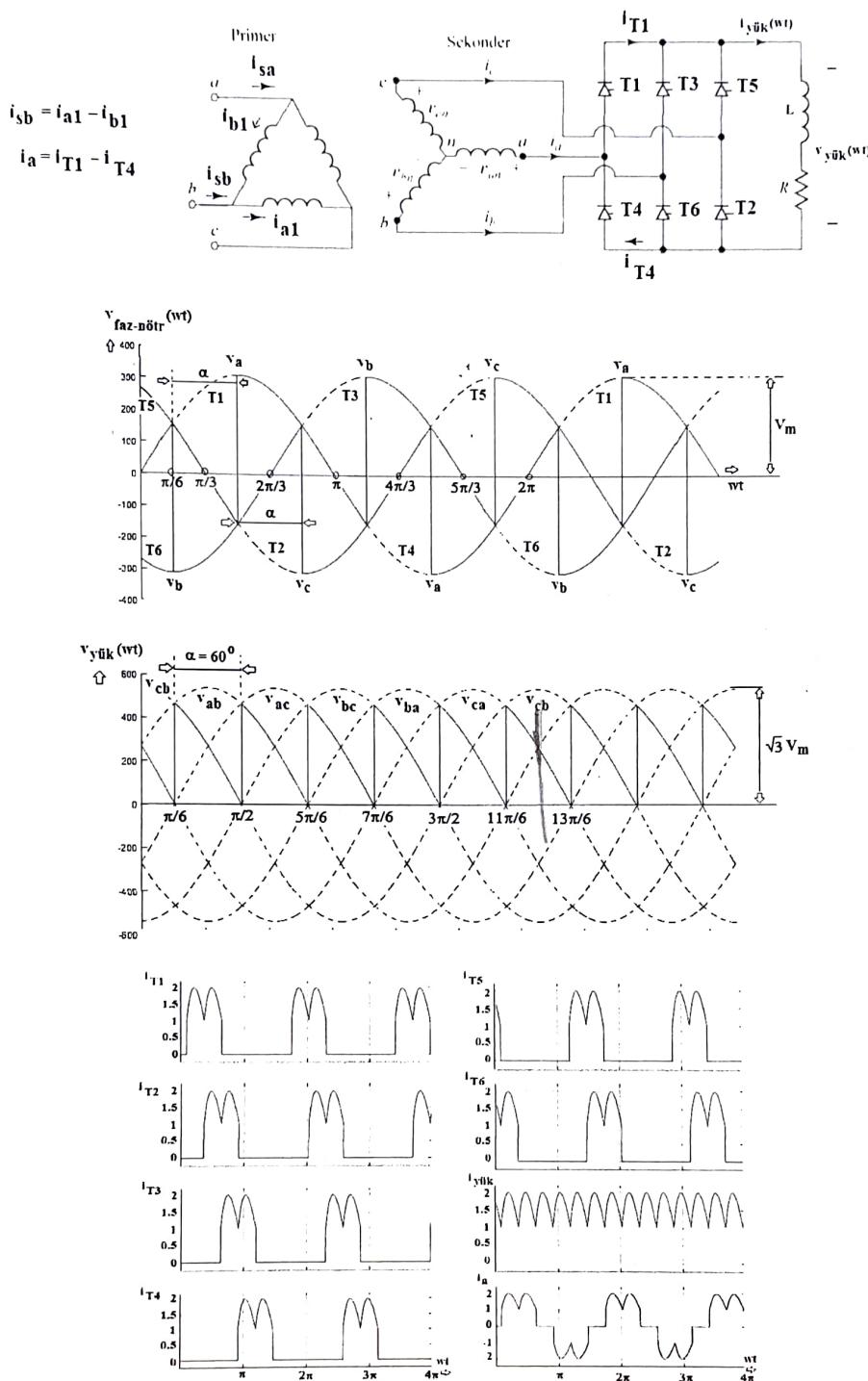
$$V_{yük_ort} = \frac{1}{(2\pi/6)} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{3} V_m \cos(wt) dt = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \quad (\text{Yukarıdaki egrilerde } R=100 \text{ ohm ve } L=100 \text{ mH dir})$$

$$\text{veya } V_{yük_ort} = \frac{1}{(2\pi/6)} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3} V_m \sin(wt) dt = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \quad (\text{öteleme yapıldı})$$

Not: i_{D1}, i_{D2} ve i_{D3} akımları arasında 120° faz farkı olduğu görülmeli.

Ödev: $i_{D1}(wt)$ denklemini bulunuz.

4) Üç Fazlı Tam Dalga Tam Kontrollü Köprü Doğrultucu (yük R, L ve yük akımı kesintisiz)



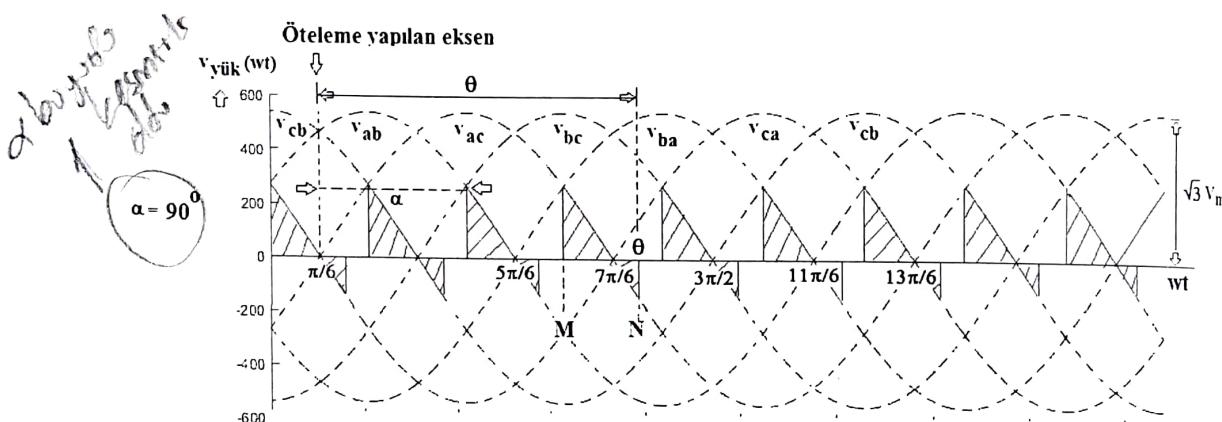
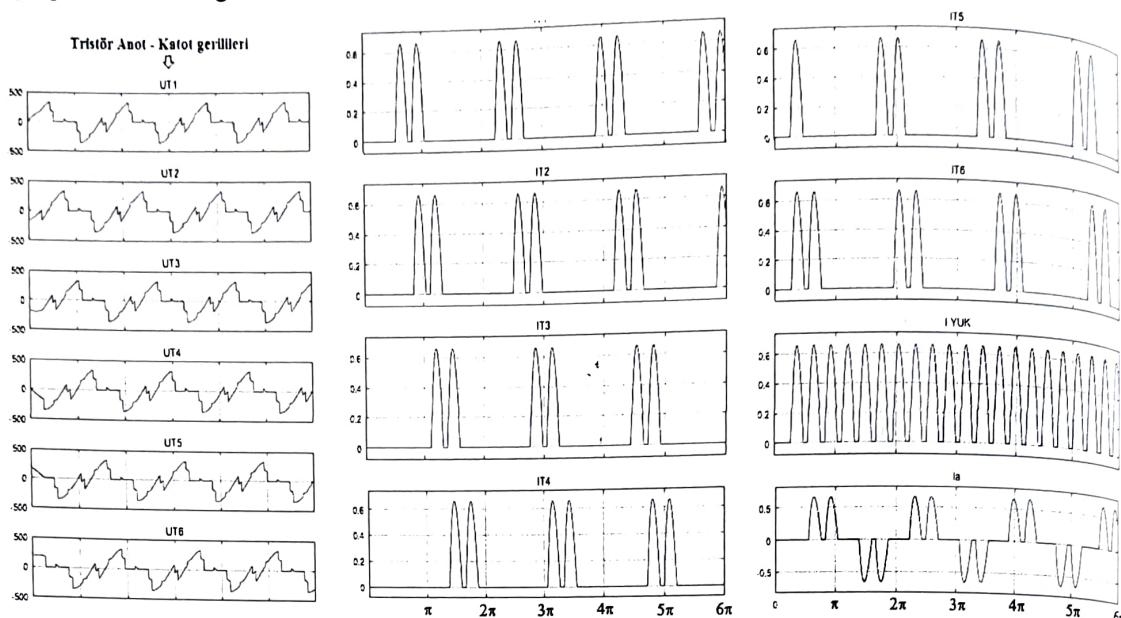
$$V_{yük_ort} = \frac{1}{(2\pi/6)} \int_{-\pi/6+\pi/3}^{\pi/6+\pi/3} \sqrt{3}V_m \cos(\omega t) d\omega t = \frac{3V_{hatm}}{\pi} (\cos(\frac{\pi}{3} + 1.0472) + 1) = 0.4775V_{hatm}$$

veya

$$V_{yük_ort} = \frac{1}{(2\pi/6)} \int_{\pi/3+\pi/3}^{\pi} \sqrt{3}V_m \sin(\omega t) d\omega t = \frac{3V_{hatm}}{\pi} (\cos(\frac{\pi}{3} + 1.0472) + 1) = 0.4775V_{hatm} \quad (\text{Öteleme yapıldı})$$

$R=100 \text{ ohm}$, $L=100 \text{ mH}$ olarak alındı.

5) Üç Fazlı Tam Dalga Tam Kontrollü Köprü Doğrultucu (yük R, L ve yük akımı kesintili)



$R=100 \text{ ohm}$, $L=100 \text{ mH}$ olarak alındı. Tetikleme açısı ($\alpha=90^\circ$)

$$V_{\text{yük_ort}} = \frac{1}{(2\pi/6)} \int_{\pi/3+\alpha}^{\theta} \sqrt{3} V_m \sin(wt) dt = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} (\cos(\alpha + \pi/3) + \cos\theta) \quad (\text{öteleme yapıldı})$$

M-N aralığında yük akımının denklemi aşağıdaki denklem çözülerek bulunabilir.

$$\sqrt{3}V_m * \sin wt = L * \frac{di_{\text{yük}}(wt)}{dt} + R * i_{\text{yük}}(wt) \quad (\text{gerilim eğrisinin ötelendiğine dikkat edilsin})$$

Yukarıdaki diferansiyel denklemin çözümünde ilk koşul olarak (ötelemiş eksen için);

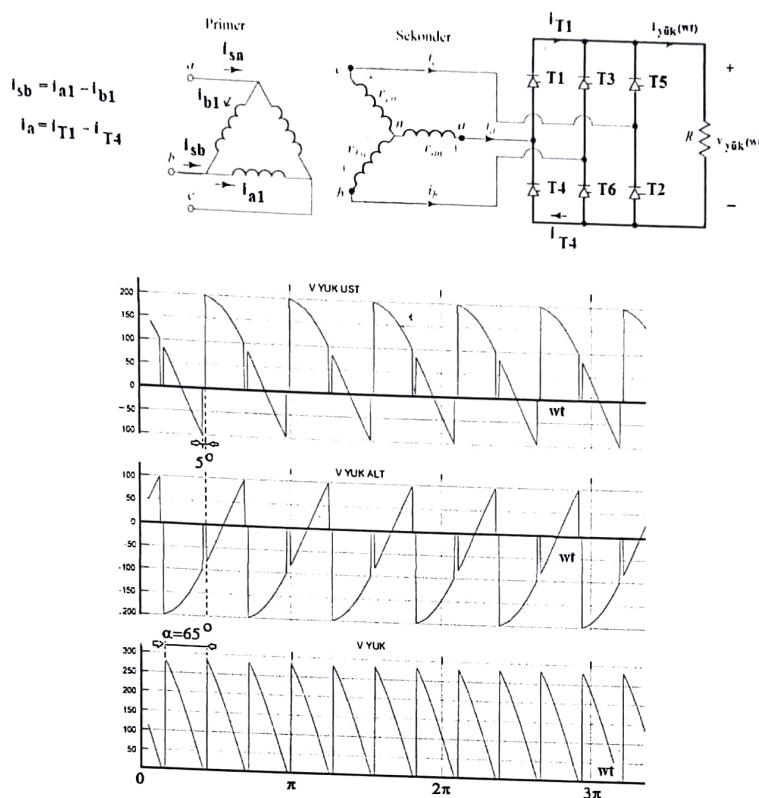
$$i_{\text{yük}}(wt = 5\pi/6) = 0 \quad \text{ifadesi kullanılır.}$$

Yukarıda verilen ilk koşulu kullanarak elde edilen (M-N aralığındaki) yük akımı ifadesinde;

$$i_{\text{yük}}(wt = 0) = 0$$

eşitliği kullanılarak, Θ açısı bulunur.

6) Üç Fazlı Tam Dalga Tam Kontrollü Köprü Doğrultucu (yük R ve yük akımı kesintili)

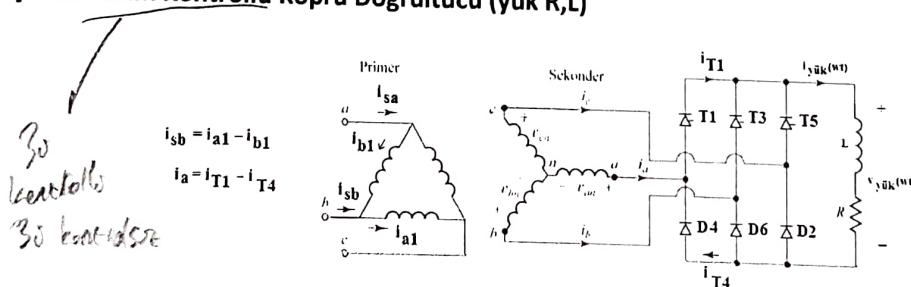


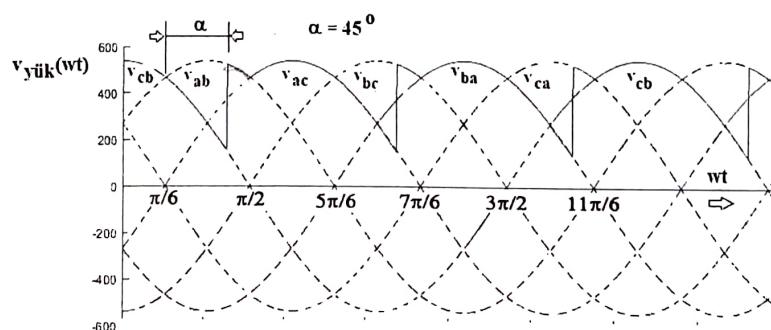
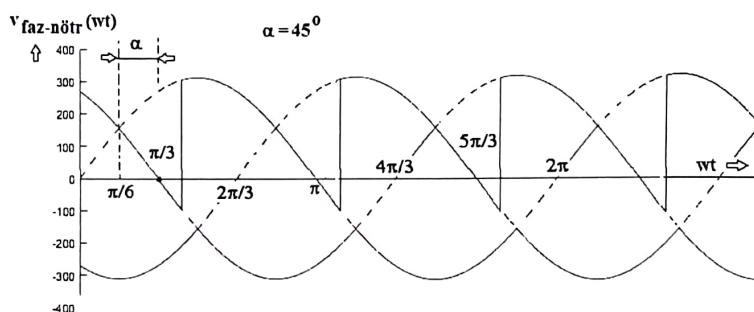
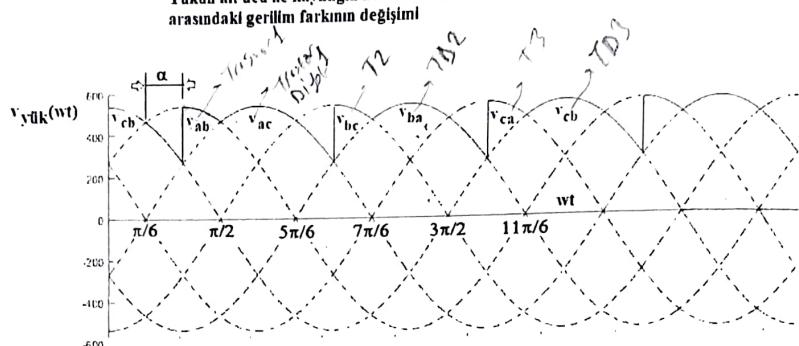
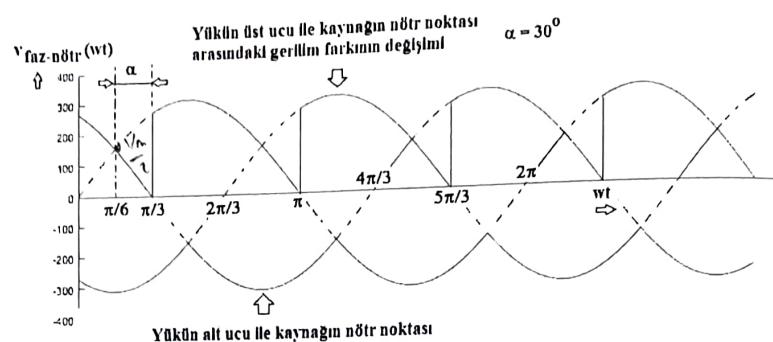
Sadece R
oldugu durumda $\alpha_{kritik} = 60^\circ$
bög. düşse kesintili
kaçık düşse kesintisiz

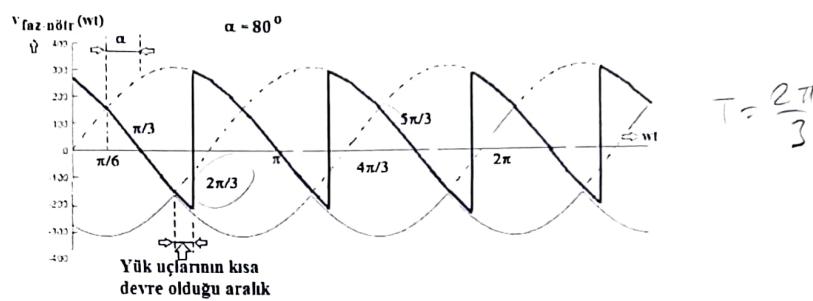
Sadece L
oldugunda $\alpha_{kritik} = 30^\circ$

Tam köprü, tam kontrollü, köprü doğrultucuda, yükten akım akabilmesi için aynı anda iki anahtarın da iletimde olması gereklidir. Yük omik olduğunda, $wt=\pi$ anından itibaren akım sıfır olacağinden, anahtar (tristör) açar. Bu devrede, bu yük koşulu altında, kritik tetikleme açısı 60 derecededir. 60 dereceden sonra yük akımında kesinti başlar. Tetikleme açısı 60 dereceden ne kadar büyükse, yük akımının kesinti aralığı da o kadar artacaktır. Yukarıdaki devrede, tetikleme açısı 65 derece olduğunu, yük akımında $65-60=5$ derecelik bir kesinti oluştuğu görülmektedir.

7) Üç Fazlı Yarım Kontrollü Köprü Doğrultucu (yük R,L)







$$V_{yökt-\text{ort}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \int_{\pi/6}^{\pi/2} V_{ab}(wt) dt$$

$$+ \int_{\pi/2}^{7\pi/6} V_{ac}(wt) dt$$

$$V_{yökt}(wt) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m (\frac{1 + \cos \alpha}{2})$$

$$V_{yökt-\text{ort}} = \left[\frac{3\sqrt{3}V_m \cos \alpha}{\pi} + \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \right] * 0.5$$

$$\frac{\pi}{6} + \alpha \leq wt \leq \frac{\pi}{2}$$

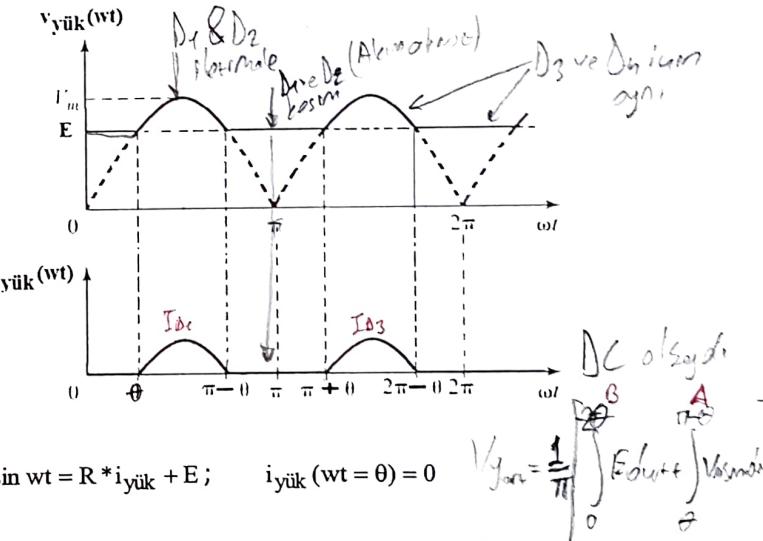
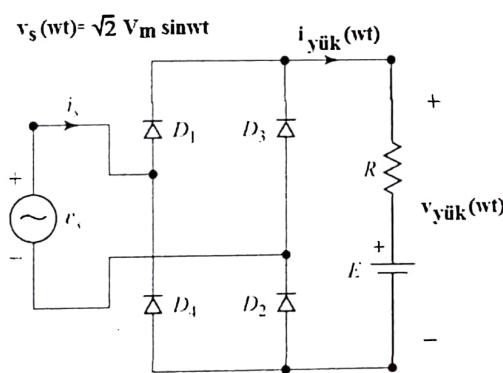
$$V_{yökt}(wt) = V_{ab}(wt) = \sqrt{3} V_m \sin(wt + \frac{\pi}{6})$$

$$\frac{\pi}{2} \leq wt \leq \pi$$

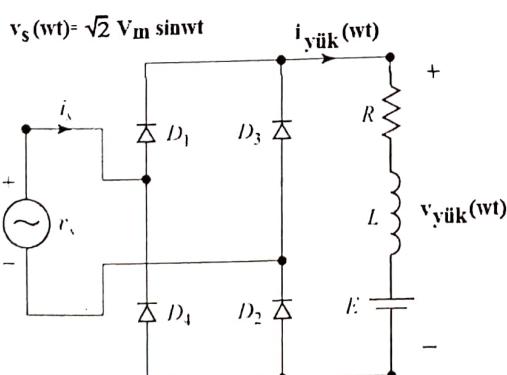
$$V_{yökt}(wt) = V_{ac}(wt) = \sqrt{3} V_m \sin(wt - \frac{\pi}{3})$$

D_1 in döndürülürken, v_s hattında
E var ve $0 - \theta$ arası E boyalı
olduğundan kesik çizgiler

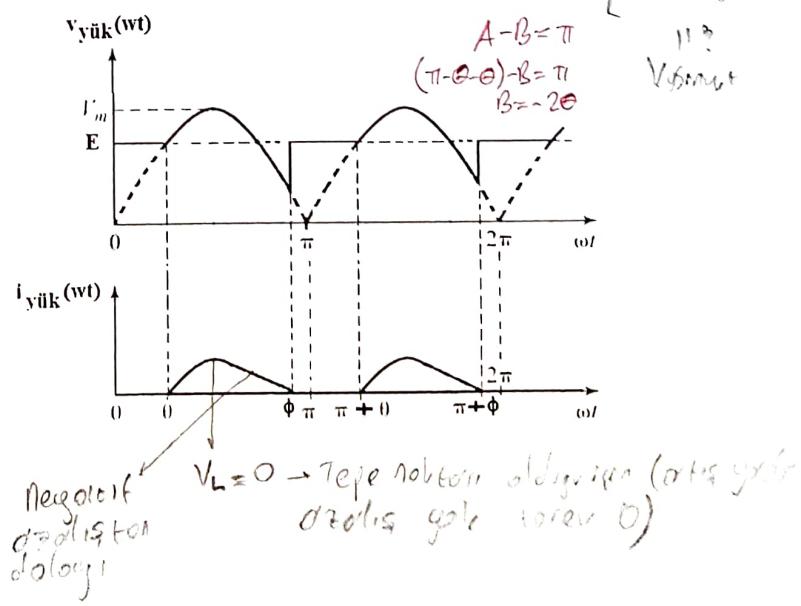
8.1) Bir Fazlı Kontrolsüz Köprü Doğrultucu (yük E,R,L)



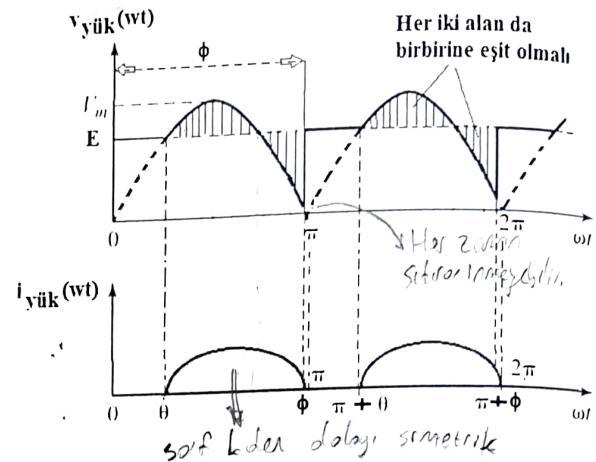
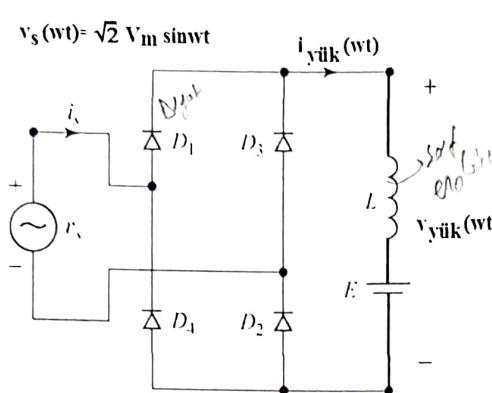
$$V_m \sin(\theta) = E \Rightarrow \theta = \arcsin \frac{E}{V_m}; \quad V_m \sin wt = R * i_{yökt} + E; \quad i_{yökt}(wt = \theta) = 0$$



$$I_{yökt} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{V_m \sin wt - E}{R} \right) dt$$



$$V_m \sin(\theta) = E \Rightarrow \theta = \arcsin \frac{E}{V_m}; \quad V_m \sin \omega t = R * i_{\text{yük}} + L \frac{di_{\text{yük}}}{dt} + E; \quad i_{\text{yük}}(\omega t = \phi) = 0; \quad i_{\text{yük}}(\omega t = 0) = 0$$

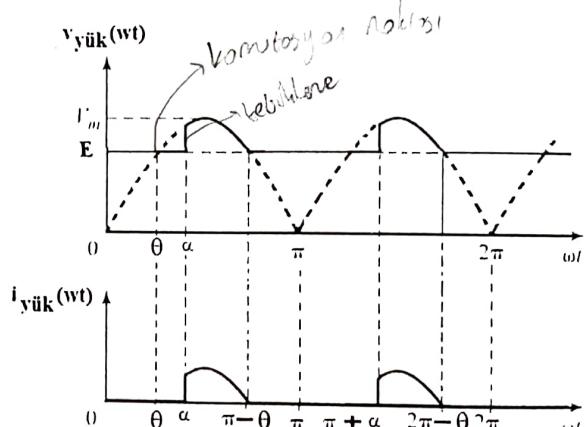
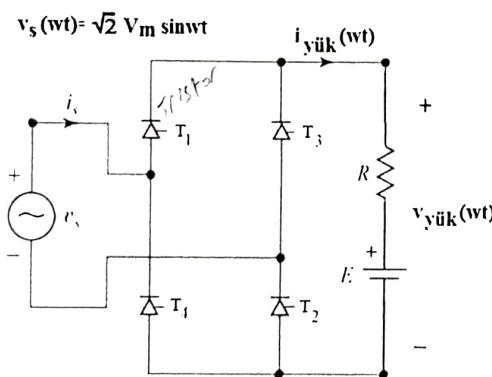


$$V_m \sin(\theta) = E \Rightarrow \theta = \arcsin \frac{E}{V_m}; \quad V_m \sin \omega t = L \frac{di_{\text{yük}}}{dt} + E; \quad i_{\text{yük}}(\omega t = \phi) = 0; \quad i_{\text{yük}}(\omega t = 0) = 0$$

$$\int_{\theta}^{\pi-\theta} (V_m \sin(\omega t) - E) d\omega t = \int_{\pi-\theta}^{\phi} (E - V_m \sin(\omega t)) d\omega t \quad (\text{Her iki alan eşitliğinden})$$

Bu denklemler
φ bilinir.

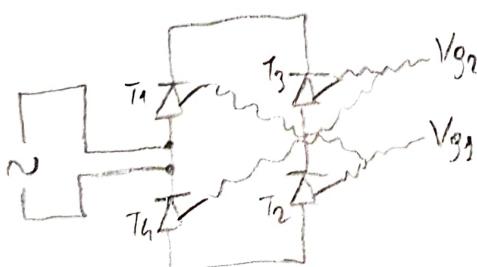
8.2) Bir Fazlı Kontrollü Köprü Doğrultucu (yük E, R, L)

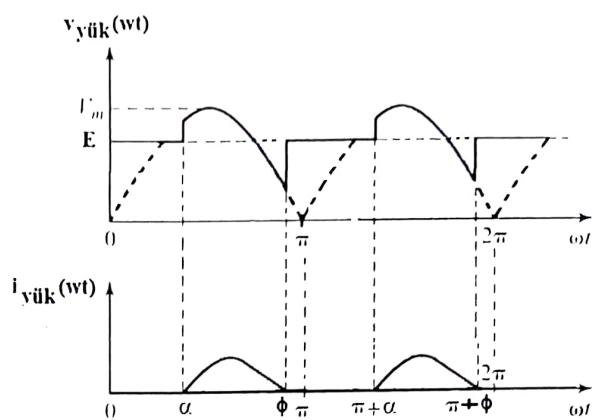
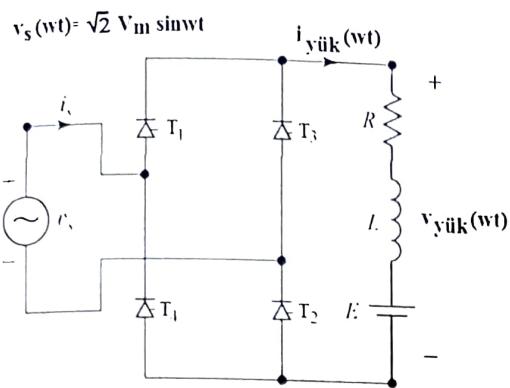


$$V_m \sin(\theta) = E \Rightarrow \theta = \arcsin \frac{E}{V_m}; \quad I_{\text{yük_ort}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\theta} \frac{(V_m \sin \omega t - E)}{R} d\omega t$$

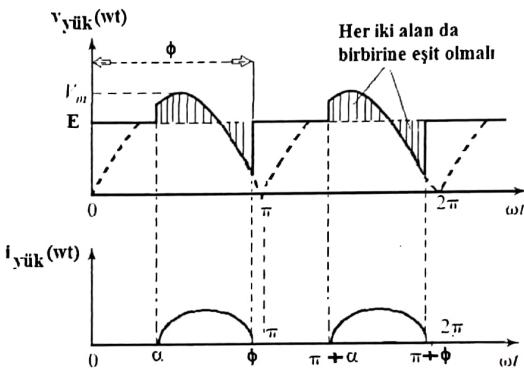
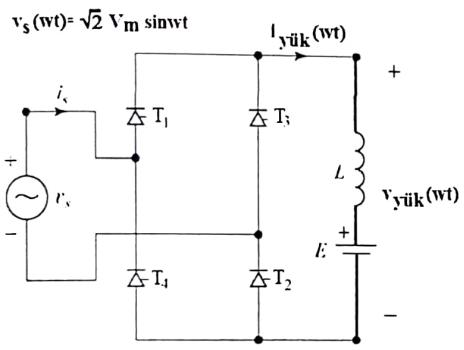
$$I_{\text{yük_ort}} = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\alpha} E d\omega t + \int_{\alpha}^{\pi-\theta} V_m \sin \omega t d\omega t + \int_{\pi-\theta}^{\pi} E d\omega t \right] = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\alpha+\theta} E d\omega t + \int_{\alpha}^{\pi-\theta} V_m \sin \omega t d\omega t \right]$$

T_1 ve T_2 ya da T_3 ve T_4 aynı anda tetiklenmesi gereklidir.





$$V_m \sin wt = R * i_{\text{yük}} + L \frac{di_{\text{yük}}}{dt} + E ; \quad i_{\text{yük}}(wt = \alpha) = 0 ; \quad i_{\text{yük}}(wt = \phi) = 0$$



$$V_m \sin(\theta) = E \Rightarrow \theta = \arcsin \frac{E}{V_m} ; \quad V_m \sin wt = L \frac{di_{\text{yük}}}{dt} + E ; \quad i_{\text{yük}}(wt = \alpha) = 0 ; \quad i_{\text{yük}}(wt = \phi) = 0$$

$$\int_{\alpha}^{\pi-\theta} (V_m \sin(wt) - E) dwt = \int_{\pi-\theta}^{\phi} (E - V_m \sin(wt)) dwt \quad (\text{Her iki alan eşitliğinden})$$

Problem Akım doğrultusu ise exp. iş problemler bolarlar

220 V'luk bir fazlı bir şebekeden, endüktif karakterde bir yükü (yük akımını düzgün alabilirsiniz), 12 A ve 150 V'luk doğru akım ve gerilim ile besleyen bir köprü doğrultucu tasarımları yapınız. Bir diyon üzerindeki gerilim düşümü 0.7 V olarak alınacaktır. Transformatörün primer akımı etkin değerini, görünür gücünü, sekonder akım etkin değerini, bir diyodon etkin akım değerini bulunuz.

Çözüm

V_{yük} ort

$$I_{\text{yük_ort}} = 12 \text{ A} ; \quad V_{\text{yük_ort}} = 150 \text{ V} ; \quad \Delta V = 0.7 \text{ V} ; \quad V_m = 220 * \sqrt{2} = 311 \text{ V} ; \quad v_2(wt) = V_{2m} \sin(wt)$$

$$- V_{\text{yük_ort}} = \frac{2}{\pi} V_{2m} - 2 * \Delta V = 150 \text{ V} \Rightarrow V_{2m} = 237.8 \text{ V} \Rightarrow V_2 = 168.2 \text{ V}$$

$$n = \frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{168.2}{220} = 0.764 = \frac{I_1}{I_2}$$

$$V_{\text{yort}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(wt) dt$$

$$- V_0(\cos(wt)) \Big|_0^{\pi} = - (-1 - 1) = 2$$

$$I_{\text{yort}} = 12 \text{ A}$$

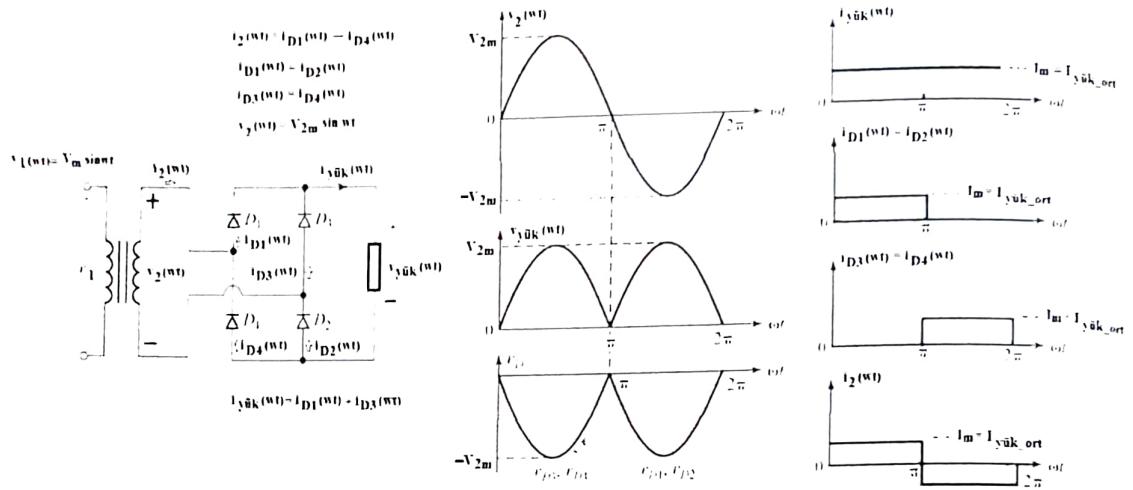
$$V_{\text{yort}} = 150 \text{ V}$$

$$\Delta V = 0.7 \text{ V}$$

$$V_m = \sqrt{2} * 220 = 311 \text{ V}$$

$$\text{SAYFA}(38) \leftarrow V_{\text{yort}} = 0.637 \text{ V} ; \quad V_m = \frac{2}{\pi} V_{2m}$$

seçimler made



$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (12^2) dwt} = 12$$

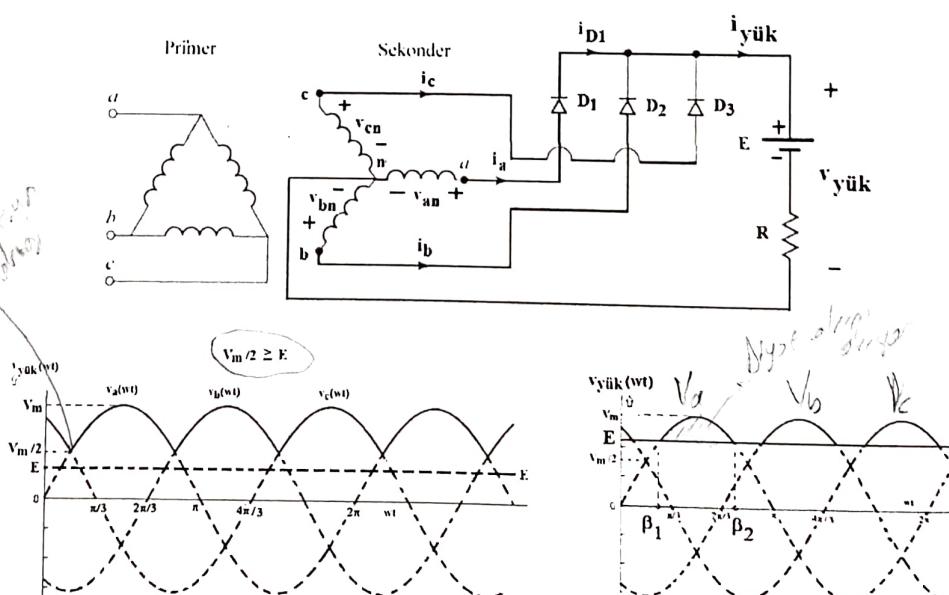
$$S = V_2 * I_2 = 168.2 * 12 = 2.02 \text{kVA}$$

$$0.764 = \frac{I_1}{I_2} \Rightarrow I_1 = 0.764 * 12 = 9.17 \text{A}$$

n = $\frac{V_2}{V_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{168.2}{220} = 0,764$
Gesuchte Anzahl

$$I_{D1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (12^2) dwt} = \frac{12}{\sqrt{2}} = 8.5 \text{A} = I_{D4} = I_{D3} = I_{D2}$$

9) Üç Fazlı Kontrolsüz Köprü Doğrultucu (yük E, R)



$$V_{yuk}(wt) = E + i(wt) * R$$

$$i(wt) = \frac{V_{yuk}(wt) - E}{R}$$

$$E = V_m \sin \beta$$

$$\beta = \arcsin \left(\frac{E}{V_m} \right)$$

$$\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^\beta I(wt) dt \right] = I_{0,0}$$

Şekil 1
(E degeri konulusun
polarisasyon bilgisi)

ve β_0

$$V_{yuk,0} = E + I_{yuk,0} * R$$

$$I_{yuk,0} = \frac{V_{yuk,0} - E}{R}$$

Şekil 2

Yukarıdaki değişimlerde **Şekil 1**'de, yük uçları arasında görülen gerilimde ($V_m/2 \geq E$ olduğundan) "E" değerinin etkisi yoktur. Bu durumda, yük uçları arasındaki gerilimin ortalama değeri, aşağıdaki eşitlik ile hesaplanabilir:

$$V_{yük_ort} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/3}^{5\pi/6} V_m \sin(wt) dt = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi}$$

Şekil 2'de verilen değişimde ise yük uçları arasında görülen gerilimde ($V_m/2 \leq E$ olduğundan), "E" etkisi vardır. Bu durumda, yük uçları arasındaki gerilimin ortalama değeri, aşağıdaki eşitlik ile hesaplanabilir 2 farklı yaklaşım ile hesaplanabilir:

1) Anı değerlerden yola çıkılarak;

$$R * i_{yük}(wt) = v_{yük}(wt) - E$$

$$i_{yük}(wt) = \frac{v_{yük}(wt) - E}{R} \Rightarrow \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{yük}(wt) dt = I_{ort} = \frac{1}{2\pi R} \int_0^{2\pi} (v_{yük}(wt) - E) dt$$

$$I_{ort} = \frac{1}{2\pi R} \int_0^{2\pi} (v_{yük}(wt) - E) dt = \frac{1}{(2\pi/3)R} \int_{\beta_1}^{\beta_2} (V_m \sin wtd - E) dt; \quad \arcsin \frac{E}{V_m} = \beta_1$$

$$\left| V_m \sin(wt) \right| = E \\ wt = \frac{\pi}{f} t$$

$$\sin(\beta_2) = \frac{E}{V_m}$$

$$\beta_2 = \sin^{-1} \frac{E}{V_m}$$

Eğer **Şekil 2**'de yatay eksen $\pi/2$ kadar sağ tarafa kaydırılır ise aşağıdaki sonuç elde edilir:

$$I_{ort} = \frac{1}{2\pi R} \int_0^{2\pi} (v_{yük}(wt) - E) dt = \frac{3}{2\pi R} \int_{-\beta}^{\beta} (V_m \cos wtd - E) dt = \frac{3V_m}{\pi R} \sin \beta - \frac{3E\beta}{\pi R}; \quad \beta = \frac{\pi}{2} - \beta_1$$

2) Ortalama değerden yola çıkılarak:

$$I_{ort} = \frac{V_{yük_ort} - E}{R} \Rightarrow E + I_{ort} * R = V_{yük_ort} = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\beta_1}^{\beta_2} (V_m \sin(wt) dt) + \int_{\beta_2}^{\beta_1+2\pi/3} E dt \right]$$

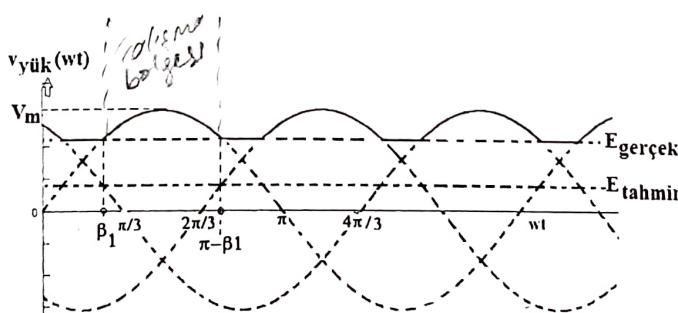
UYGULAMA

İç direnci $r_i=0.2$ ohm olan, 220 V'luk bir akümülatör, üç fazlı yarınl dalga kontrolsüz doğrultucu üzerinden 80A değerinde ortalama bir doğru akım değeri ile şarj edilecektir.

a) Doğrultucu girişindeki alternatif gerilimin etkin değeri ne olmalıdır?

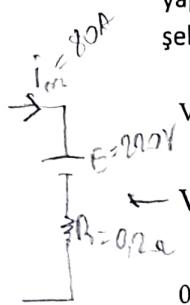
b) Bir diyodon taşıyacağı etkin akım değerini hesaplayınız.

Çözüm



$$V_{yük_ort} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \\ 0,83$$

a) Tahmini E değerinin (hesabı daha kolay olacağı için) komutasyon noktasının altında olduğu kabulü yapıldığından yük geriliminin değişimi 3 fazlı yarıml dalga doğrultucu gibi olacağının yukarındaki dalga şeklärinin ortalaması değeri;



$$V_{yuk_ort} = V_m \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} = 0.83V_m \text{ olarak bulunur.}$$

*3 ve daha fazla fazlı sistemlerde
(kontrolsü) p → faz soyusı*

$$V_{yuk_ort} = E + I_{ort} * R \Rightarrow 220 + 80 * 0.2 = 236V \text{ olacaktır.}$$

$$0.83V_m = 236V \text{ olması gerekiğinden, } V_m = \frac{236}{0.83} = 284.3V \text{ elde edilir.}$$

Bulunan 284.3 V değeri, komutasyon noktası $V_m/2 = 142.15V$ olduğu için E değerinin komutasyon noktasında veya bu noktanın altında olduğu tezi yanlış çıkmaktadır. Artık, E değerinin komutasyon noktasının üzerinde olduğu gerçeği ortaya çıkacaktır:

$$I_{ort} = \frac{3}{2\pi R} \int_{\beta}^{\pi-\beta} (V_m \sin wt - E) dt \Rightarrow V_m \cos \beta + 220\beta = 362.33 \quad (1)$$

$$T = \frac{2\pi}{3}$$

*Toplam 100°
Toplam 120°
Tek vücutta 240°*

Yukarıda verilen 2 adet eşitlik çözülürse;

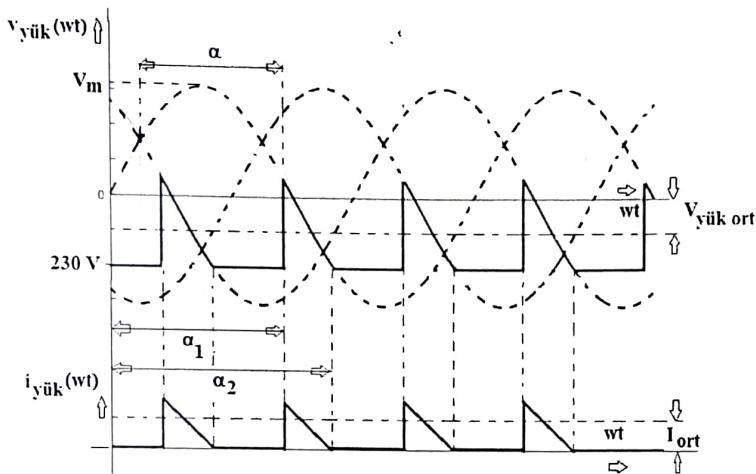
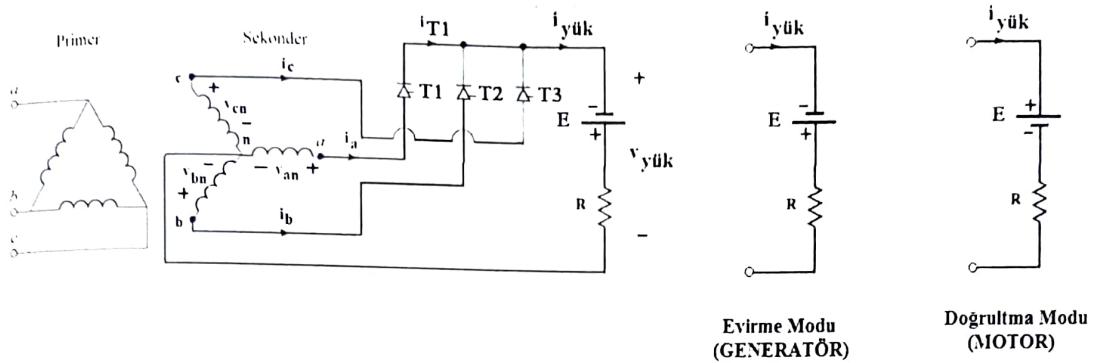
$$\beta = 56.72^\circ, V_m = 263V \text{ elde edilir.}$$

$$b) I_{Detkin} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\beta}^{\pi-\beta} \left(\frac{V_m \sin wtd - E}{R} \right)^2 dt} = 67.19A$$

UYGULAMA

Generatör çalışmada anma değeri (nominal) 230 V, 30A değerinde olan sabit uyarmalı D.A motorunun frenlenmesi için doğrudan 380 V, 50 Hz lik şebekeye bağlı 3 fazlı yarıml kontrollü bir doğrultucudan yararlanılacaktır. Toplam rotor direnci 0.8 ohm olup, rotor devresindeki selfler ihmal edilmektedir. Frenleme boyunca motordan nominal akımın 1.5 katı değerinde akım geçmesine müsaade edildiğine göre, doğrultucunun tetikleme açısı başlangıçta hangi değerde olmalıdır?

Çözüm



$$v_{yük}(wt) - R * i_{yük}(wt) + E = 0$$

$$i_{yük}(wt) = \frac{E + v_{yük}(wt)}{R} \Rightarrow \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{(E + v_{yük}(wt))dwt}{R} = 45A$$

$$-230 = 220\sqrt{2} \sin \alpha_2 \Rightarrow \alpha_2 = 227.6^\circ$$

$$45 = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha_1 \pi / 180}^{227.6 \pi / 180} \frac{(\sqrt{2} * 220 * \sin wt + 230)dwt}{0.8}$$

$$1.35 * \cos \alpha_1 - \alpha_1 + 4.55 = 0 \Rightarrow \alpha_1 = 183^\circ; \alpha = 153^\circ \text{ elde edilir.}$$

Tren:

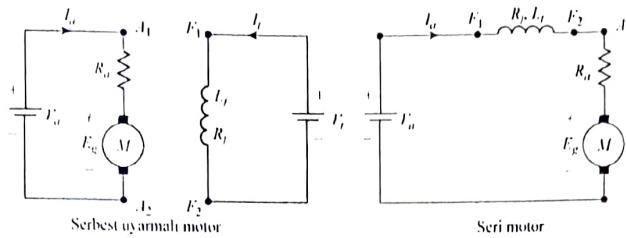
$$E_{train} = \frac{1}{2} m v^2 \rightarrow 260 \text{ m/s}$$

80 ton \Rightarrow 6 motor x 15 ton

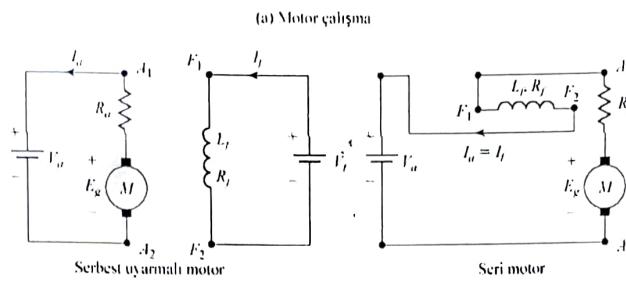
* dönmek için gerekli ters döndürmeler, bu da uyuma sağlamak için döndürerek olur.

* uyuma süresi ters döndürmeler, bu da uyuma sağlamak için döndürerek olur.

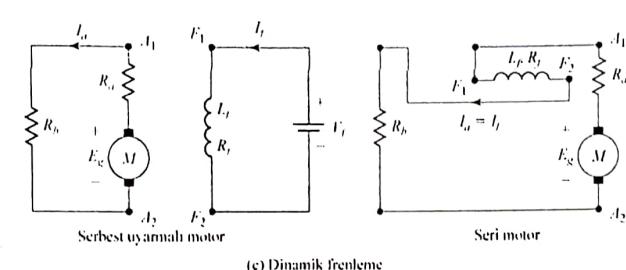
DOĞRU AKIM MOTOR KONTROL MODLARI [8]



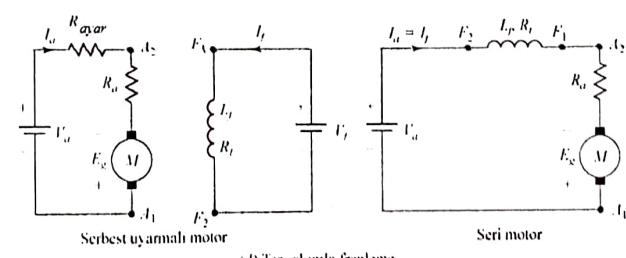
Enerji
Dönmez verdiyes
Faydalı



Motor geri döndürmiş

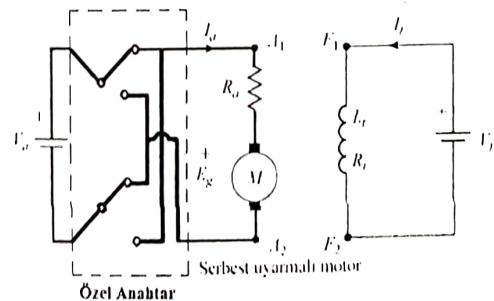


Enerji
Dönmez verdiyes
Faydalı +



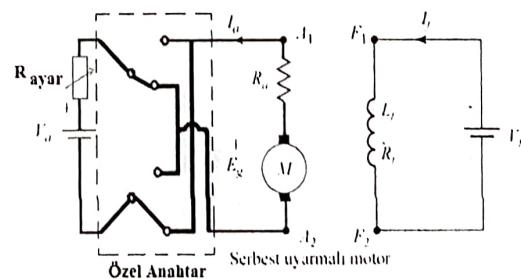
(d) Ters akımla frenleme

Şekil 1.a. DA Motor Çalışma Modları [8]



$$V_a = E_g + I_a * R_a$$

Frenleme öncesi



$$V_a = I_a * (R_a + R_{ayar}) - E_g$$

Frenleme sonrası

Şekil 1.b. Ters akımla frenleme uygulaması

Doğru akım motorlarının hızı aşağıdaki üç yaklaşımından bir tanesi ile yapılabilir:

- a) Endüvi gerilim değerini kontrol ederek
- b) Uyarma akım değerini kontrol ederek
- c) Momentle orantılı olan endüvi akımını kontrol ederek

Nominal hızın altında "a" yöntemi ile, nominal hızın üstünde "b" yöntemi ile motor hız kontrolü gerçekleştirilebilir.

DOĞRU AKIM MOTORU "ÇALIŞMA MODLARI" [8]

DA motor çalışma modları aşağıda anlatılmıştır. Bir DA motoru bir ya da daha fazla modda çalışabilir.

1) Motor çalışma modu

Şekil 1(a)'da motor çalışma modu gösterilmiştir. Bu modda, zit EMK değeri (E_g), kaynak gerilimi (V_a) değerinden düşüktür. Endüvi ve uyarma akımları pozitif degerdedir. Bu modda, motor yükü tahrif etmek için moment üretecektir.

2) Geri kazanımlı frenleme

Şekil 1(b)'de bu moda ilişkin devre şeması gösterilmiştir. Motor, bu modda, generatör gibi davranışır. Endüklenen gerilim (E_g), kaynak gerilimi (V_a) değerinden büyük olmalıdır. Endüvi akımı negatif, uyarma akımı ise pozitiftir. Bu modda, motorun kinetik enerjisi kaynağına geri yollanır. Eğer DA motoru olarak seri motor kullanılmış ise, seri motorlar genellikle kendinden uyartımlı generatör gibi kullanılır. Kendinden uyartım için uyarma akımının **kalıcı akımı destekleyici yönde** uyarma devresinden akması gereklidir. Bunun için ise endüvi ya da uyartım uçlarının terslenmesi gereklidir.

3) Dinamik frenleme

Şekil 1(c)'de bu moda ilişkin devre şeması gösterilmiştir. Motor, bu mod, geri kazanımlı frenleme moduna benzer. Farklı olan yönü ise, kaynak gerilimi (V_a) değerinin, frenleme direnç değeri (R_b) yardımı ile değiştirilmesidir. Motorun sahip olduğu kinetik enerji, kaynağına geri verilmek yerine R_b direnci üzerinde harcanır.

4) Ters akımla frenleme

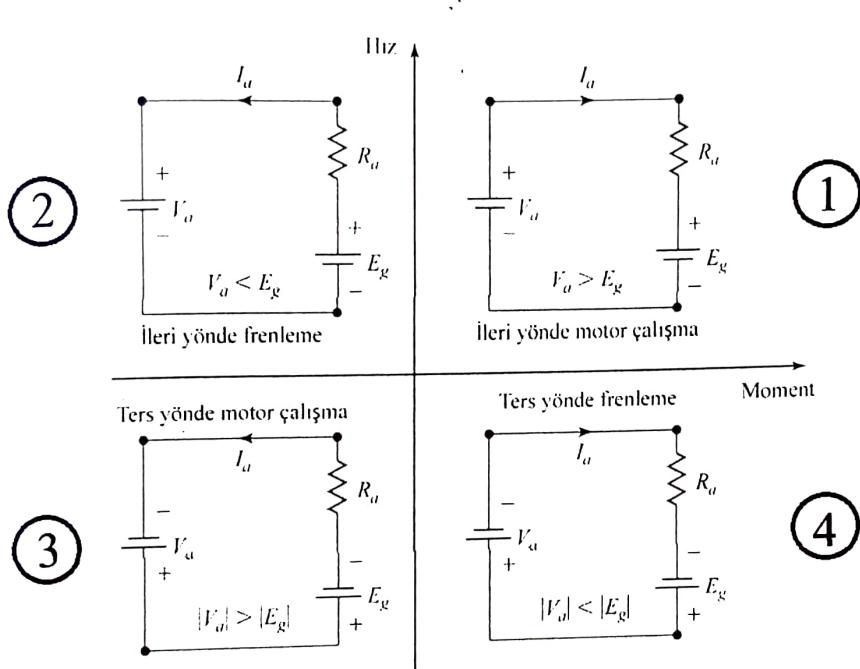
Şekil 1(d)'de bu moda ilişkin devre şeması gösterilmiştir. Uygun bir anahtar yardımı ile motor uçları ters çevrilir. Bu mod, diğer bir frenleme yöntemidir. Bu modda, endüklenen gerilim (E_g) ve kaynak gerilimi (V_a) aynı yönde etkili olurlar, endüvi akım yönü ters döner (A_2 'den girer A_1 'den çıkar) ve bu nedenle bir frenleme momenti üretilir. Uyarma akımı pozitiftir. DA motoru olarak seri motor kullanılıyor ise ya endüvi ya da uyarma sargı uçları ters çevrilir, ama iki sargı ucu, aynı anda ters çevrilmez.



DÖRT BÖLGELİ ÇALIŞMA

Şekil 2'de, serbest uyartımlı DA motor için kaynak geriliminin, zıt EMK değerinin ve endüvi akımının çeşitli çalışma durumlarındaki polariteleri gösterilmiştir. **1. bölgедe** (ileri yönde motor çalışma), V_a , E_g ve I_a pozitif yöndedir. Moment ve hız da pozitif yöndedir.

2. bölgедe (ileri yönde frenleme bölgesinde ise) motor hızı ve E_g pozitif yönde kalmaya devam ederken, momentin negatif olması ve enerji akış yönünün ters dönmesi için endüvi akımının negatif olması gerekmektedir. Bu hedefe ulaşmak için ise $V_a < E_g$ şartının sağlanması gereklidir. Diğer bir ifade ile V_a değeri düşürülür.



Şekil 2. DA motorda dört bölgeli çalışma modları [8]

3. bölgедe (ters yönde motor çalışma), V_a , E_g ve I_a negatif yöndedir. Moment ve hız da negatif yöndedir. Momentin negatif kalması ve enerji akışının motordan kaynağı doğru gerçekleşmesi için $|V_a| > |E_g|$ şartının sağlanması gereklidir. E_g 'nin polaritesini değiştirmek için uyarma akımının yönünü ya da endüvi uçlarının bağlantısını ters çevirmek gereklidir.

4. bölgедe (frenleme bölgesi), motor ters yönde döner. V_a ve E_g negatif yöndedir. Momentin pozitif olması ve enerji akışının motordan kaynağı doğru gerçekleşmesi için, endüvi akımı pozitif olmalıdır. Bunun için ise, $|V_a| < |E_g|$ şartının sağlanması gereklidir.

BİR FAZLI AA KAYNAĞINDAN BESLENEN DA MOTOR SÜRÜCÜLERİ [8]

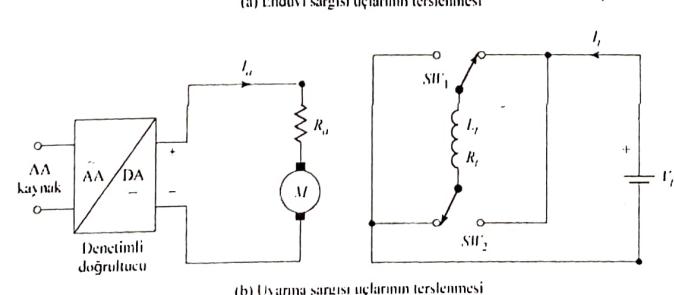
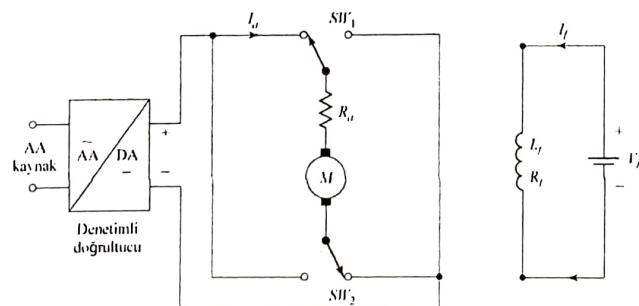
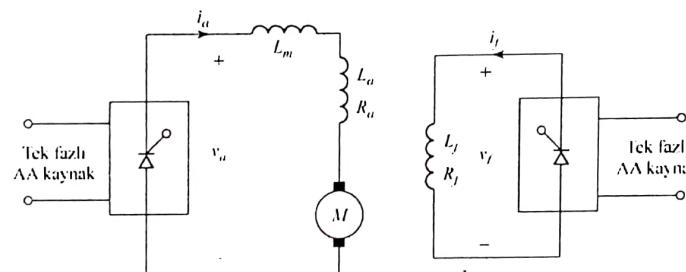
Şekil 3'de serbest uyartımlı DA motorunun endüvi ve uyarma devresi gösterilmiştir. Endüvi gerilimi, endüvi devresini besleyen doğrultucunun α tetikleme açısı değiştirilerek ayarlanabilir. Yüksek tetikleme açısında endüvi akımı kesikli olabilir ve bu durum motor kayıplarını artıtabilir. Genellikle, endüvi devresine seri olarak bağlanan L_m endüktansı yardımı ile akımdaki kesinti kabul edilebilir değerlere indirilebilir. Uyarma devresindeki doğrultucunun α "tetikleme" açısı değiştirilerek uyarma

devresi akım değeri kontrol edilir. DA motorunu belirli bir modda çalıştırma için, genellikle, endüvi ya da uyarma sargı uçlarını (kontaktör kullanarak) ters çevirmek için Şekil 4(a) ve Şekil 4(b)'deki bağlantı şekilleri kullanılabilir. Endüktif gerilim atlamalarını önlemek için, sargı ucu değiştirme işlemi endüvi akımının sıfır olduğu anda yapılır. Sıfır endüvi akım değerini garanti etmek için akımın sıfır olduğu an ile tetikleme anı arasında 2 ms ile 10 msn arasında ölü bir zaman dilimi bırakılır. Aynı işlem uyarma devresinde yapılmak istendiğinde ise, uyarma devresi endüktans değeri çok daha yüksek olduğundan, ölü zaman dilimi çok daha fazla olmalıdır. Uyarma devresinde kullanılan doğrultucu yarı kontrollü köprü doğrultucu olması teorik olarak mümkün olsa da, pratikte, tam kontrollü köprü doğrultucu kullanılır. Bunun temel nedeni ise, bu devrede gerilim yönü ters çevrilebildiğinden, uyarma akımının yönünün çok daha hızlı bir şekilde ters döndürülebilmesidir.

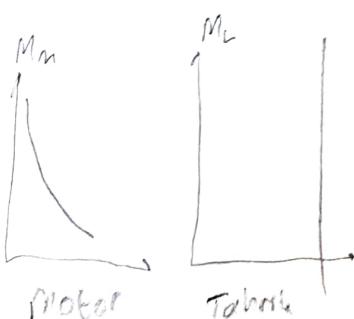
Yarım kontrollü köprü dönüştürücülerde (Şekil 5) akımları genellikle kesintili olduğundan piyasada tercih edilmezler. Kullanıldığındaysa ise sadece 1. bölgede (ileri yönde motor çalışma) ve 15 kW'a kadar olan uygulamalarda tercih edilir. Tam denetimli ve çift dönüştürücülü çeviriciler ise daha yaygın kullanılır. Hem endüvi devresi hem de uyarma devresinin aynı AA şebekeden beslendiği kabulü ile "yarım kontrollü 1 fazlı köprü doğrultucu" daki ortalama endüvi gerilimi (Şekil 5);

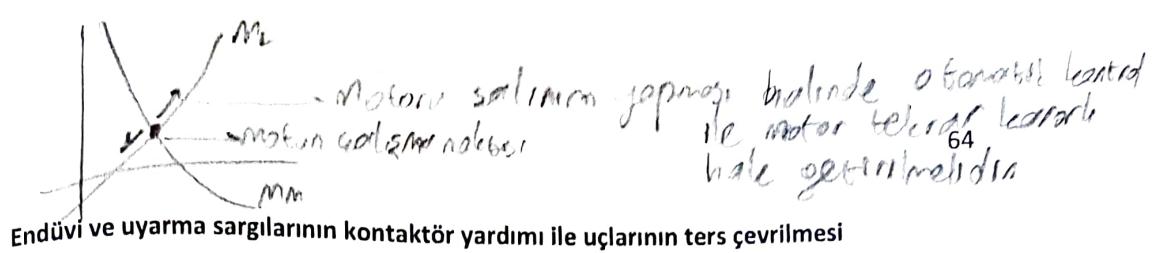
$$V_a = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_a) \quad ; \quad 0 \leq \alpha_a \leq \pi$$

olurken, uyarma sargasının da **benzer bir doğrultucu** ile beslendiği kabulü ile, ortalama gerilim değeri;



Şekil 4. [8]





Endüvi ve uyarma sargılarının kontaktör yardımı ile uçlarının ters çevrilmesi

$$V_f = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_f) ; 0 \leq \alpha_f \leq \pi$$

olacaktır. Yukarıdaki ifadelerde V_m ; Bir fazlı AA şebeke geriliminin tepe (max) değeridir.

Bir fazlı tam kontrollü köprü doğrultucular (Şekil 6), DA motor sürme devresinde 15 kW'a kadar olan güçlerde kullanılırlar. Şekil 2'de gösterilen 4 bölge içinde, üstte yar alan 2 bölgede (ileri yönde motor ve ileri yönde frenleme) çalıştırılırlar. Hem endüvi devresi hem de uyarma devresinin aynı AA şebekeden beslendiği kabulü ile ortalama endüvi gerilimi;

Not: "V_a" nin negatif olamadığına dikkat edilmelidir.

Şekil 6'da gösterildiği gibi, eğer, DA motorun hem endüvi devresi hem de uyarma devresi, bir fazlı tam kontrollü köprü doğrultucu tarafından beslenirse, endüvi sargası ortalama gerilim değeri;

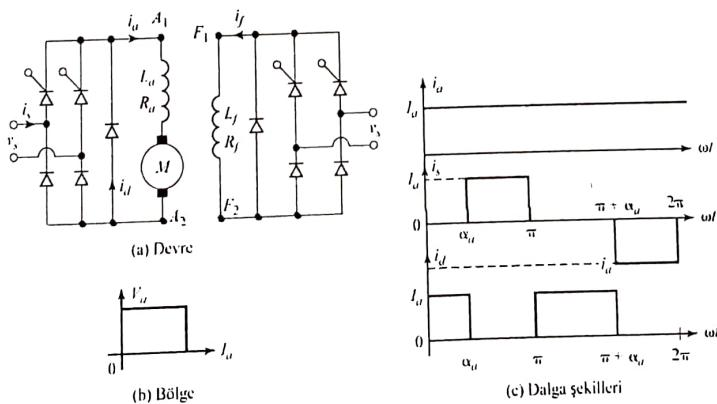
$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_a ; 0 \leq \alpha_a \leq \pi$$

(Not: Yukarıdaki formülde, E'nin ters döndüğü ve yük uçlarında E'nin görülmemiği kabulü yapılmıştır. Bu kabulün yapılabilmesi için de, Şekil 6'da verilen devrede, bir tristörden akan akım bitmeden diğer tristörün devreye girdiği kabulü yapmak zorundadır. Bu nedenle motor uçları arasında her an şebeke gerilimi görülecektir, E değerinin görülebilmesi için ise bir tristör devreden çıktıktan sonra diğer tristörün devreye gireceği ana kadar bir zaman boşluğu olmak zorundadır)

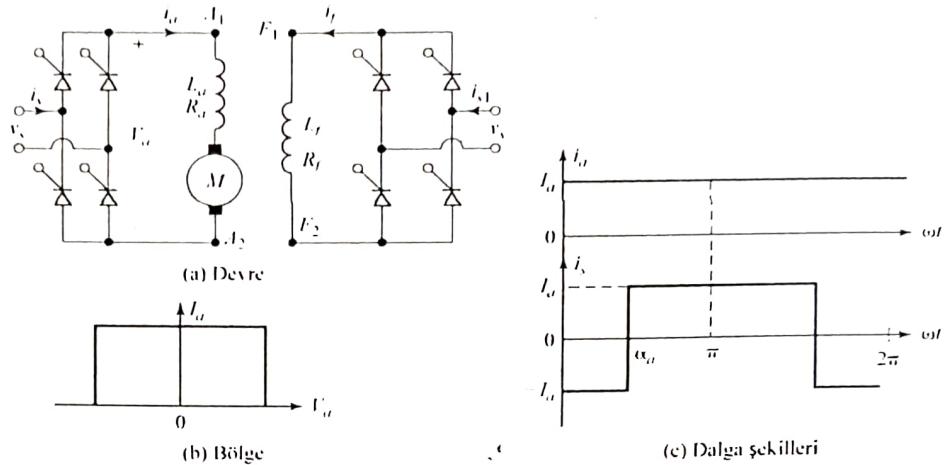
olurken, uyarma sargasının ortalama gerilim değeri;

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_f ; 0 \leq \alpha_f \leq \pi/2 \quad (\text{Not: } V_f \text{ değerinin negatif olmayacağı devreye bakılarak görülmelidir})$$

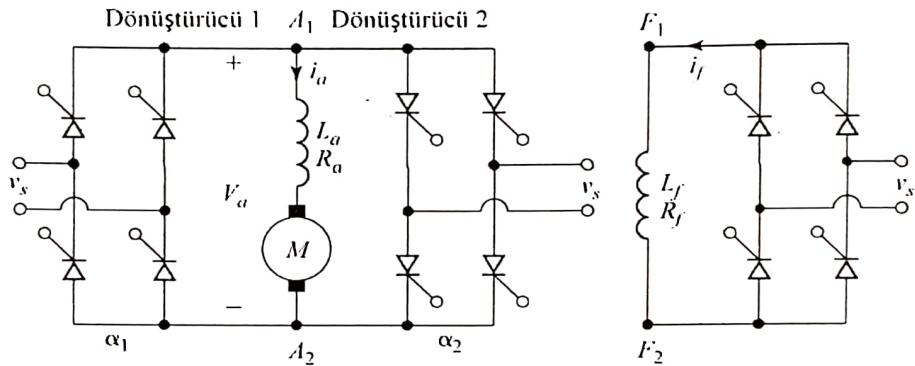
olacaktır. Endüvideki doğrultucu çıkışında V_a ve $-V_a$ gerilim değerleri üretilebildiğinden dolayı, DA motorun, Şekil 2'de gösterilen 1. ve 4. bölgelerde çalıştırılması mümkünür. Motordaki kinetik enerjiyi şebekeye geri döndürebilmek için, uyarma akımının yönü değiştirilerek, motorun zit EMK değerinin (E_a) yönü ters çevrilir. Endüvi akımının ters çevrilebilmesi, DA motorun, Şekil 2'de gösterilen 2. ve 3. bölgelerde çalıştırılmasına olanak verir. **Not:** Şekil 6'da görülen tam kontrollü köprü doğrultucuda, gerek "V_a" nin negatif olabildiğine dikkat edilmelidir.



Şekil 5. Bir fazlı yarı kontrollü doğrultucu ile DA motor hız kontrol devresi. [8]



Şekil 6. Bir fazlı tam kontrollü doğrultucu ile DA motor hız kontrol devresi. [8]



Şekil 7. Bir fazlı AA şebekesinden beslenen çift dönüştürücülü sürücü [8]

İki adet tek fazlı tam dalga tam kontrollü köprü doğrultucudan beslenen DA motor sürücü devresi Şekil 7'de gösterilmiştir. Sol taraftaki doğrultucu pozitif bir endüvi gerilimi (V_a) üretmek, sağ taraftaki doğrultucu ise negatif endüvi (-V_a) gerilimi üretmek için kullanılır. Sol taraftaki çevirici 1. ve 2. bölgelerde, sağ taraftaki çevirici ise 3. ve 4. bölgelerde görev alır. Şekil 7'de verilen devre DA motorun 4 bölgeli hız kontrolü için kullanılabilir. 15 kW'a kadar güçlerde kullanılabilir. Uyarma devresi ise, yarı kontrollü köprü, tam kontrollü köprü ya da çift dönüştürücülü devre olabilir.

Şekil 7'de sol taraftaki dönüştürücü α_{a1} tetikleme açısı ile çalışır. Bu doğrultucu için ortalama endüvi gerilimi;

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_{a1} ; 0 \leq \alpha_{a1} \leq \pi$$

olur. Şekil 7'de sağ taraftaki dönüştürücü α_{a2} tetikleme açısı ile çalışır. Bu doğrultucu için ortalama endüvi gerilimi;

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_{a2} ; 0 \leq \alpha_{a2} \leq \pi$$

olur. α_{a1} ve α_{a2} tetikleme açıları arasında;

$$\alpha_{a2} = \pi - \alpha_{a1}$$

ilişkisi geçerlidir. Eğer uyarma devresi tam kontrollü köprü doğrultucu ile kontrol ediliyor ise uyarma devresinin ortalama gerilim değeri;

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_f ; \quad 0 \leq \alpha_f \leq \pi/2 \quad (\text{not: bu değer Şekil 7'de verilen devre gereği negatif olamaz})$$

olacaktır. Motorun viskoz sürtünme ve boşta çalışma kayıpları ihmal edilebilir. Endüvi ve uyarma devrelerinin endüktansları, endüvi ve uyarma akımlarını sürekli ve düzgün yapacak kadar büyük olduğu kabulü ile hesaplamalar yapılabilir.

Problem 1

Serbest uyarmalı bir DA motorunun endüvisi, **bir fazlı yarı kontrollü köprü** doğrultucu tarafından kontrol edilmektedir. Uyarma akımı nominal değerindedir. Doğrultucu mevcut alçak gerilim şebekemize bağlanmış durumdadır. Endüvi direnç değeri; $R_a = 0.3\Omega$, uyarma sargı direnç değeri; $R_f = 150\Omega$, motor gerilim sabiti; $K_v = 0.7(V/A \text{ rad/sn})$ değerindedir. Yük moment değeri 1500 rpm için $T_d = 45N.m$ değerindedir. Motorun viskoz sürtünme ve boşta çalışma kayıpları ihmal edilmektedir. Endüvi ve uyarma devrelerinin endüktanslarının, endüvi ve uyarma akımlarını sürekli ve düzgün yapacak kadar büyük olduğu kabulü yapılarak; a) Uyarma akımı ortalama değerini, b) α_a değerini, c) Hem endüvi devresindeki (tam kontrollü köprü) doğrultucu hem de uyarma devresindeki (tam kontrollü köprü) doğrultucu mevcut şebekeden beslendiğine göre, her iki doğrultucunun şebekeden çektiği aktif güç ile ilişkin güç faktörünü hesaplayınız.

Çözüm

$$V_s = 220V, V_m = \sqrt{2} \cdot 220 = 311V, w = 1500 \text{ (dev/dak)} * \pi / 30 = 157.08 \text{ (rad/sn)}$$

a) $V_f = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_f)$ ifadesinde, nominal uyarma akımında $\alpha_f = 0^\circ$ alınmalıdır. Buna göre;

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} = \frac{2 \cdot 311}{\pi} = 198V; I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{198}{150} = 1.32A$$

$$b) I_a = \frac{T_d}{K_v I_f} = \frac{45}{0.7 \cdot 1.32} = 48.7A$$

$$E_g = K_v * w * I_f = 0.7 * 157.08 * 1.32 = 145.14V$$

$$V_a = E_g + I_a R_a = 145.14 + 48.7 * 0.3 = 159.75V$$

$$V_a = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_a) = \frac{311}{\pi} (1 + \cos \alpha_a) = 159.75V \Rightarrow \alpha_a = 52.14^\circ$$

c) Endüvi akımının düzgün olduğu kabulü ile doğrultucu çıkış güç değeri;

$$P_a = V_a I_a = 159.75 * 48.7 = 7779.82W$$

olarak bulunur. Endüviyi besleyen doğrultucudaki kayıplar ihmal edilirse, şebekeden çekilen aktif güç değeri; $P_s = P_a = 7779.82W$ olacaktır. Şekil 5(c)'den; endüviyi besleyen doğrultucunun şebekeden çektiği akımın etkin değeri;

$$I_s = \left(\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_a}^{\pi} i_s^2(wt) dwt \right)^{0.5} = \left(\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_a}^{\pi} i_a^2(wt) dwt \right)^{0.5} = I_a \left(\frac{\pi - \alpha_a}{\pi} \right)^{0.5} = I_a \left(\frac{\pi - 0.91}{\pi} \right)^{0.5} = 41.035 A$$

olarak bulunur. Doğrultucunun şebekeden çektiği akımın harmonikleri ihmal edilirse;

$$P_s = P_a = 7779.82 W = V_s I_s \cos \varphi_s = 220 * 41.035 * \cos \varphi_s \Rightarrow \varphi_s = 30.48^\circ ; \cos \varphi_s = 0.86 \text{ olur.}$$

Problem 2

Serbest uyarmalı bir DA motorunun hem endüvisi hem de uyarma devresi, bir fazlı tam kontrollü köprü doğrultucu tarafından kontrol edilmektedir. Uyarma akımı nominal değerindedir. Doğrultucu mevcut alçak gerilim şebekemize bağlanmış durumdadır. Endüvi direnç değeri; $R_a = 0.3 \Omega$, uyarma sargı direnç değeri; $R_f = 150 \Omega$, motor gerilim sabiti; $K_v = 0.7(V/A \text{ rad/sn})$ değerindedir. Yük momentine karşı gelen endüvi akımı ortalama değeri $I_a = 50 A$ olarak verilmiştir. Motorun viskoz sürtünme ve boşta çalışma kayıpları ihmal edilmektedir. Endüvi ve uyarma devrelerinin endüktanslarının, endüvi ve uyarma akımlarını sürekli ve düzgün yapacak kadar büyük olduğu kabulü yapılmaktadır. Endüvi devresini besleyen doğrultucunun tetikleme açısı $\alpha_a = 55^\circ$ olduğuna göre; **a)** DA motoru tarafından üretilen moment değerini (T_d), **b)** motora ilişkin açısal hız (w) değerini, **c)** Endüviyi besleyen doğrultucunun giriş güç katsayısını bulunuz.

Çözüm

a) $V_f = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_f$ ifadesinde, nominal uyarma akımında $\alpha_f = 0^\circ$ alınmalıdır. Buna göre;

$$V_f = 198 V ; I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{198}{150} = 1.32 A$$

bulunur. DA motor tarafından üretilen moment değeri;

$$T_d = T_L = K_v I_f I_a = 0.7 * 1.32 * 50 = 46.2 N.m$$

olur. DA motorun endüvi gerilimi ortalama değeri ise;

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_{a1} = \frac{2 * 311}{\pi} \cos 55^\circ = 113.56 V$$

olacaktır. DA motorun zit EMK değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$E_g = V_a - I_a R_a = 113.56 - 50 * 0.3 = 98.56 V$$

$$\text{b)} w = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{98.56}{0.7 * 1.32} = 106.66 \text{ rad/sn} ; w = \frac{106.66 * 30}{\pi} = 1018.52 \text{ dev/dak (rpm)}$$

c) Doğrultucu devrelerdeki kayıplar ihmal edilirse, her iki doğrultucunun mevcut şebekeden çektiği aktif güç değeri toplamı;

$$P_{top} = V_a I_a + V_f I_f = 113.56 * 50 + 198 * 1.32 = 5939.36 W$$

olacaktır. Şekil 6(c)'de, oldukça endüktif bir doğrultucu için şebekeden çekilen ani akıma ilişkin etkin

akım değeri;

$$I_{sa} = I_a = 50A$$

olurken, uyarma devresini besleyen tam kontrollü doğrultucu için ise şebekeden çekilen akımın etkin değeri;

$$I_{sf} = I_{af} = 1.32A$$

olacaktır. Her iki doğrultucunun mevcut şebekeden çektiği etkin akım değeri ise;

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \left(\int_{55^0}^{\pi} i_s^2(wt) dwt + \int_0^{\pi} i_f^2(wt) dwt \right) \right]^{1/2} = \sqrt{I_a^2 + I_f^2} = 50.017 A$$

olacaktır. Dalgalanmalar ihmali edildiğinde, devrenin güç faktörü aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$P_s = P_a + P_f = V_s I_s \cos \varphi_s = 5939.36 W = 220 * 50.017 * \cos \varphi_s \Rightarrow \cos \varphi_s = 0.54$$

Problem 3

Problem 2'de verilen çalışma şartlarında, uyarma akımının yönü değiştirilerek, motorun zit EMK polaritesi değiştirildiğinde, a) Endüvi akımının $I_a = 45A$ değerinde sabit tutacak olan endüvi devresi doğrultucusunun tetikleme açısı α_a değeri ne olmalıdır? b) DA motorunun geri kazanımlı frenlenmesinden dolayı kaynağa geri döndürülen aktif güç değerini bulunuz.

Çözüm

a) Problem 2'de $E_g = 98.56V$ bulunduğuuna göre, yeni çalışma koşulunda;

$$E_g = -98.56V$$

olacaktır. Bu durumda endüvi gerilimi ortalama değeri;

$$V_a = E_g + I_a R_a = -98.56 + 45 * 0.3 = -85.06 V$$

olacaktır. Tam kontrollü köprü doğrultucu için daha önce verilen eşitlikten;

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_a = -85.06 = \frac{2 * 311}{\pi} \cos \alpha_a \Rightarrow \alpha_a = 115.44^\circ$$

elde edilir.

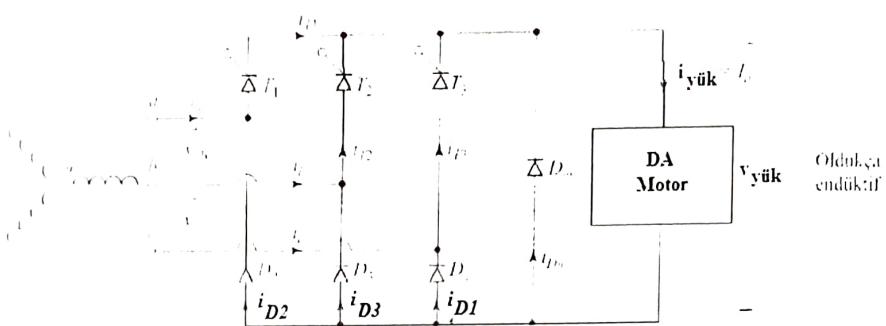
b) Kaynağa geri yollanan aktif güç değeri (doğrultucu kayıpsız kabul edilmektedir):

$$P_a = V_a I_a = -85.06 * 45 = -3827.7 W$$

Not: Motor, şebekeye güç bastıkça, motorun hızı (gerçek çalışma şartlarında) azalacaktır.

Bunun sonunda, (zit EMK) E_g değerinin de azalması kaçınılmazdır. Eğer şebekeye güç basılması sırasında, sürekli olarak $I_a = 45A$ değerinin sabit tutulması arzu edilirse, endüvi akımının sabit, fakat tetikleme açısının sürekli olarak değiştirildiği bir kapalı çevrim kontrolüne ihtiyaç duyulacaktır.

ÜÇ FAZLI AA KAYNAĞINDAN BESLENEN DA MOTOR SÜRÜCÜLERİ



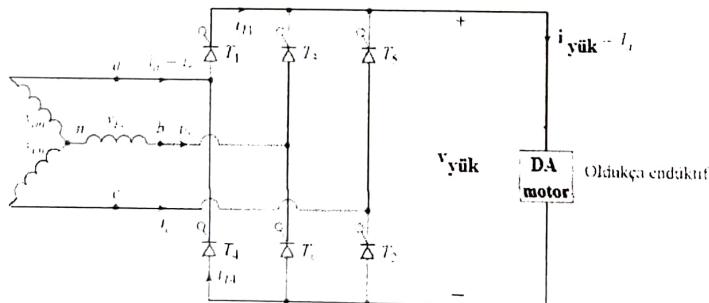
Şekil 8. Yarım kontrollü köprü doğrultucu

Eğer, DA motorunun endüvi devresi, 3 fazlı bir şebekeye, yarım kontrollü bir köprü doğrultucu üzerinden bağlanırsa (Şekil 8), uyarma akım yönü değiştirilmemiş takdirde, bir bölgede çalışır ve 115 kW'a kadar DA motorlarının hız kontrolünde çalıştırılır. Uyarma devresi ise üç fazlı şebekeye, üç fazlı yarım kontrollü bir başka doğrultucu üzerinden bağlanırsa, DA motor endüvi geriliminin ortalama değeri (V_m ; faz-nötr geriliminin tepe değeri olmak üzere);

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_a) ; 0 \leq \alpha_a \leq \pi$$

olarak hesaplanırken, uyarma devresi ortalama gerilim değeri ise aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$V_f = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_f) ; 0 \leq \alpha_f \leq \pi/2$$



Şekil 9. Tam kontrollü köprü doğrultucu

Eğer, DA motorunun endüvi devresi, 3 fazlı bir şebekeye, tam kontrollü bir köprü doğrultucu üzerinden bağlanırsa (Şekil 9), uyarma akım yönü değiştirilmemiş takdirde, iki bölgede çalışır ve 1500 kW'a kadar DA motorlarının hız kontrolünde kullanılır. Uyarma devresi ise üç fazlı şebekeye, üç fazlı tam kontrollü bir başka doğrultucu üzerinden bağlanırsa, DA motor endüvi geriliminin ortalama değeri;

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha_a ; 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (\text{Bir sonraki sayfada verilen "not" a bakınız})$$

olarak hesaplanırken, uyarma devresi ortalama gerilim değeri ise aşağıdaki gibi hesaplanır:

$V_f = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha_f ; 0 \leq \alpha_f \leq \pi/2$ (α_f değeri $\pi/2$ den büyük bile yapılsa, "denklem" teorik olarak negatif olabilir, ama kullanılan 1 fazlı tam dalga tam kontrollü doğrultucu devre çıkış gerilim değeri asla negatif olamaz). Eğer, iki adet üç fazlı tam kontrolü köprü doğrultucu, bir DA motorunun endüvi devresine, Şekil 10'da gösterildiği gibi (üç fazlı çift köprülü doğrultucu üzerinden) bağlanırsa, uyarma akım yönü değiştirilmemiği takdirde, sol taraftaki çevirici pozitif endüvi gerilimini (V_a) üretmek için, sağ taraftaki çevirici ise negatif endüvi gerilimini ($-V_a$) üretmek için kullanılır. Bu hali ile devre, 4 bölgeli ve 1500 kW'a kadar DA motorlarının hız kontrolünde kullanılabilir. Sol taraftaki (Şekil 10) doğrultucudan beslenildiğinde, DA motor endüvi geriliminin ortalama değerini;

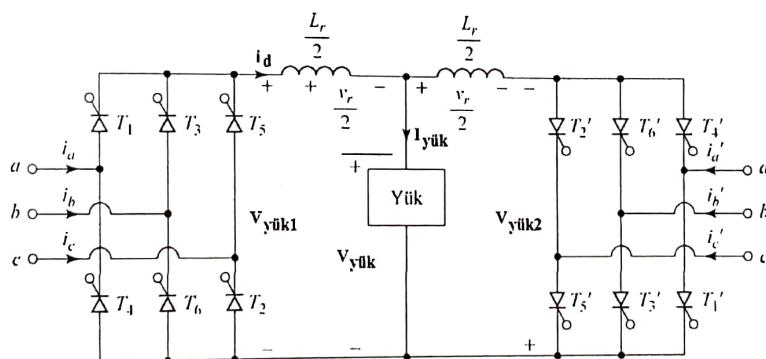
$$V_a = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha_{a1} ; 0 \leq \alpha_{a1} \leq \pi$$

olarak hesaplanırken, sağ taraftaki (Şekil 10) doğrultucudan beslenildiğinde, DA motor endüvi geriliminin ortalama değerini;

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha_{a2} ; 0 \leq \alpha_{a2} \leq \pi$$

olur. Uyarma devresi de üç fazlı şebekeye, üç fazlı tam kontrollü bir başka doğrultucu üzerinden bağlanırsa, uyarma devresi ortalama gerilim değeri ise aşağıdaki gibi olacaktır:

$V_f = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha_f ; 0 \leq \alpha_f \leq \pi/2$ (α_f değeri $\pi/2$ den büyük bile yapılsa, "denklem" teorik olarak negatif olabilir, ama kullanılan 1 fazlı tam dalga tam kontrollü doğrultucu devre çıkış gerilim değeri asla negatif olamaz).



Şekil 10. Üç fazlı çift köprülü doğrultucu [8]

(Not: Yukarıdaki V_a formüllerinde, E 'nin ters döndüğü ve yük uçlarında E 'nin görülmemiği kabulü yapılmıştır. Bu kabulün yapılabilmesi için de, Şekil 6'da verilen devrede, bir tristörden akan akım bitmeden diğer tristörün devreye girdiği kabulü yapmak zorundadır. Bu nedenle motor uçları arasında her an şebeke gerilimi görülecektir, E değerinin görülebilmesi için ise bir tristör devreden çıktıktan sonra diğer tristörün devreye gireceği ana kadar bir zaman boşluğu olmak zorundadır)

Problem 4

Serbest uyarmalı bir DA motorunun endüvisi ve uyarma devresi, ayrı ayrı, üç fazlı yarım kontrollü köprü doğrultucular tarafından kontrol edilmektedir. Doğrultucu, mevcut 3 fazlı (yıldız bağlı) alçak gerilim şebekemize bağlanmış durumdadır. Uyarma akımı nominal değere ayarlanmış durumdadır. DA

motorun nominal gücü 25 HP, endüvi nominal gerilimi 250 V, motorun nominal hızı ise 1500 rpm dir. (1HP=746 W)

Endüvi direnç değeri; $R_a = 0.3\Omega$, uyarma sargı direnç değeri; $R_f = 250\Omega$, motor gerilim sabiti; $K_v = 1.4(V/A \cdot rad/sn)$ değerindedir. Yük momentine karşı gelen endüvi akımı ortalama değeri $I_a = 50A$ olarak verilmiştir. Motorun viskoz sürtünme ve boşta çalışma kayipları ihmal edilmektedir. Endüvi ve uyarma devrelerinin endüktanslarının, endüvi ve uyarma akımlarını sürekli ve düzgün yapacak kadar büyük olduğu kabulü yapılmaktadır.

a) DA motorun nominal hızında, nominal güç üretirken, endüvi devresini besleyen doğrultucunun tetikleme açısı α_a değerini hesaplayınız.

b) a şıkkında bulunan tetikleme açı değerinin geçerli olduğu durumda, motor yüksüz durumda çalışırken, endüvi akımı nominal akım değerinin %15' i kadar olduğuna göre, yüksüz durumda motor hızını

bulunuz. **c)** Motorun, $\frac{w_0 - w_n}{w_n}$ formülü ile verilen hız regülasyonunu bulunuz.

Çözüm

$$\text{a)} V_f = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha_f = \frac{3\sqrt{3} * 220 * \sqrt{2}}{\pi} \cos 0 = 514.6V; \quad I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{514.6}{250} = 2.06A$$

$$I_a = I_n = \frac{P_n}{V_n} = \frac{25 * 746}{250} = 74.6A \quad (\text{n indisi, nominal değeri göstermektedir})$$

$$E_g = K_v I_f w = 1.4 * 2.06 * \frac{1500 * \pi}{30} = 453.017 V;$$

$$V_a = E_g + I_a R_a = 453.017 + 74.6 * 0.3 = 475.397 V$$

$$V_a = 475.397 = \frac{3\sqrt{3} * 220 * \sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha_a \Rightarrow \alpha_a = 22.5^\circ$$

$$\text{b)} I_a = 0.15 * I_n = 0.15 * 74.6 = 11.2A$$

$$E_{go} = V_a - I_a R_a = 475.017 - 11.2 * 0.3 = 471.657 V$$

Boşta çalışma hızı;

$$w_0 = \frac{E_{go}}{K_v I_f} = \frac{471.657}{1.4 * 2.06} = 163.54 \text{ rad/sn} = 163.54 * 30 / \pi = 1561.71 \text{ dev/dak (rpm)}$$

$$\text{c) Hız regülasyonu} = \frac{w_0 - w_n}{w_n} = \frac{163.54 - 1500 * \pi / 30}{1500 * \pi / 30} = 0.0411 = \%4.11$$

Problem 5

Serbest uyarmalı bir DA motorunun endüvisi ve uyarma devresi, ayrı ayrı, üç fazlı yarım kontrollü köprü doğrultucular tarafından kontrol edilmektedir. Doğrultucu, mevcut 3 fazlı (yıldız bağlı) alçak gerilim şebekemize bağlanmış durumdadır. Uyarma akımı nominal değere ayarlanmış durumdadır. DA motorun nominal gücü 25 HP, endüvi nominal gerilimi 250 V, motorun nominal hızı ise 1000 rpm dir (1HP=746 W).

Endüvi direnç değeri; $R_a = 0.3\Omega$, uyarma sargı direnç değeri; $R_f = 250\Omega$, motor gerilim sabiti; $K_v = 1.4(V/A \cdot rad/sn)$ değerindedir. Yük momentine karşı gelen endüvi akımı ortalama değeri $I_a = 50A$ olarak verilmiştir. Motorun viskoz sürtünme ve boşta çalışma kayipları ihmal edilmektedir. Endüvi ve uyarma devrelerinin endüktanslarının, endüvi ve uyarma akımları sürekli ve düzgündür. a) DA motorun nominal uyarma akımında çalıştırıldığı durumda hızı 1000 rpm ise, motorun 100 N.m tork ürettiği kabulu ile, endüviyi besleyen tam kontrollü doğrultucunun α_a tetikleme açısını bulunuz. b) DA motorun nominal uyarma akımında çalıştırıldığı durumda hızı 1000 rpm ise, motorun 100 N.m tork ürettiği ve endüviyi besleyen tam kontrollü doğrultucunun tetikleme açısını $\alpha_a = 0$ için, motorun w hızını bulunuz. c) b şıklındaki tüm değerler geçerli iken, motorun hızı 2000 rpm olursa, uyarma devresi akımını kontrol eden tam kontrollü doğrultucunun α_f tetikleme açı değerini bulunuz.

Çözüm

$$a) V_f = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha_f = \frac{3\sqrt{3} * 220 * \sqrt{2}}{\pi} \cos 0 = 514.6V; I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{514.6}{250} = 2.06A$$

$$w = \frac{1000 * \pi}{30} = 104.72 \text{ rad/sn}; I_a = \frac{T_d}{K_v I_f} = \frac{100}{1.4 * 2.06} = 34.67A$$

$$E_g = K_v I_f w = 1.4 * 2.06 * 104.72 = 302 \text{ V}; V_a = E_g + I_a R_a = 302 + 34.67 * 0.3 = 312.41 \text{ V}$$

$$V_a = 312.41 = \frac{3\sqrt{3} * 220 * \sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha_a \Rightarrow \alpha_a = 52.62^\circ$$

$$b) \alpha_a = 0 \text{ için}, V_a = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha_a = \frac{3\sqrt{3} * 220 * \sqrt{2}}{\pi} \cos 0 = 514.6V$$

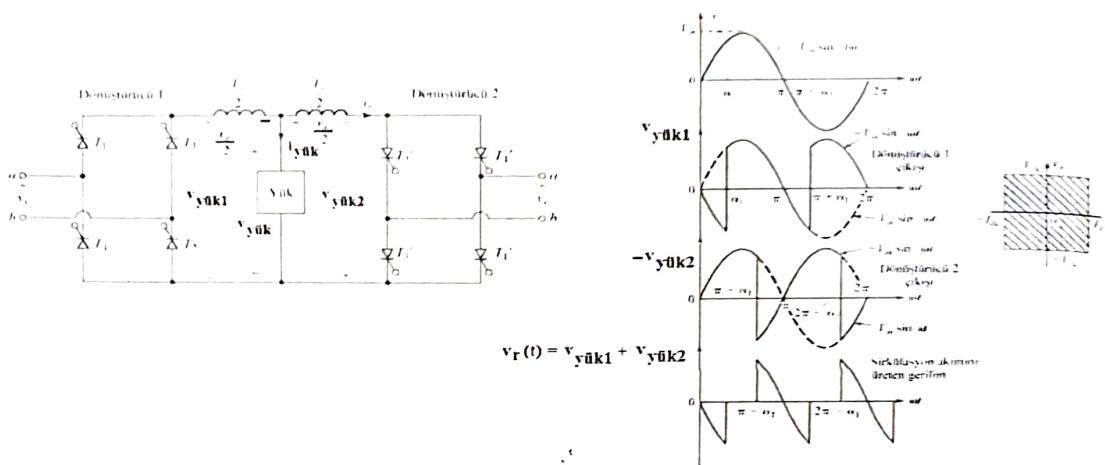
$$E_g = V_a - I_a R_a = 514.6 - 34.67 * 0.3 = 504.2 \text{ V};$$

$$w = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{504.2}{1.4 * 2.06} = 174.82 \text{ rad/sn veya } w = 1669.4 \text{ rpm}$$

$$c) w = \frac{2000 * \pi}{30} = 209.43 \text{ rad/sn}$$

$$E_g = 504.2 = K_v w I_f = 1.4 * 209.43 * I_f \Rightarrow I_f = 1.719A; I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{V_f}{250} = 1.719A \Rightarrow V_f = 429.75V$$

$$V_f = 429.75 = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha_f = \frac{3\sqrt{3} * 220 * \sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha_f \Rightarrow \alpha_f = 33.37^\circ$$



Şekil 11.Tek fazlı çift köprülü doğrultucu [8]

Problem 6

Şekil 11'de verilen tek fazlı çift köprülü doğrultucu mevcut bir fazlı AA şebekemizden beslenmektedir. Yük direnci $R=10$ ohm, sirkülasyon endüktansı $L_r=40$ mH, tetikleme açıları $\alpha_1=60^\circ$, $\alpha_2=120^\circ$ dir. Sirkülasyon akımı tepe değerini ve "1" numaralı (sol) doğrultucunun tepe akımını hesaplayınız.

Çözüm

$w=2\pi 50=314$ rad/s.; $V_m=220 \sqrt{2}$ V; için sirkülasyon akımı tepe değeri;

$$I_r^{\max} = \frac{2V_m}{wL_r}(1-\cos\alpha_1) = \frac{622.25}{314 * 0.04}(1-0.5) = 24.77 \text{ A}$$

olur. Yük akımının tepe değeri ise;

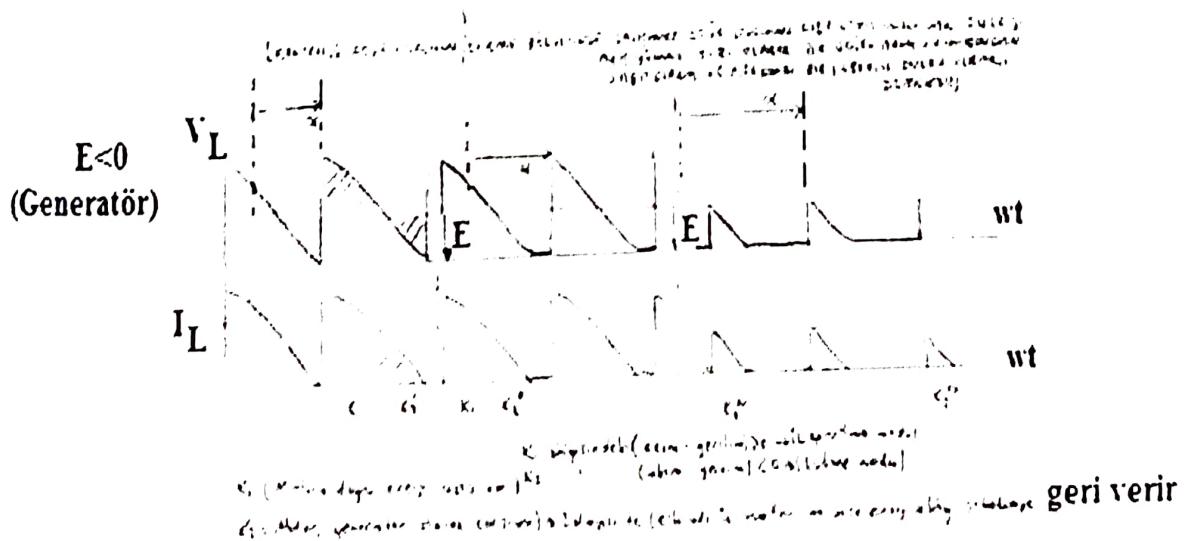
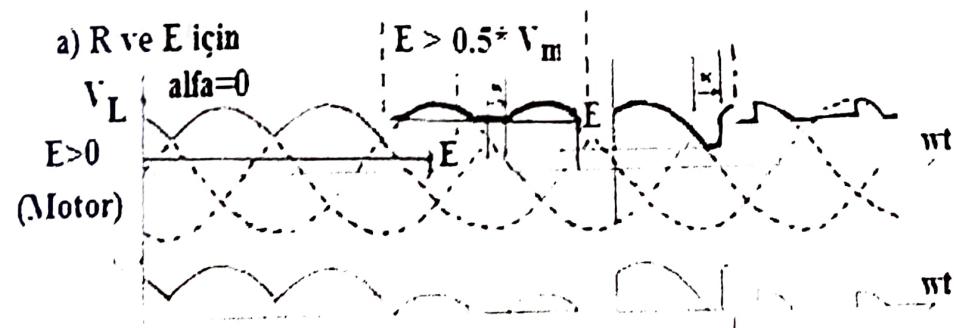
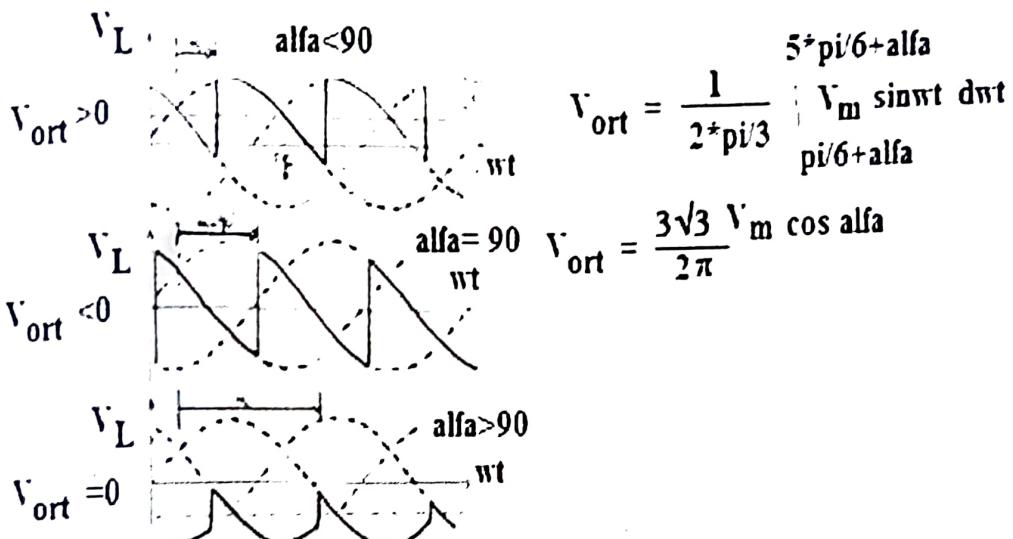
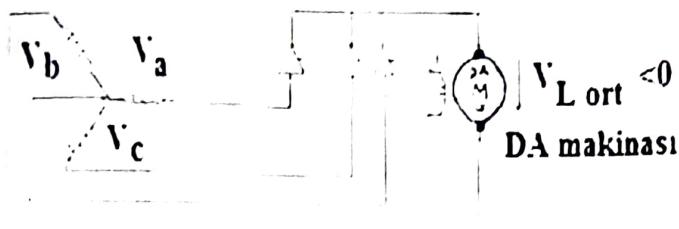
$$I_p = \frac{V_m}{R} = 31.11 \text{ A}$$

olur. Buna göre 1 numaralı doğrultucunun tepe akımı; $I_r^{\max} + I_p = 24.77 + 31.11 = 55.88$ A olacaktır.

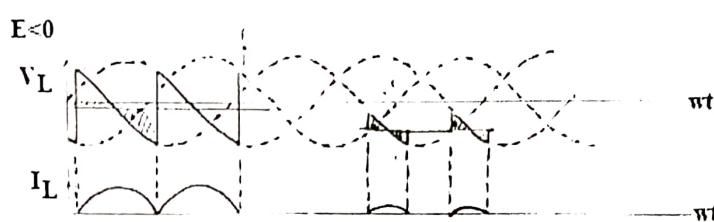
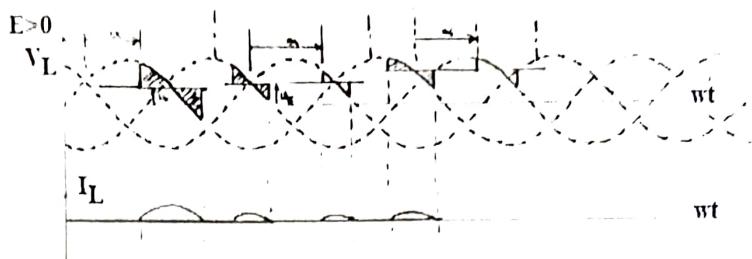
İspat: $I_r = \frac{1}{wL_r} \int_{\pi-\alpha_1}^{\omega t} v_r(\omega t) * d\omega t = \frac{1}{wL_r} \int_{\pi-\alpha_1}^{\omega t} (v_{yuk1}(\omega t) + v_{yuk2}(\omega t)) * d\omega t$

$$I_r = (2V_m / (wL_r)) * (\cos\alpha_1 - \cos\omega t); \quad (I_r > 0; \quad 0 \leq \alpha_1 < \pi/2) \quad ; \quad (I_r < 0; \quad \pi/2 \leq \alpha_1 < \pi)$$

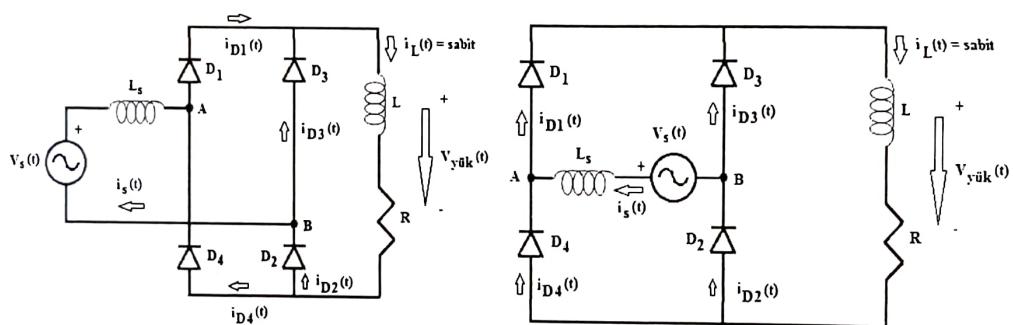
EVIRME



b) L ve E için



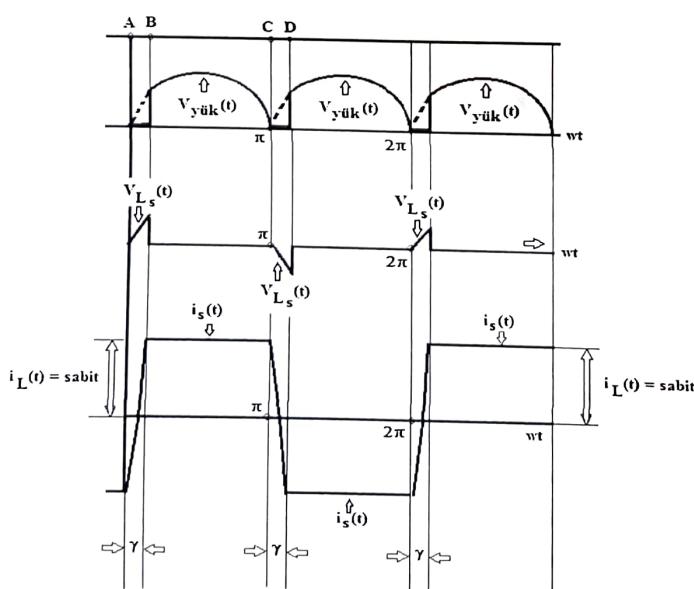
BİR FAZLI KONTROLSÜZ KÖPRÜ DOĞRULTUCUDA KAYNAK SELF ETKİSİ (KOMUTASYON OLAYI)



(a)

Şekil 1

(b)

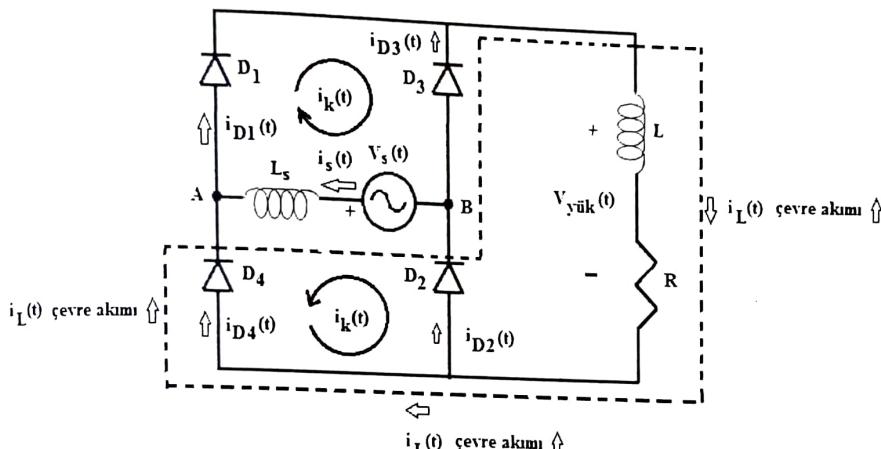


Şekil 2

A-B zaman aralığında komutasyon olayının incelenmesi ($0 \leq wt \leq Y$)

incelemeye sürekli hal koşulları altında yapılacaktır. Şekil 1(a)'da, bir fazlı (kaynak selfli) kontrollsüz köprü doğrultucu devresi, Şekil 1(b)'de ise bu devrenin, bir başka biçimde gösterimi verilmiştir. $wt=0$ anından önce, D3 ve D4 diyodları üzerinden $i_L(wt) = I_L = \text{sabit yük akımı}$ akmaktadır. $wt>0$ anında, $V_{AK} > 0$ olduğu için, D1 ve D2 diyotları da devreye girecektir. Kaynak selfinden akan akım $wt=0$ anında ani olarak yön değiştiremeyeceği için (lens yasası), D3 ve D4 diyotlarının anot-katot gerilim değerleri $V_{AK} < 0$ olsa bile, $0 \leq wt \leq Y$ aralığında akım akıtmaya devam edeceğinden, A-B zaman aralığında (komutasyon aralığı), devredeki **tüm diyodlar iletimde kalmaya devam edecektir.** Bu zaman diliminde, 4 adet diyod iletimde olduğundan, yük uçlarındaki gerilim değeri sıfır değerini alacaktır ($V_{yük}(wt) = 0$). Şekil 2'de, $[0 ; 2\pi]$ aralığında, alt alta ve sırası ile; yük geriliği değişimi, kaynak selfinin uçları arasındaki gerilim değişimi ve kaynak akımının değişimi verilmiştir.

$0 \leq wt \leq Y$ aralığında, kaynak, kaynak selfi ve yükü içeren çevre boyunca kirchhoff gerilim yasası uygulanır ise, Şekil 2'de, ikinci satırda yer alan kaynak selfinin gerilim değişimi elde edilir.



Şekil 3

$0 \leq wt \leq Y$ aralığında, devredeki tüm diyot akımlarının ve kaynak akımının değişimini bulmak için, Şekil 3'de verilen devreden yararlanılacaktır. Şekil 3'de verilen devrede, üç adet çevre yardımcı ile arzu edilen akım değişimleri elde edilebilir. Şekil 3'de D1 ve D3 diyotların içeren birinci çevre akım yönü ($i_k(t)$) saat dönüş yönünde alınmıştır. D2 ve D4 diyodlarını içeren ikinci çevre akım yönü ($i_k(t)$) ise saat dönüş yönünün tersi alınmıştır. Üçüncü çevre ise D4, kaynak selfi, D3 diyodu, kaynak ve yükü içeren çevre olup, çevre akımı saat dönüş yönünde ve değeri $i_L(wt) = I_L = \text{sabit}$ olacaktır. Bu üç adet çevreden (4 adet diyodunda iletimde olduğu hatırlanarak ve (diyotlara ilişkin dal akımları, çevre akımları cinsinden yazılarak);

$$i_{D1}(wt) = i_{D2}(wt) = i_k(wt)$$

$$i_{D3}(wt) = i_{D4}(wt) = I_L - i_k(wt)$$

elde edilir. A-B aralığında, kaynak akımı (dal akımı) ise her üç çevre akımı kullanılarak;

$$i_s(wt) = 2i_k(wt) - I_L$$

yazılabilir. Her 4 diyodunda iletimde olduğu ilk $wt=0$ anında, $i_k(wt=0) = 0$ olacağından;

$$i_{D1}(wt=0) = i_{D2}(wt=0) = i_k(wt=0) = 0$$

B107
B108
G09
603
Calculus 101

$$i_{D3}(wt=0) = i_{D4}(wt=0) = I_L - i_k(wt=0) = I_L$$

$$i_s(wt=0) = \overbrace{2i_k(wt=0)}^{=0} - I_L = -I_L$$

olacaktır.

Her 4 diyodunda iletimde olduğu son an olan $wt=\gamma$ anında, ($i_{D1}=i_{D2}=I_L=i_k$ olduğu için) $i_k(wt=\gamma)=I_L$ olacağından;

$$i_{D1}(wt=\gamma) = i_{D2}(wt=\gamma) = i_k(wt=\gamma) = I_L$$

$$i_{D3}(wt=\gamma) = i_{D4}(wt=\gamma) = I_L - i_k(wt=\gamma) = 0$$

$$i_s(wt=\gamma) = \overbrace{2i_k(wt=\gamma)}^{=I_L} - I_L = I_L$$

yazılabilir.

$i_s(wt)$ kaynak akımının, komutasyon başlangıç ve bitimindeki değerleri belli olduğuna göre, birinci çevreye kirchhoff gerilim yasası uygulanırsa; (V_s ; şebekenin etkin değeri olmak üzere)

$$wL_s \frac{d(i_s(wt))}{dt} = V_s(wt) = \sqrt{2}V_s \sin wt$$

$$i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s \cos wt}{wL_s} + C$$

$wt=0$ için $i_s(wt=0) = -I_L$ olduğu bilindiğine göre, kaynak akım değeri ise;

$$i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s \cos 0}{wL_s} + C = -I_L \Rightarrow C = -I_L + \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} \text{ değeri kullanılarak;}$$

$$i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s \cos wt}{wL_s} - I_L + \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s}$$

$$i_s(wt) = \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} (1 - \cos wt) - I_L \quad (**)$$

$wt=\gamma$ için, $i_s(wt=\gamma) = I_L$ değerini alacağından, $i_s(\gamma) = \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} (1 - \cos \gamma) - I_L = I_L$, komutasyon açısı;

$$\cos \gamma = 1 - \frac{2wL_s}{\sqrt{2}V_s} I_L$$

(**) 3° ile 12° arası değişir (8 mühendis oliğinin kendi bulduğu)

olarak elde edilir. Kaynak akım değişimi belli olduğuna göre, $i_k(wt)$ çevre akımı;

$$i_s(wt) = 2i_k(wt) - I_L$$

eşitliği yardımı ile;

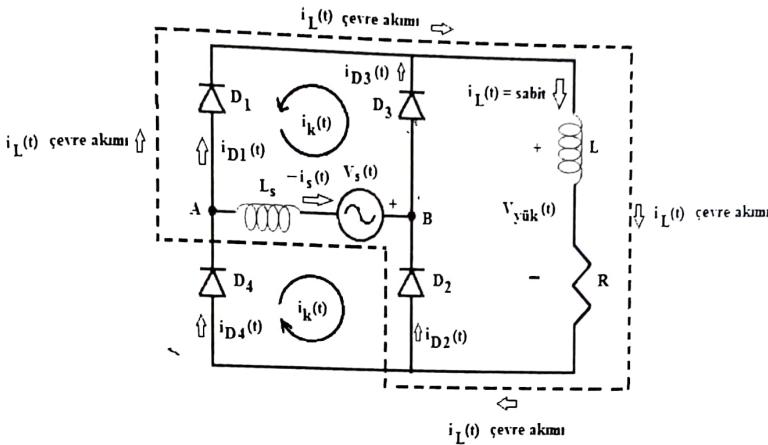
$$i_k(wt) = 0.5i_s(wt) + 0.5I_L = \frac{\sqrt{2}V_s}{2wL_s} (1 - \cos wt) \quad (**)$$

olacaktır. Buna göre diyon akım değişimleri ise aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$i_{D1}(wt) = i_{D2}(wt) = \frac{\sqrt{2}V_s}{2wL_s} (1 - \cos wt)$$

$$i_{D3}(wt) = i_{D4}(wt) = I_L - \frac{\sqrt{2}V_s}{2wL_s} (1 - \cos wt)$$

C-D zaman aralığında komutasyon olayının incelenmesi ($\pi \leq wt \leq \pi + \gamma$)



Şekil 4

Şekil 4'de görülen devrede, $wt=\pi+\gamma$ anından az önce, D1 ve D2 diyonları üzerinden $i_L(wt)=I_L=\text{sabit}$ yük akımı akmaktadır. $wt>\pi$ anında, $V_{AK}>0$ olduğu için, D3 ve D4 diyonları da devreye girecektir. Kaynak selfinden akan akım $wt=\pi$ anında anı olarak yön değiştiremeyeceği için (lens yasası), D1 ve D2 diyonlarının anot-katot gerilim değerleri $V_{AK}<0$ olsa bile, $\pi \leq wt \leq \pi + \gamma$ aralığında akım akıtmaya devam edeceğinden, C-D zaman aralığında (komutasyon aralığı), devredeki tüm diyonlar iletimde kalmaya devam edecektir. Bu zaman diliminde, 4 adet diyon iletimde olduğundan, yük uçlarındaki gerilim değeri sıfır değerini alacaktır ($V_{yük}(wt)=0$). $\pi \leq wt \leq \pi + \gamma$ aralığında, kaynak, kaynak selfi ve yükü içeren çevre boyunca kirchhoff gerilim yasası uygulanır ise, Şekil 2'de, ikinci satırda yer alan kaynak selfinin gerilim değişimi elde edilir.

$\pi \leq wt \leq \pi + \gamma$ aralığında, devredeki tüm diyon akımlarının ve kaynak akımının değişimini bulmak için, Şekil 4'deki devreden yararlanılacaktır. Bu devrede, üç adet çevre yardım ile arzu edilen akım değişimleri elde edilebilir. Şekil 4'de D2 ve D4 diyonların içeren birinci çevre akım yönü ($i_k(t)$) saat dönüş yönünde alınmıştır. D1 ve D3 diyonlarını içeren ikinci çevre akım yönü ($i_k(t)$) ise saat dönüş yönünün tersi alınmıştır. Üçüncü çevre ise D1, kaynak selfi, kaynak ve yükü içeren çevre olup, çevre akımı saat dönüş yönünde ve değeri $i_L(wt)=I_L=\text{sabit}$ olacaktır. Bu üç adet çevreden (**4 adet diyonunda iletimde** olduğu hatırlanarak ve (diyonlara ilişkin dal akımları, çevre akımları cinsinden yazılarak);

$$i_{D1}(wt) = i_{D2}(wt) = I_L - i_k(wt)$$

$$i_{D3}(wt) = i_{D4}(wt) = i_k(wt)$$

elde edilir. C-D zaman aralığında, kaynak akımı (dal akımı) ise her üç çevre akımı kullanılarak;

$$-i_s(wt) = 2i_k(wt) - I_L$$

yazılabilir.

Her 4 diyodunda iletimde olduğu ilk $wt = \pi$ anında, $i_k(wt = \pi) = 0$ olacağından;

$$i_{D1}(wt = \pi) = i_{D2}(wt = \pi) = I_L - i_k(wt = \pi) = I_L$$

$$i_{D3}(wt = \pi) = i_{D4}(wt = \pi) = i_k(wt = \pi) = 0$$

$$-i_s(wt = \pi) = \overbrace{2i_k(wt = \pi)}^{=0} - I_L = -I_L \Rightarrow i_s(wt = \pi) = I_L \text{ olacaktır.}$$

Her 4 diyodunda iletimde olduğu son an olan $wt = \pi + \gamma$ anında, ($i_{D3} = i_{D4} = I_L = i_k$ olduğu için) $i_k(wt = \pi + \gamma) = I_L$ olacağından aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$i_{D1}(wt = \pi + \gamma) = i_{D2}(wt = \pi + \gamma) = I_L - i_k(wt = \pi + \gamma) = 0$$

$$i_{D3}(wt = \pi + \gamma) = i_{D4}(wt = \pi + \gamma) = i_k(wt = \pi + \gamma) = I_L$$

$$-i_s(wt = \pi + \gamma) = \overbrace{2i_k(wt = \pi + \gamma)}^{=I_L} - I_L = I_L \\ i_s(wt = \pi + \gamma) = -I_L$$

$i_s(wt)$ kaynak akımının, komutasyon başlangıç ve bitimindeki değerleri belli olduğuna göre, birinci çevreye kirchhoff gerilim yasası uygulanırsa;

$$wL_s \frac{d(i_s(wt))}{dt} = V_s(wt) = \sqrt{2}V_s \sin wt; \quad i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s \cos wt}{wL_s} + C$$

$wt = \pi$ için $i_s(wt = \pi) = I_L$ olduğu bilindiğine göre, kaynak akım değeri ise;

$$i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s \cos \pi}{wL_s} + C = I_L \Rightarrow C = I_L - \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} \text{ değeri kullanılarak;}$$

$$i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s \cos wt}{wL_s} + I_L - \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s}$$

$$i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} (1 + \cos wt) + I_L \quad (**)$$

olarak elde edilir. Kaynak akım değişimi belli olduğuna göre, $i_k(wt)$ çevre akımı;

$$-i_s(wt) = 2i_k(wt) - I_L$$

$$i_k(wt) = -0.5i_s(wt) + 0.5I_L = \frac{\sqrt{2}V_s}{2wL_s} (1 + \cos wt) \quad (**)$$

olacaktır. Buna göre diyod akım değişimleri ise aşağıdaki gibi olacaktır:

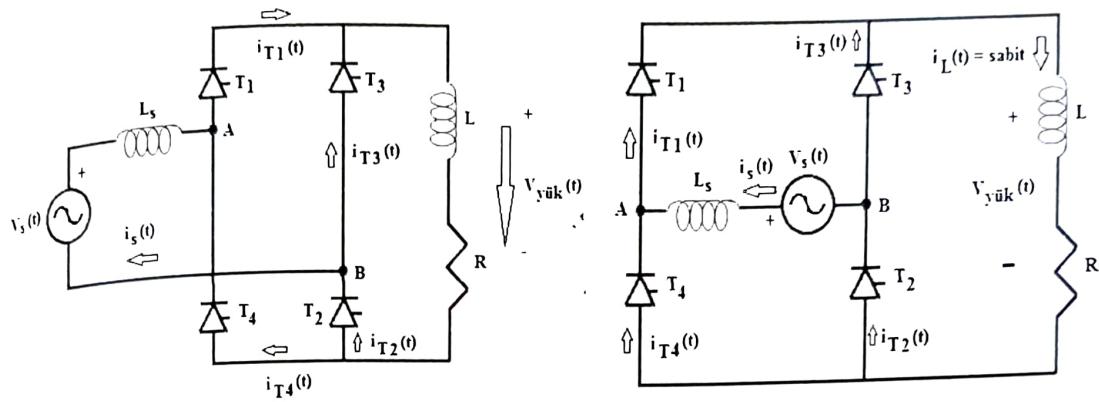
$$i_{D1}(wt) = i_{D2}(wt) = I_L - \frac{\sqrt{2}V_s}{2wL_s} (1 + \cos wt)$$

$$i_{D3}(wt) = i_{D4}(wt) = \frac{\sqrt{2}V_s}{2wL_s} (1 + \cos wt)$$

Şekil 2'den yüze ilişkin ortalama gerilim değeri ise aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$V_{y\ddot{u}k_o\ddot{r}t} = \frac{1}{\pi} \int_{-\gamma}^{\gamma} \sqrt{2} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} (\cos \gamma + 1) \quad (**)$$

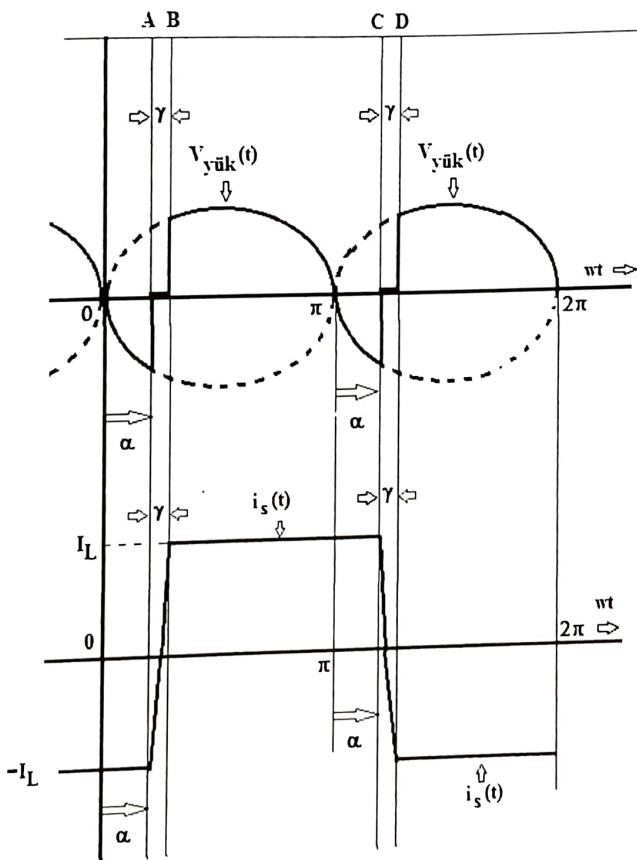
BİR FAZLI TAM KONTROLLÜ KÖPRÜ DOĞRULTUCUDA KAYNAK SELF ETKİSİ (KOMUTASYON OLAYI)



a)

Şekil 5

b)



Şekil 6

İnceleme sürekli hal koşulları altında ve yalnızca A-B zaman aralığında yapılacaktır. Şekil 5(a)'da, bir fazlı (kaynak selfli) tam kontrollü köprü doğrultucu devresi, Şekil 5(b)'de ise bu devrenin, bir başka biçimde gösterimi verilmiştir. $\omega t = \alpha$ anından az önce, T_3 ve T_4 tristörleri üzerinden $i_L(\omega t) = I_L = \text{sabit}$ yük akımı verilmştir. $\omega t = \alpha$ anında, tetikleme verildiği için, T_1 ve T_2 tristörleri de devreye girecektir. Kaynak akmaktadır. $\omega t > \alpha$ anında, tetikleme verildiği için, T_1 ve T_2 tristörleri de devreye girecektir. Kaynak akmaktadır. $\omega t = \alpha$ anında, tetikleme verildiği için, T_1 ve T_2 tristörleri de devreye girecektir. Kaynak akmaktadır. $\omega t > \alpha$ anında, tetikleme verildiği için, T_1 ve T_2 tristörleri de devreye girecektir. Kaynak akmaktadır. $\omega t = \alpha$ anında, tetikleme verildiği için, T_1 ve T_2 tristörleri de devreye girecektir. Kaynak akmaktadır. $\omega t > \alpha$ anında, tetikleme verildiği için, T_1 ve T_2 tristörleri de devreye girecektir. Kaynak akmaktadır.

tristörlerinin anot-katot gerilim değerleri $V_{AK} < 0$ olsa bile, $\alpha \leq wt \leq \alpha + \gamma$ aralığında akım akıtmaya devam edeceğinden, A-B zaman aralığında (komutasyon aralığı), devredeki tüm tristörler iletimde kalmaya devam edecektir. Bu zaman diliminde, 4 adet tristör iletimde olduğundan, yük uçlarındaki gerilim değeri sıfır değerini alacaktır ($V_{yük}(wt) = 0$). Şekil 6'da, $[0 ; 2\pi]$ aralığında, alt alta ve sırası ile; yük gerilimi ve kaynak akımının değişimi verilmiştir.

Daha önce, bir fazlı tam dalga kontolsüz köprü doğrultucuda anlatıldığı biçimde, Şekil 3'de görülen 3 adet çevre akımı yardımı ile, Şekil 6'da görülen değişimleri kullanarak, tristör akımları;

$$i_{T1}(wt) = i_{T2}(wt) = i_k(wt)$$

$$i_{T3}(wt) = i_{T4}(wt) = I_L - i_k(wt)$$

olarak elde edilir. A-B aralığında, kaynak akımı (dal akımı) ise her üç çevre akımı kullanılarak;

$$i_s(wt) = 2i_k(wt) - I_L$$

yazılabilir.

Her 4 tristöründe iletimde olduğu ilk $wt = \alpha$ anında, $i_k(wt = \alpha) = 0$ olacağından;

$$i_{T1}(wt = \alpha) = i_{T2}(wt = \alpha) = i_k(wt = \alpha) = 0$$

$$i_{T3}(wt = \alpha) = i_{T4}(wt = \alpha) = I_L - i_k(wt = \alpha) = I_L$$

$$i_s(wt = \alpha) = \overbrace{2i_k(wt = \alpha)}^{=0} - I_L = -I_L$$

olacaktır.

Her 4 tristöründe iletimde olduğu son an olan $wt = \alpha + \gamma$ anında, ($i_{T1} = i_{T2} = I_L = i_k$ olduğu için) $i_k(wt = \alpha + \gamma) = I_L$ olacağından;

$$i_{T1}(wt = \alpha + \gamma) = i_{T2}(wt = \alpha + \gamma) = i_k(wt = \alpha + \gamma) = I_L$$

$$i_{T3}(wt = \alpha + \gamma) = i_{T4}(wt = \alpha + \gamma) = I_L - i_k(wt = \alpha + \gamma) = 0$$

$$i_s(wt = \alpha + \gamma) = \overbrace{2i_k(wt = \alpha + \gamma)}^{=I_L} - I_L = I_L$$

yazılabilir.

$i_s(wt)$ kaynak akımının, komutasyon başlangıç ve bitimindeki değerleri belli olduğuna göre, birinci çevreye kirchhoff gerilim yasası uygulanırsa;

$$wL_s \frac{d(i_s(wt))}{dt} = V_s(wt) = \sqrt{2}V_s \sin wt$$

$$i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s \cos wt}{wL_s} + C$$

$wt = \alpha$ için $i_s(wt = \alpha) = -I_L$ olduğu bilindiğine göre, kaynak akım değeri ise;

$$i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s \cos \alpha}{wL_s} + C = -I_L \Rightarrow C = -I_L + \frac{\sqrt{2}V_s \cos \alpha}{wL_s} \text{ değeri kullanılarak;}$$

$$i_s(wt) = -\frac{\sqrt{2}V_s \cos \omega t}{wL_s} - I_L + \frac{\sqrt{2}V_s \cos \alpha}{wL_s}$$

$$i_s(wt) = \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} (\cos \alpha - \cos \omega t) - I_L \quad (**)$$

$\omega t = \alpha + \gamma$ için, $i_s(wt = \alpha + \gamma) = I_L$ değerini alacağından, $i_s(\gamma) = \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)) - I_L = I_L$, komutasyon açısı;

$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos \alpha - \frac{2wL_s}{\sqrt{2}V_s} I_L \quad (**)$$

olarak elde edilir. Kaynak akım değişimi belli olduğuna göre, $i_k(wt)$ çevre akımı;

$$i_s(wt) = 2i_k(wt) - I_L$$

eşitliği yardımı ile;

$$i_k(wt) = 0.5i_s(wt) + 0.5I_L = \frac{\sqrt{2}V_s}{2wL_s} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (**)$$

olacaktır. Buna göre tristör akım değişimleri ise aşağıdaki gibi olur:

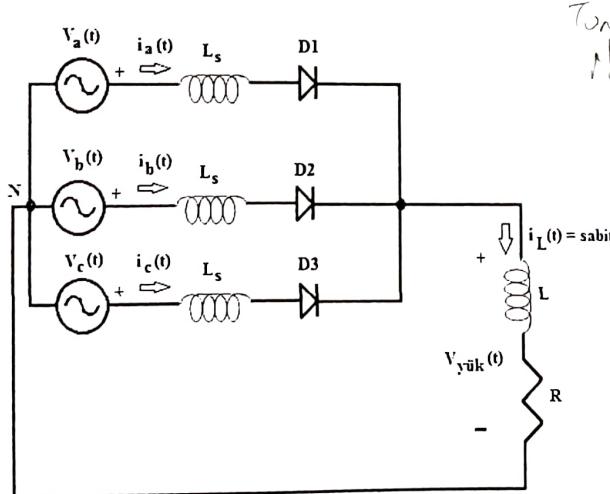
$$i_{T1}(wt) = i_{T2}(wt) = \frac{\sqrt{2}V_s}{2wL_s} (\cos \alpha - \cos \omega t)$$

$$i_{T3}(wt) = i_{T4}(wt) = I_L - \frac{\sqrt{2}V_s}{2wL_s} (\cos \alpha - \cos \omega t)$$

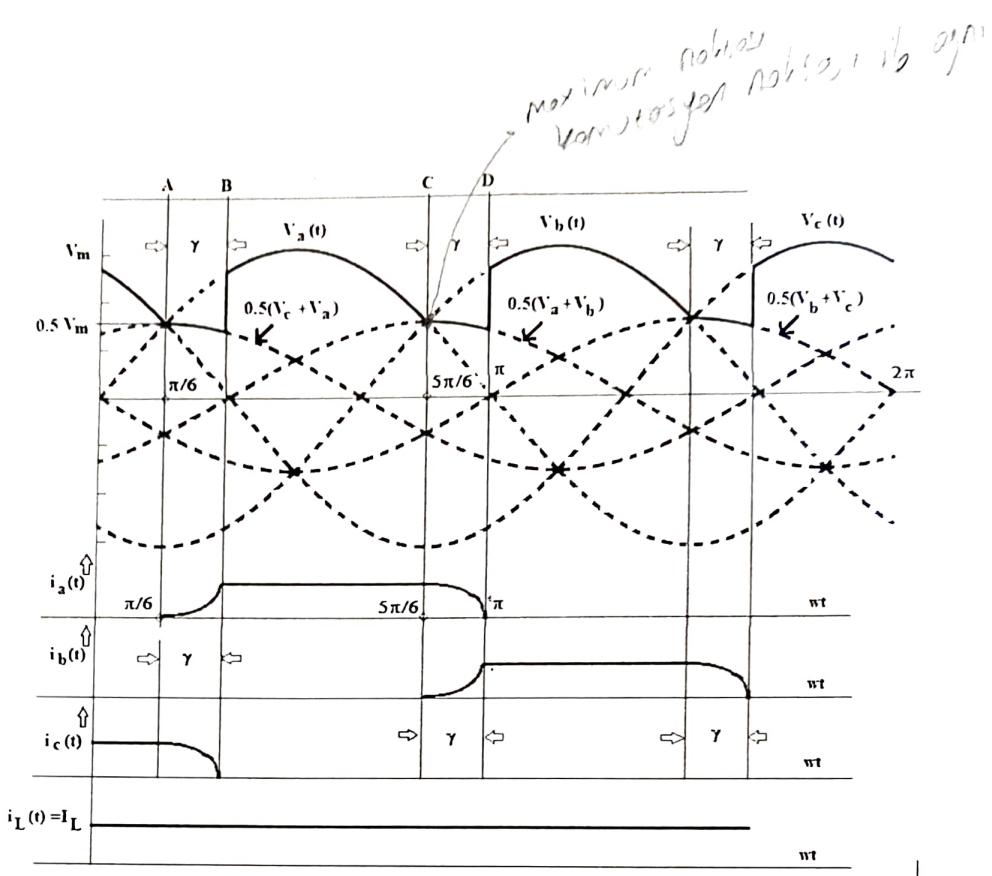
Şekil 6'dan yükle ilişkin ortalama gerilim değeri ise aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$V_{yük_ort} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\gamma}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} (\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)) \quad (**)$$

ÜÇ FAZLI YARIM DALGA KONTROLSÜZ DOĞRULTUCUDA KAYNAK SELF ETKİSİ (KOMUTASYON OLAYI)

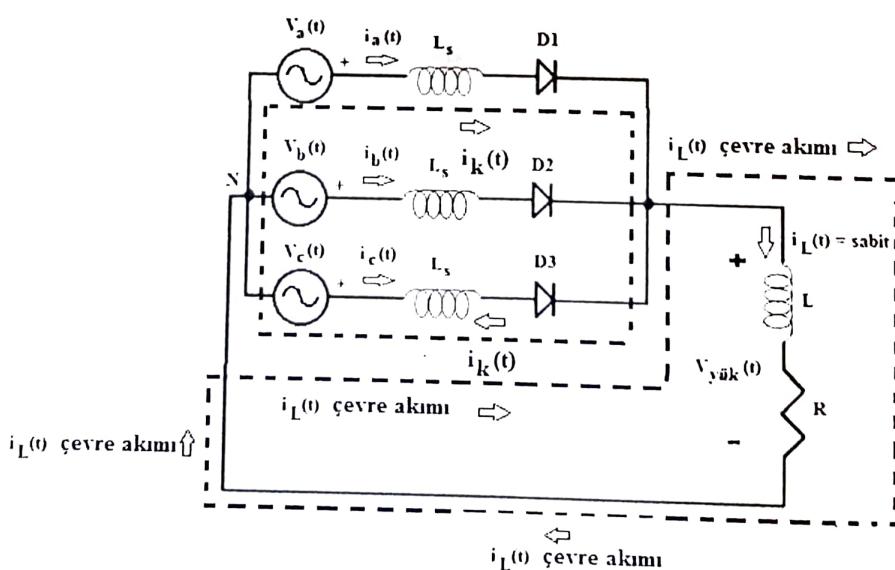


Şekil 7



Şekil 8. (Not: i_a akımının aktığı toplam aralık: $2\pi/3 + \gamma$)

Şekil 7'de üç fazlı kontrolsüz yarımdalga doğrultucu devresi verilmiştir. Yük akımının düzgün ve kesintisiz olduğu kabul edilmektedir ($i_L(wt) = I_L$). Şekil 7 devresine ilişkin yük gerilim değişimi, faz akımları ve yük akım değişimi Şekil 8'de verilmiştir. Devrede A ile gösterilen anda ($wt = \pi/6$), yalnızca D3 diyodu işletimdedir. $wt = \pi/6$ anı, aynı zamanda komutasyon başlangıç anıdır. $wt \geq \pi/6$ anından itibaren D1 diyoduna ilişkin $V_{AK} > 0$ olduğundan, D1 diyodu işletime geçecektir. $wt \geq \pi/6$ anında, $v_c(wt)$ fazına ilişkin kaynak selfi (L_s) üzerindeki enerji tümüyle boşalamadığından, D3 diyoduna ilişkin $V_{AK} < 0$ olmasına rağmen, D3 diyodonun akımı, holding akımının altına düşmediği için, D3 diyodu işletimde kalmaya devam edecektir. Bu nedenle $[\pi/6; \pi/6 + \gamma]$ zaman diliminde D1 ve D3 diyodları işletimdedir.



Şekil 9

Şekil 9'da verilen devrede, komutasyon boyunca, D1 ve D3 diyodlarının akımlarının bulunabilmesi için, iki adet çevre oluşturulmuştur. Birinci çevre; a ve c fazlarına ilişkin kaynakları ve hem D1 hem de D3 diyodlarını içermekte ve çevre akım yönü ise saat ibresinin dönüş yönü alınmıştır. İkinci çevre ise; c fazına ilişkin kaynağı, D3 diyodunu ve yükü içerip, nötr hattını kullanmaktadır. İkinci çevreye ilişkin akım yönü, saat ibresi dönüş yönü alınmıştır. Şekil 9'da, diyod akımları her iki çevre akımı cinsinden yazılsrsa;

$$i_a(wt) = i_{D1}(wt) = i_k(wt)$$

$$i_c(wt) = i_{D3}(wt) = i_L(wt) - i_k(wt)$$

elde edilir.

Birinci çevrede, $i_k(t)$ komutasyon akımı, $wt=\pi/6$ anında (Şekil 8'de A anı);

$$i_a(wt=\pi/6) = i_{D1}(wt=\pi/6) = \overbrace{i_k(wt=\pi/6)}^{=0} = 0$$

değerini almaktadır. c fazına ilişkin ise;

$$i_c(wt=\pi/6) = i_{D3}(wt=\pi/6) = I_L - \overbrace{i_k(wt=\pi/6)}^{=0} = I_L$$

yazılabilir. Komutasyonun bitiş anı olan $wt=\pi/6+\gamma$ anında (Şekil 8'de B anı);

$$i_a(wt=\pi/6+\gamma) = i_{D1}(wt=\pi/6+\gamma) = i_k(wt=\pi/6+\gamma) = I_L$$

$$i_c(wt=\pi/6+\gamma) = i_{D3}(wt=\pi/6+\gamma) = I_L - \overbrace{i_k(wt=\pi/6+\lambda)}^{=I_L} = 0$$

olacaktır.

Eğer, A-B aralığında, birinci çevreye kirchoff gerilim yasası uygulanır ise;

$$V_a(wt) - V_c(wt) = -\sqrt{6}V_s \cos(wt + \pi/3) = 2wL_s \frac{di_k(wt)}{d(wt)} \quad (V_s: \text{Şebeke faz-nötr gerilimi etkin değeri})$$

elde edilir. Yukarıdaki diferansiyel denklem çözülürse;

$$i_k(wt) = -\frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} \sin(wt + \pi/3) + C$$

elde edilir. $i_k(wt=\pi/6) = 0$ olacağından;

$$i_k(wt=\pi/6) = -\frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} \sin(wt=\pi/6) + C = 0 \Rightarrow C = \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s}$$

$$i_k(wt) = \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} (1 - \sin(wt + \pi/3)) \quad (**)$$

elde edilir. A-B aralığındaki komutasyon boyunca;

$$i_c(wt) = i_{D3}(wt) = I_L - i_k(wt) = I_L - \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} (1 - \sin(wt + \pi/3)) \quad (\text{iniş akımı})$$

$$i_a(wt) = i_{D1}(wt) = i_k(wt) = \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} (1 - \sin(wt + \pi/3)) \quad (\text{çıkış akımı})$$

yazılabilir. Ötelemenin geçerli olduğu eksen takımında;

$$i_a(wt = \gamma + \pi/6) = i_{D1}(wt = \gamma + \pi/6) = I_L = \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} (1 - \overbrace{\sin(\gamma + \pi/6 + \pi/3)}^{=\cos\gamma})$$

$$\cos(\gamma) = 1 - I_L \frac{2wL_s}{\sqrt{6}V_s} \quad (\text{komutasyon açısı}) \quad (**)$$

elde edilir. Şekil 9'da, yük gerilim değişiminin iki farklı parçadan meydana geldiği görülmektedir. A-B ya da C-D (komutasyon) aralığındaki yük gerilim değişimi şöyle hesaplanabilir:

Şekil 7'de, A-B aralığı boyunca, devrede yalnız iki kaynak akımı mevcut olduğundan;

$$i_a(wt) + i_c(wt) = I_L$$

yazılabilir. Şekil 7'de, $V_a(t)$, L_s , D1, yük ve nötr hattının oluşturduğu kapalı çevreye kirchoff gerilim yasası uygulanırsa;

$$V_{yuk}(wt) = V_a(wt) - L_s \frac{di_a(wt)}{dt}$$

elde edilir. Aynı şekilde Şekil 7'de, $V_c(t)$, L_s , D3, yük ve nötr hattının oluşturduğu kapalı çevreye kirchoff gerilim yasası uygulanırsa;

$$V_{yuk}(wt) = V_c(wt) - L_s \frac{di_c(wt)}{dt}$$

elde edilir. Son iki eşitlik taraf tarafa toplanır ve elde edilen eşitlikte $i_a(wt) + i_b(wt) = I_L$ eşitliği türev ifadelerinde kullanılırsa;

$$V_{yuk}(wt) = 0.5(V_a(wt) + V_c(wt)) \quad (\text{komutasyon anı boyunca geçerli yük gerilimi değişimi})$$

elde edilir. Benzer çalışma C-D zaman aralığı için yapılorsa;

$$V_{yuk}(wt) = 0.5(V_a(wt) + V_b(wt)) \quad (\text{komutasyon anı boyunca geçerli yük gerilimi değişimi})$$

elde edilir. Buna göre komutasyon boyunca, yük uçları arasındaki gerilim değişimi, iletimde olan diyodların gerisindeki faz gerilimlerinin toplamlarının yarısına eşit değer almaktadır.

Yükle ilişkin ortalama gerilim değeri iki farklı yöntem ile hesaplanabilir:

$$1) V_{yuk_ort} = \frac{1}{2\pi/3} \left[\int_{\pi/6+\gamma}^{5\pi/6} \sqrt{2}V_s \sin(\theta)d\theta + \int_0^{0.5\sqrt{2}V_s \cos\phi} d\phi \right] = \frac{3\sqrt{6}V_s}{4\pi} (1 + \cos(\gamma)) \quad (**)$$

(V_m : Yükün uçları arasına uygulanan gerilimin max. değeri)

$$2) V_{yuk_ort} = V_{kaynak_ort} - V_{self_ort}$$

$$V_{yuk_ort} = \frac{1}{2\pi/3w} \left[\int_{t=\pi/6w}^{5\pi/6w} \sqrt{2}V_s \sin(wt)dwt - I_L L_s \right] = \frac{3\sqrt{6}V_s}{2\pi} - \frac{3wL_s}{2\pi} I_L \quad (**)$$

Not: "p" darbeli kontrollsız doğrultucularda ($p=3$ veya $p=6$ olmak koşulu altında);

$$i_a(wt) = \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)\left(1 - \sin(wt + \pi/3)\right) \quad (**)$$

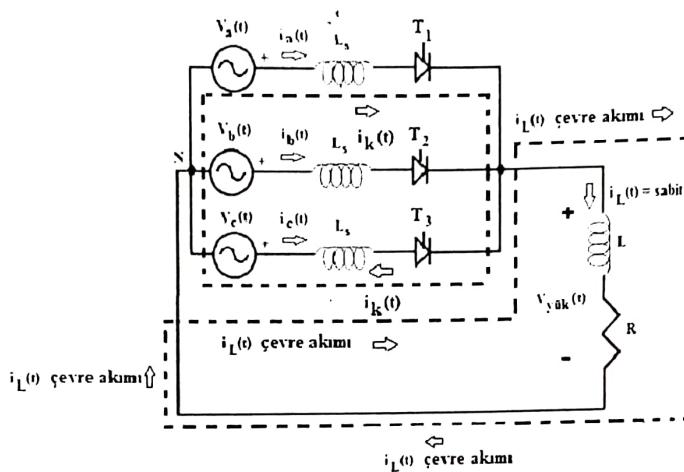
$$i_c(wt) = I_L - \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)(1 - \sin(wt + \pi/3)) \quad (**)$$

(KOMUTASYON İNİŞ AKIMI)

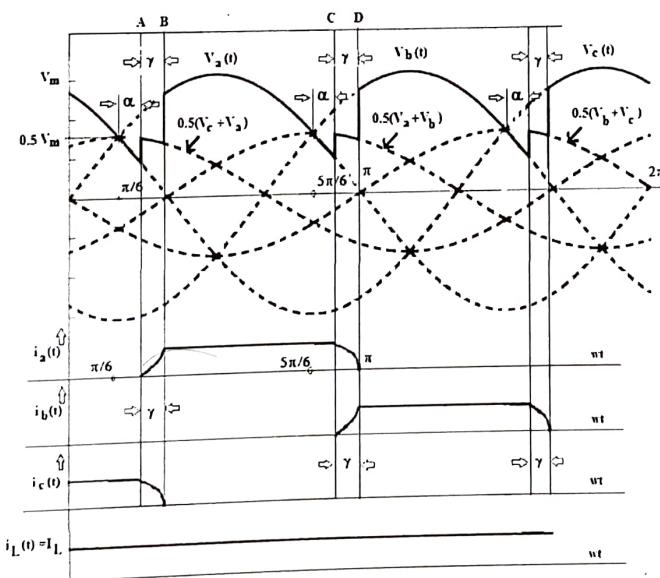
$$V_{yük_ort} = \frac{p\sqrt{2}V_s}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) - \frac{pwL_s}{2\pi} I_L \quad (**)$$

İfadeleri geçerlidir.

ÜÇ FAZLI YARIM DALGA KONTROLLÜ DOĞRULTUCUDA KAYNAK SELF ETKİSİ (KOMUTASYON OLAYI)



Şekil 10



Şekil 11. (Not: i_a akımının aktığı toplam aralık: $2\pi/3 + \gamma$)

Şekil 10'da üç fazlı kontrollü yarım dalga doğrultucu devresi verilmiştir. Yük akımının düzgün ve kesintisiz olduğu kabul edilmektedir ($i_L(wt) = I_L$). Şekil 10 devresine ilişkin yük gerilim değişimi, faz akımları ve yük akım değişimi Şekil 11'de verilmiştir. Devrede **A** ile gösterilen anda ($wt=\pi/6+\alpha$), yalnızca T3 tristörü işletimdedir, $wt=\pi/6+\alpha$ anı, aynı zamanda komutasyon başlangıç anıdır. $wt \geq \pi/6 + \alpha$ anından

itibaren T1 tristörü iletme sokulmaktadır. $wt \geq \pi/6 + \alpha$ anında, $v_c(wt)$ fazına ilişkin kaynak selfi (L_s) üzerindeki enerji tümüyle boşalamadığından, T3 tristörüne ilişkin $V_{AK} < 0$ olmasına rağmen, T3 tristör iletimde devam edecktir. Bu nedenle akımı, holding akımının altına düşmediği için, T3 tristörü iletimde kalmaya devam edecktir. Bu nedenle $[\pi/6 + \alpha; \pi/6 + \alpha + \gamma]$ zaman diliminde T1 ve T3 tristörleri iletimdedir.

Şekil 9'da verilen çevreler, Şekil 10'da kullanılırsa;

$$i_a(wt) = i_{T1}(wt) = i_k(wt)$$

$$i_c(wt) = i_{D3}(wt) = I_L - i_k(wt)$$

elde edilir.

Birinci çevrede, $i_k(t)$ komutasyon akımı, $wt = \pi/6 + \alpha$ arsında (Şekil 11'de A anı);

$$i_a(wt = \pi/6 + \alpha) = i_{T1}(wt = \pi/6 + \alpha) = \overbrace{i_k(wt = \pi/6 + \alpha)}^{=0} = 0$$

değerini almaktadır. c fazına ilişkin ise;

$$i_c(wt = \pi/6 + \alpha) = i_{D3}(wt = \pi/6 + \alpha) = I_L - \overbrace{i_k(wt = \pi/6 + \alpha)}^{=0} = I_L$$

yazılabilir. Komutasyonun bitiş anı olan $wt = \pi/6 + \alpha + \gamma$ arsında (Şekil 11'de B anı);

$$i_a(wt = \pi/6 + \alpha + \gamma) = i_{D1}(wt = \pi/6 + \alpha + \gamma) = i_k(wt = \pi/6 + \alpha + \gamma) = I_L$$

$$i_c(wt = \pi/6 + \alpha + \gamma) = i_{D3}(wt = \pi/6 + \alpha + \gamma) = I_L - \overbrace{i_k(wt = \pi/6 + \alpha + \gamma)}^{=I_L} = 0$$

olacaktır.

Eğer, A-B aralığında, birinci çevreye kirchoff gerilim yasası uygulanır ise (bak. Şekil 11);

$$V_a(wt) - V_c(wt) = -\sqrt{6}V_s \cos(wt + \pi/3) = 2wL_s \frac{di_k(wt)}{d(wt)} \quad (V_s: \text{Şebeke faz-nötr gerilimi etkin değeri})$$

elde edilir. Yukarıdaki diferansiyel denklem çözülürse;

$$i_k(wt) = -\frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} \sin(wt + \pi/3) + C$$

elde edilir. $i_k(wt = \pi/6 + \alpha) = 0$ olacağından;

$$i_k(wt = \pi/6 + \alpha) = -\frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} \sin(\pi/6 + \alpha + \pi/3) + C = -\frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} \cos(\alpha) + C = 0 \Rightarrow C = \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} \cos \alpha$$

$$i_k(wt) = \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} (\cos \alpha - \sin(wt + \pi/3)) \quad (**)$$

elde edilir. A-B aralığındaki komutasyon boyunca;

$$i_c(wt) = i_{D3}(wt) = I_L - i_k(wt) = I_L - \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} (\cos \alpha - \sin(wt + \pi/3)) \quad (\text{iniş akımı})$$

$$i_a(wt) = i_{DI}(wt) = i_k(wt) = \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} (\cos\alpha - \sin(wt + \pi/3)) \quad (\text{çıkış akımı})$$

yazılabilir. Ötelemenin geçerli olduğu eksen takımında;

$$i_a(wt = \gamma + \alpha + \pi/6) = i_{DI}(wt = \gamma + \alpha + \pi/6) = I_L = \frac{\sqrt{6}V_s}{2wL_s} (\cos\alpha - \overset{=\cos(\gamma+\alpha)}{\sin(\gamma + \pi/6 + \alpha + \pi/3)})$$

$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos\alpha - I_L \frac{2wL_s}{\sqrt{6}V_s} \quad (\text{komutasyon açısı}) \quad (**)$$

elde edilir. Şekil 11'de, yük gerilim değişiminin iki farklı parçadan meydana geldiği görülmektedir. A-B ya da C-D (komutasyon) aralığındaki yük gerilim değişimi şöyle hesaplanabilir:

Şekil 10'da, A-B aralığı boyunca, devrede yalnız iki kaynak akımı mevcut olduğundan;

$$i_a(wt) + i_c(wt) = I_L$$

yazılabilir. Şekil 10'da, $V_a(t)$, L_s , T_1 , yük ve nötr hattının oluşturduğu kapalı çevreye kirchoff gerilim yasası uygulanırsa;

$$V_{yük}(wt) = V_a(wt) - L_s \frac{di_a(wt)}{dt}$$

elde edilir. Aynı şekilde Şekil 10'da, $V_c(t)$, L_s , T_3 , yük ve nötr hattının oluşturduğu kapalı çevreye kirchoff gerilim yasası uygulanırsa;

$$V_{yük}(wt) = V_c(wt) - L_s \frac{di_c(wt)}{dt}$$

elde edilir. Son iki eşitlik taraf tarafa toplanır ve elde edilen eşitlikte $i_a(wt) + i_b(wt) = I_L$ eşitliği türev ifadelerinde kullanılırsa;

$$V_{yük}(wt) = 0.5(V_a(wt) + V_c(wt)) \quad (\text{komutasyon anı boyunca geçerli yük gerilimi değişimi})$$

elde edilir. Benzer çalışma C-D zaman aralığı için yapılırsa;

$$V_{yük}(wt) = 0.5(V_a(wt) + V_b(wt)) \quad (\text{komutasyon anı boyunca geçerli yük gerilimi değişimi})$$

elde edilir. **Buna göre komutasyon boyunca, yük uçları arasındaki gerilim değişimi, iletimde olan diyodların gerisindeki faz gerilimlerinin toplamlarının yarısına eşit değer almaktadır.**

Yükle ilişkin ortalama gerilim değeri iki farklı yöntem ile hesaplanabilir:

$$1) V_{yük_ort} = \frac{1}{2\pi/3} \left[\int_{\pi/6+\alpha+\gamma}^{5\pi/6+\alpha} \sqrt{2}V_s \sin(\theta)d\theta + \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} 0.5\sqrt{2}V_s \cos\phi d\phi \right] = \frac{3\sqrt{6}V_s}{4\pi} (\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)) \quad (**)$$

(V_s : Yükün uçları arasına uygulanan gerilimin etkin. değeri)

$$2) V_{yük_ort} = V_{kaynak_ort} - V_{self_ort}$$

$$V_{yük_ort} = \frac{1}{2\pi/3w} \left[\int_{t=\pi/6w+\alpha/w}^{5\pi/6w+\alpha/w} \sqrt{2}V_s \sin(wt)dwt - I_L L_s \right] = \frac{3\sqrt{6}V_s}{2\pi} \cos\alpha - \frac{3wL_s}{2\pi} I_L \quad (**)$$

Not: "p" darbeli kontrollü doğrultucularda ($p=3$ veya $p=6$ olmak koşulu altında);

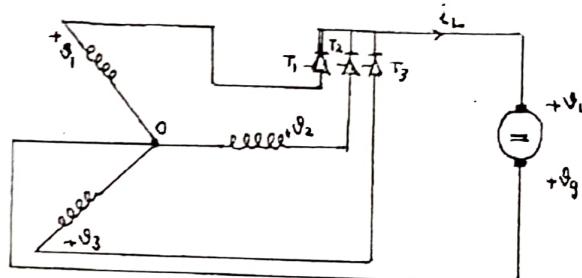
$$i_a(wt) = \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)(\cos\alpha - \sin(wt + \pi/3)) \quad (**)$$

$$i_c(wt) = I_L - \frac{\sqrt{2}V_s}{wL_s} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)(\cos\alpha - \sin(wt + \pi/3)) \quad (**)$$

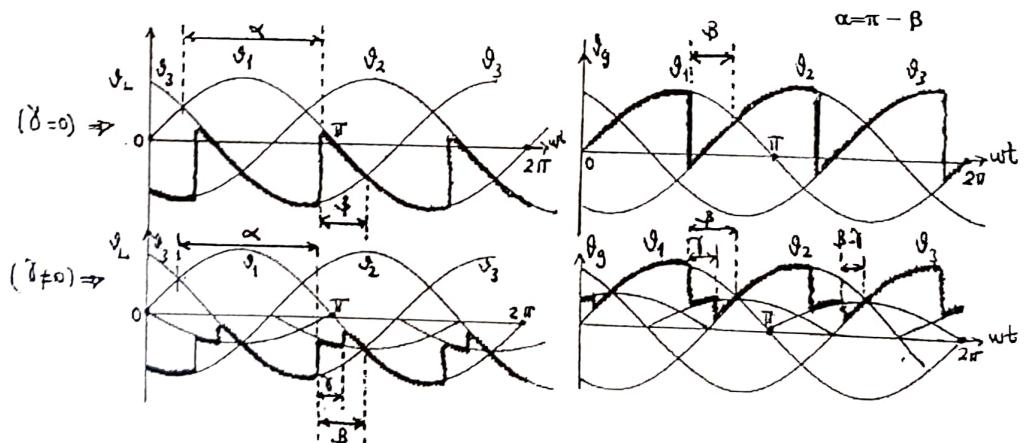
$$V_{yuk_ort} = \frac{p\sqrt{2}V_s}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos\alpha - \frac{pwL_s}{2\pi} I_L \quad (**)$$

İfadeleri geçerlidir.

EVİRME (Komutasyon etkisi var)



Kontrollü doğrultucunun evirme bölgesinde çalışması demek, doğrultucunun doğrultma modundaki enerji akış yönüne ters olarak, bir doğru akım kaynağından (ör: hareket halindeki doğru akım motoru), sabit gerilim ve frekanslı bir şebekeye enerji vermesi demektir.



Evirme süreci boyunca, motora ilişkin EMK değerinin ters çevrildiği unutulmamalıdır.

3

ψ eğrisinden faydalananak;

$$V_{gort} = \frac{1}{2\pi/3} \left[\int_{\pi/6-\beta}^{\pi/6+\beta} V_{max} \sin \theta d\theta + \int_{-\beta}^{\beta} V_{max} \sin \frac{\pi}{6} \cos \phi d\phi \right]$$

$$\rho = 3 \text{ veya } 6$$

(Pf2 olursa)

$$V_{gort} = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_{max} [\cos \beta + \cos(\beta - \frac{\pi}{6})]$$

→ yine de orijinalde ψ yi elde etmek istenirse

NOT:
 "P pure" durumunda \rightarrow $\begin{cases} V_L = P \frac{V_{max}}{2\pi} \sin \frac{\pi}{P} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \pi)] \rightarrow \alpha = \pi - \beta \text{ ise } V_L = -V_g \text{ elde edilir.} \\ V_g = P \frac{V_{max}}{2\pi} \sin \frac{\pi}{P} [\cos \beta + \cos(\beta - \pi)] \quad \alpha = \pi - \beta \end{cases}$
 denklemlerini ispat ediniz
 $V_g = -V_{load}$

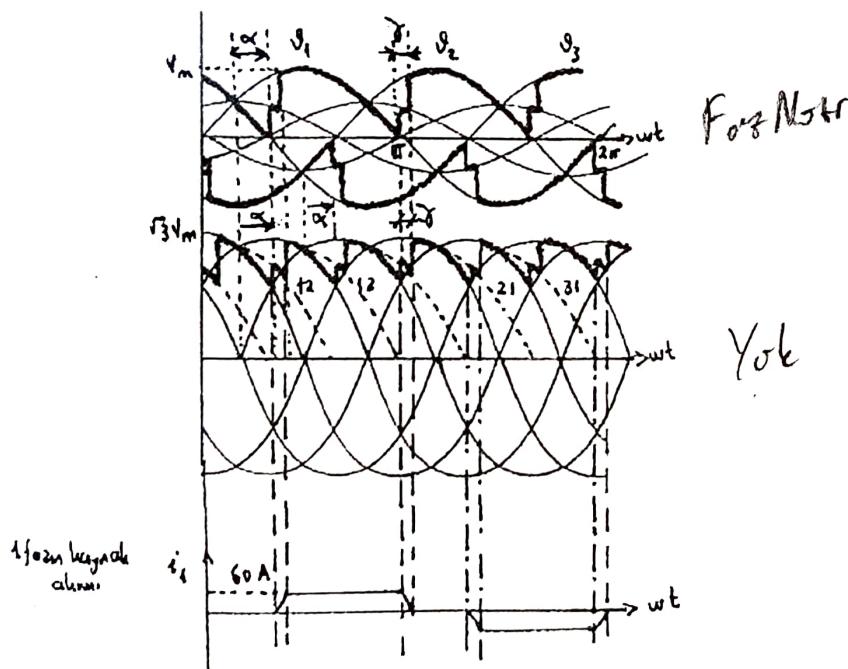
PROBLEM; Tam kontrollü bir kopru doğrultusunda 415V, 50 Hz lik ve indüktans değeri 0.9 mH olan üç fazlı kaynak tarafından beslenmektedir. $\alpha = 30^\circ$; $I_L = 60 A$ sabit yok alımı işin

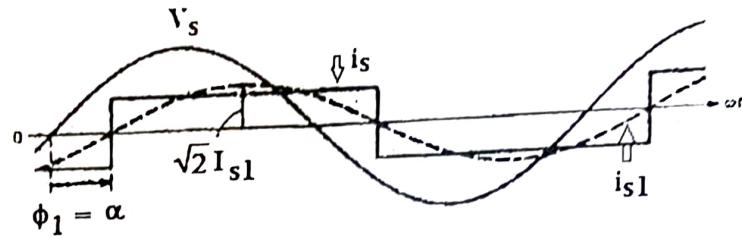
richtig gerilişinde ortalamasını bulmak. Kavutucan açısını bulmak ve V_{load} ye V_{load} yada ifade etmek istenir.

$$V_{load} = 560,45 \cos \alpha - 0,27 Z_L \text{ elde edilir. } \alpha = 30^\circ \text{ ve } I_L = 60 A \text{ işin } V_{load} = 464,2 \text{ Volt}$$

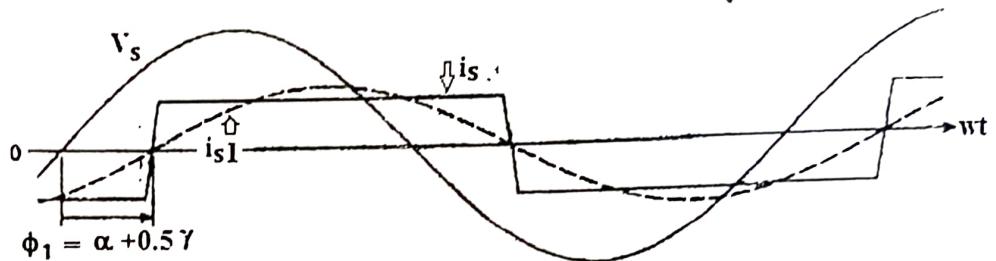
V_{load} , belki olupuna göre $V_{load} = \frac{P \cdot V_{max}}{2\pi} \sin \frac{\pi}{P} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \pi)]$ kullanılabileceği gibi
 $X I_L = V_{max} \sin \frac{\pi}{P} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \pi)]$ ifadesi de kullanılabilir.

Sonuç olarak; $\delta = 60^\circ$ bulunur.

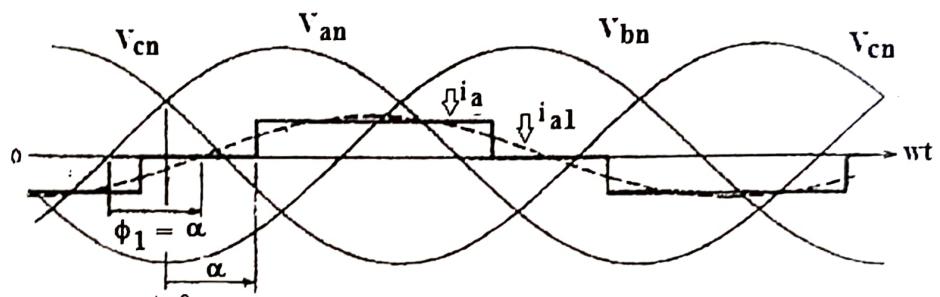




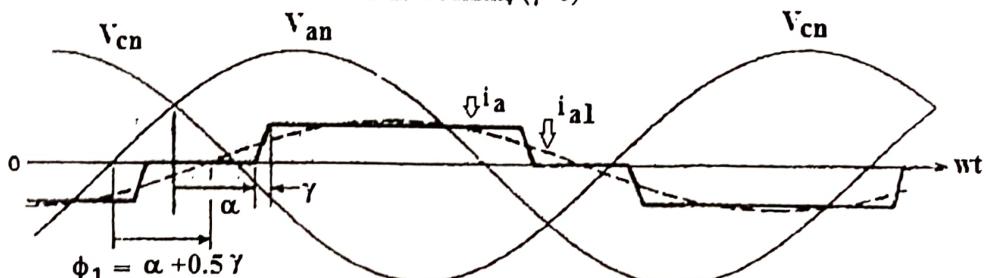
Şekil. 1 Fazlı doğrultucuda kaynak akımının ana harmonik açısı (ϕ_1).
Komutasyon etkisi ihmal edilmiş ($\gamma=0$) *Kaynak Selfsi (ihmal)*



Şekil. 1 Fazlı doğrultucuda kaynak akımının ana harmonik açısı ϕ_1 .
Komutasyon etkisi var ($\gamma \neq 0$)

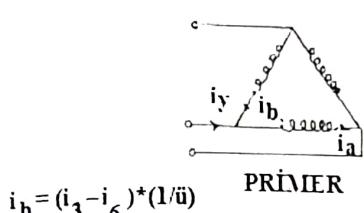


Şekil. 3 Fazlı doğrultucuda kaynak akımının ana harmonik açısı ϕ_1 Komutasyon etkisi ihmal edilmiş ($\gamma=0$)



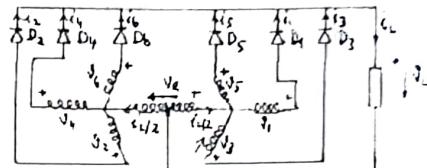
Şekil. 3 Fazlı doğrultucuda kaynak akımının ana harmonik açısı ϕ_1
Komutasyon etkisi var ($\gamma \neq 0$)

ÇİFT YILDIZ 6 FAZ YARIM DALGA



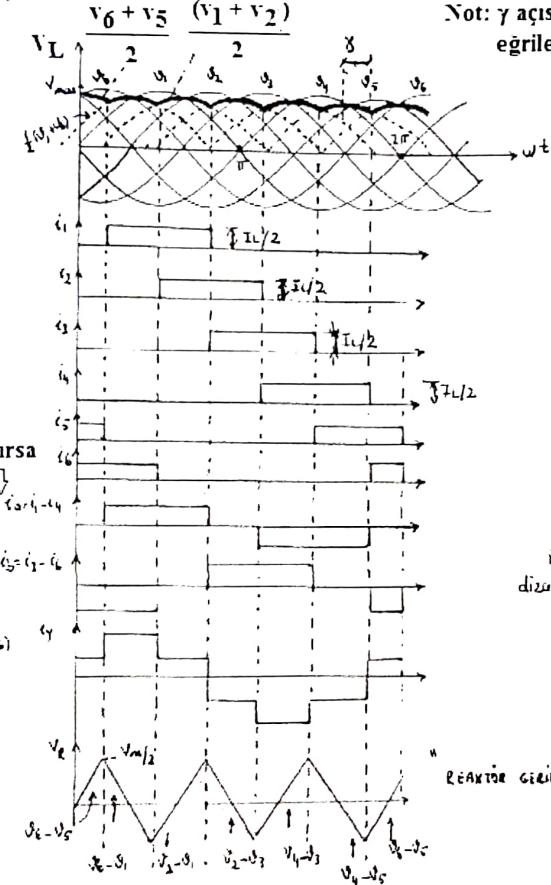
$$i_b = (i_3 - i_6) * (1/\bar{u})$$

$$i_a = (i_1 - i_4) * (1/\bar{u})$$

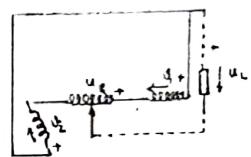


SEKONDER

Not: γ açısının 30 derece olduğu duruma göre
eğriler çizilmiştir



Not: çevirme oranı 1 alınırsa



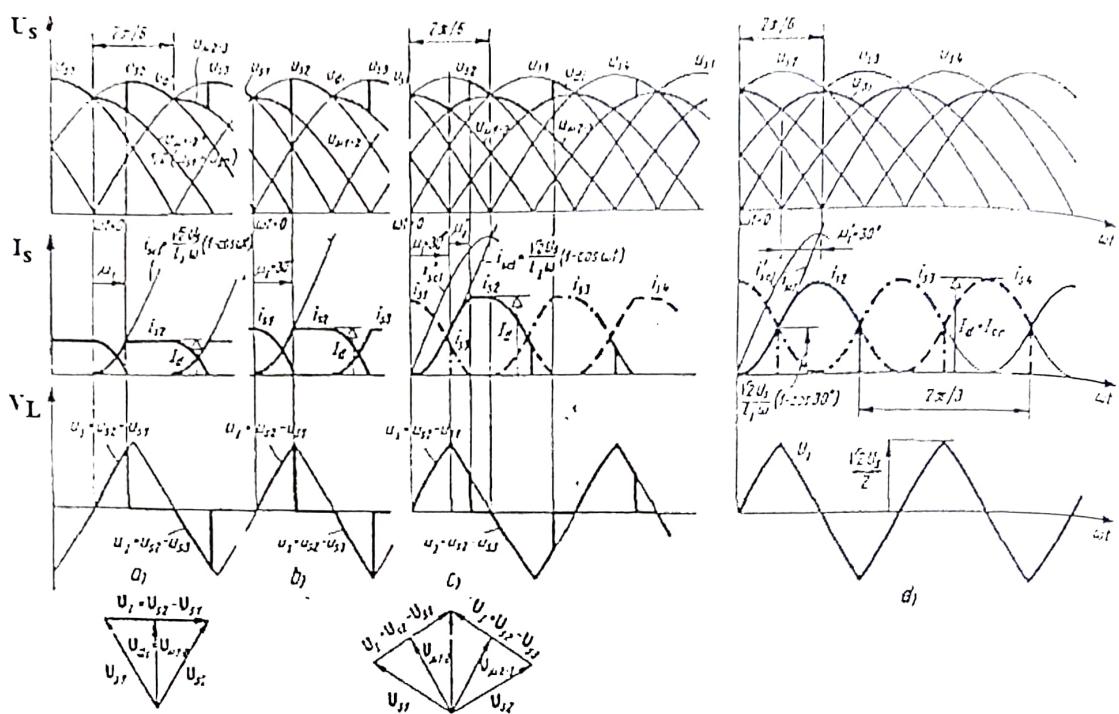
$$i_1 > i_2 \quad \text{④} \quad \text{noktasının sağ tarafı işin}$$

$$-i_2 + i_1 + u_R = 0 \quad \text{⑤}$$

$$u_L = v_1 + \frac{u_R}{2} \quad \text{⑥}$$

$$\text{④ ve ⑤ nin ortak çözümünden } u_L = \frac{u_1 + u_2}{2} \text{ elde edilmiştir.}$$

Bu tür
dizayn avantajı → Fazlı fazlalık
(IDC) ye çok yaklaşıc
→ Diyot akımının yük devresine
yan degerine göre ölçulen edilir.



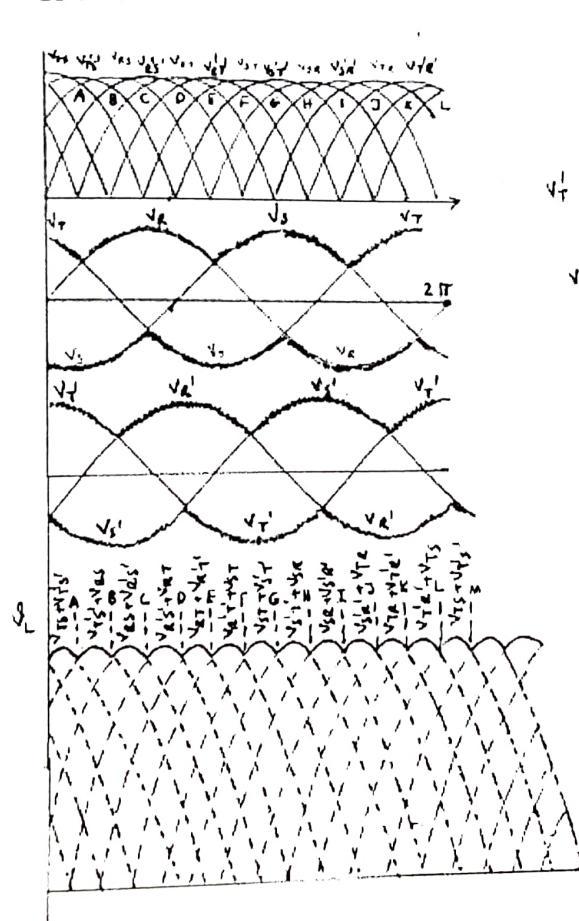
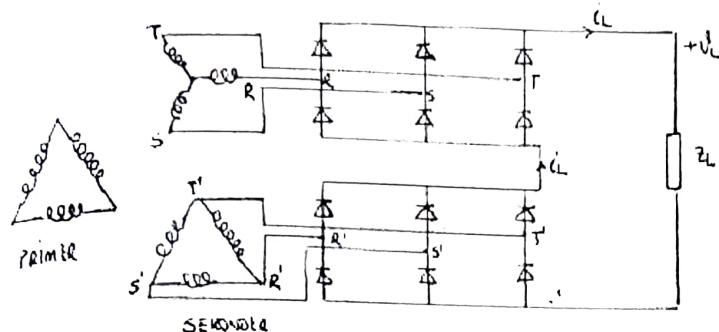
Şekil. Çift yıldız IPT (inter phase transformer) devresinde gerilim ve akım eğrileri
($\alpha=0$ derece için)

- * Yük akımı kritik akımdan küçük olduğunda
- * Yük akımı kritik akıma yakın
- * Yük akımı kritik akıma eşit

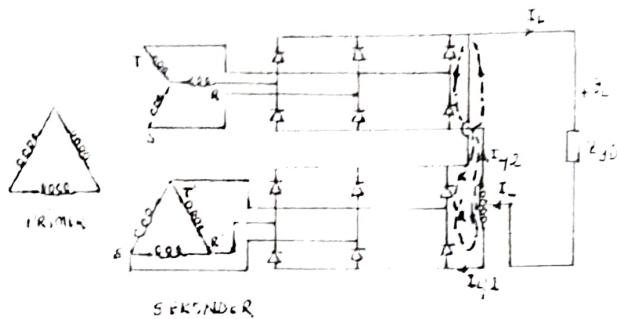
olduğu durumlar için verilen eğriler görülmektedir.

12 "PULSE" KÖPRÜ DOĞRULTUCU

a) SERİ BAĞLAMA

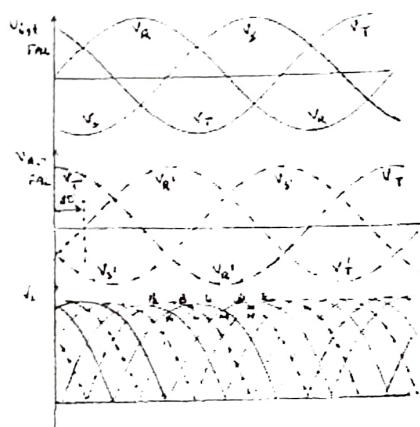


b) PARALEL BAĞLAMA



$$V_{\text{üst hat}}(t) = V_L(t) + 0.5 \cdot V_R(t) \quad (1)$$

$$V_{\text{üst hat}}(t) = V_{\text{alt hat}}(t) + V_R(t) \quad (2)$$

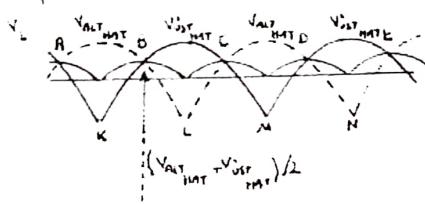


(1) ve (2) denkleminden

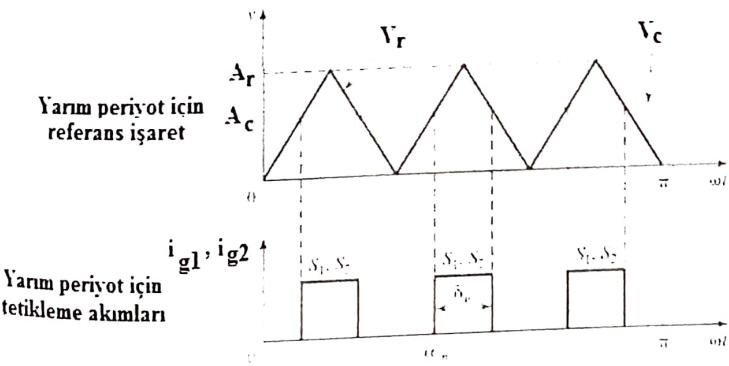
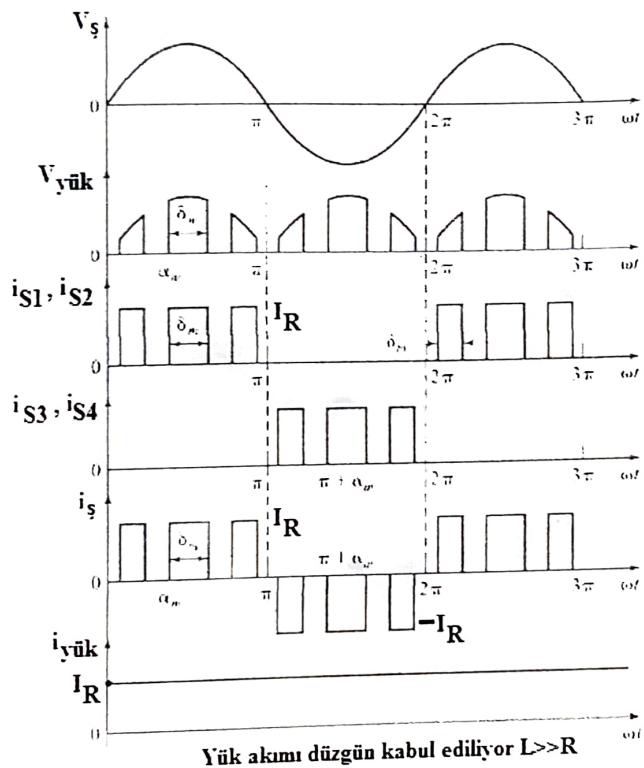
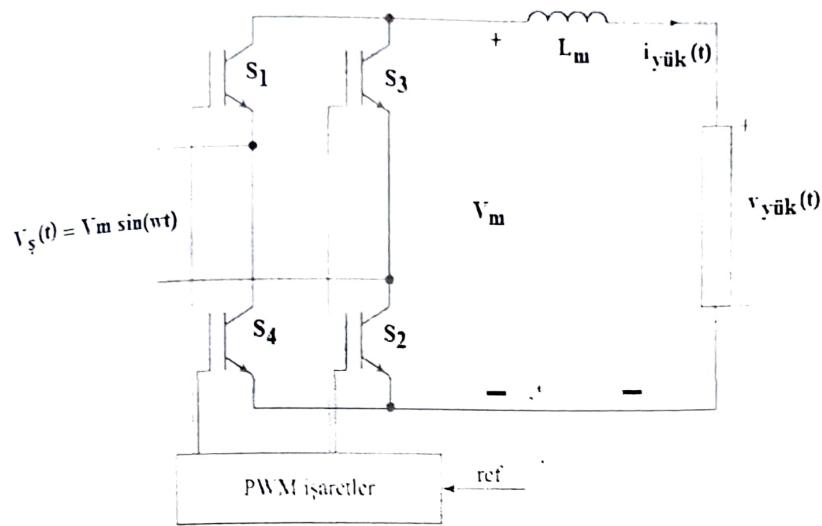
$$V_L(t) = \frac{V_{\text{üst hat}}(t) + V_{\text{alt hat}}(t)}{2}$$

Bu şekilde V_L çizilmemiştir.

Alttaşı şekilde V_L değişimi gösterilmiştir.

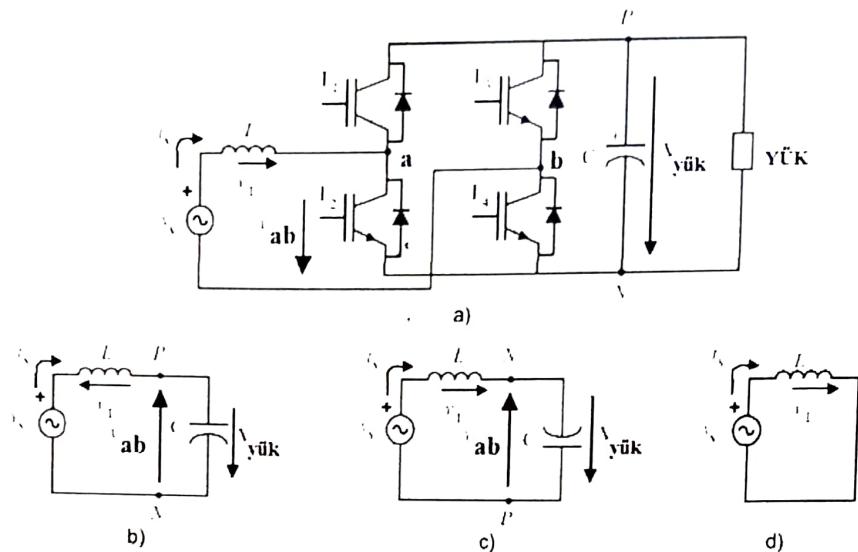


BİR FAZLI PWM DOĞRULTUCU ÇALIŞMASI

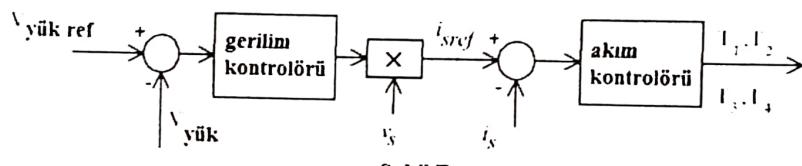


BİR FAZLI BRIDGELESS DOĞRULTUCU

Bridgeless doğrultucuların temel gayesi; hem DA barada (Şekil A(a)'da, P-N müsteri barası) arzu edilen seviyede doğru gerilimi üretmek, hem de doğrultucunun şebekeden çektiği $i_s(t)$ kaynak akımının sinüzoidal formda olmasını sağlamaktır.



Şekil A. Bir fazlı PWM (bridgeless) doğrultucu a) Güç devresi eşdeğer şeması b) T1 ve T4 on c) T2 ve T3 on
d) T1 ve T3 on veya T2 ve T4 on



Şekil B.

GÜÇ DEVRESİ ve ÇALIŞMA PRENSİBİ

Şekil A (a)'da görüldüğü gibi, 4 adet transistöre 4 adet ters yönde diyon bağlanmıştır. Amaç, doğru gerilim olan $V_{yük}$ gerilimini arzu edilen değere çekmektir. Bu devrenin amacına uygun çalışabilmesi için $V_{yük} > V_{Smax}$ şartının sağlanmasıdır. Bu devre iki (bipolar PWM) veya üç seviyeli (unipolar PWM) olarak da kullanılabilir.

Devrede mümkün olan anahtarlama seçenekleri şunlardır:

- 1) T1 ve T4 ON ve T2 ve T3 OFF. Bu durumda $V_{ab} = V_{yük}$ olacaktır. (Şekil b)
- 2) T1 ve T4 OFF ve T2 ve T3 ON. Bu durumda $V_{ab} = -V_{yük}$ olacaktır. (Şekil c)
- 3) T1 ve T3 ON ve T2 ve T4 OFF veya T1 ve T3 OFF ve T2 ve T4 ON. Bu durumda $V_{ab} = 0$ (Şekil d)

Kaynak self (L_s) geriliminin anı değeri;

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_s(t) - k * v_{yük}(t) \quad (1)$$

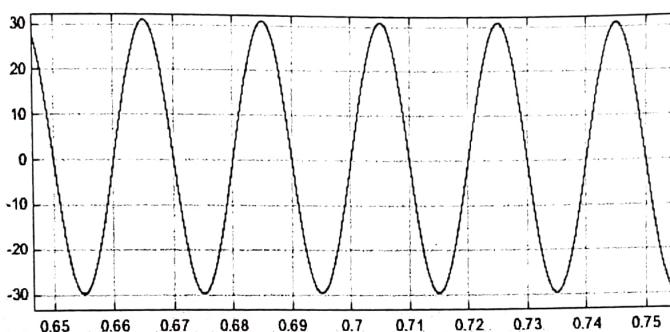
olacaktır. (1) eşitliğinde, k değeri 1, -1 veya 0 değerlerinden birini alacaktır.

Eğer $k=1$ ise, kaynak self gerilimi ani değeri negatif olacak ve dolayısı ile i_s kaynak akımı ani değeri azalacaktır.

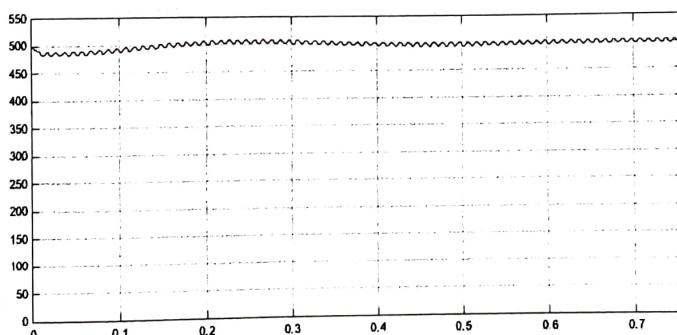
Eğer $k=-1$ ise, kaynak self gerilimi ani değeri pozitif olacak ve dolayısı ile i_s kaynak akımı ani değeri artacaktır.

Eğer $k=0$ ise, $v_s(t)$ değerine bağlı olarak i_s kaynak akımı ani değeri azalacak ya da artacaktır.

Devrenin **kontrol şeması** Şekil B'de gösterilmiştir. Devrenin gerilim kontrolörü PI tipidir. Kontrolör, DC çıkış gerilimini sürdürülecek gerekli gücü kontrol etmeye çalışacaktır. Gerilim kontrolörü, giriş akım genliğini kontrol eder. Bunun sonucu olarak, gerilim-kontrolör çıkışı, kaynak geriliminin (v_s) ani değeri ile çarpılır. Bu çarpımın sonunda ise giriş akımı referans değeri (i_{sref}) elde edilir. Akım kontrolörü ya da histeris akım kontrol yöntemi ile mevcut akım (i_s) olması gereken akım değeri (i_{sref})'e benzetilmeye çalışılır.



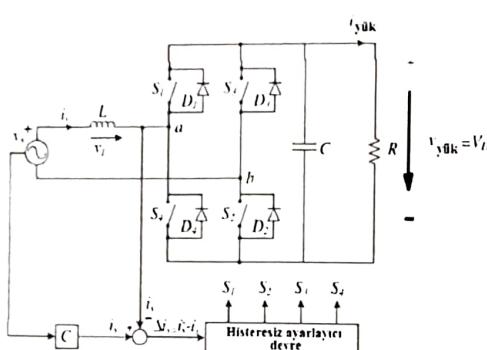
$i_s(t)$ şebeke akımının değişimi (THD değeri: % 0.96)



Yük gerilimi (V_{yuk}) değişimi

Şekil A(a) devresinde aşağıda verilen bridgeless devre parametreleri için, şebeke akımı ve yük gerilimi dalga şekilleri yukarıda verilmiştir.

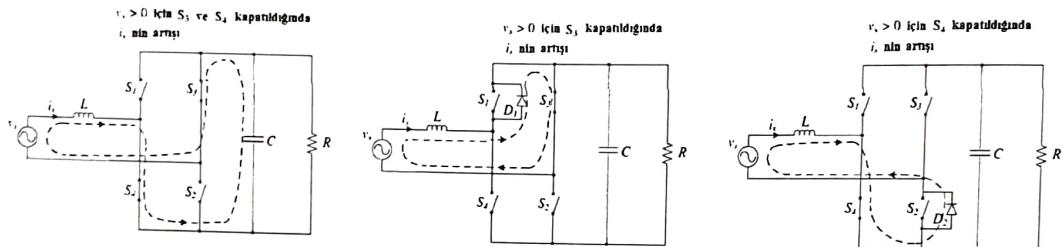
Devre parametreleri: $R_{yuk} = 53.3$ ohm, Arzu edilen DC bara gerilim değeri: $V_{yuk} = 500$ V, $C = 4000 \mu F$, $L = 135 \mu H$, PI kontrolörde; $P = 4e-5$; $I = 9e-3$, Şebeke gerilim etkin değeri: $V = 220$ V, şebeke frekansı: $f = 50$ Hz.



Histeresiz akım kontrolüünden çalışma mantığı

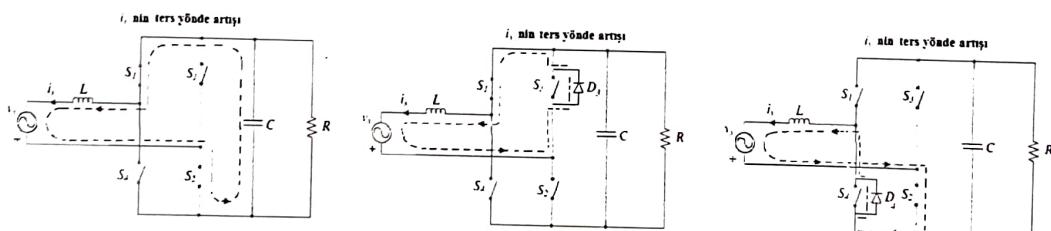
v_s 'nın polaritesi	ON olan anahtarlar	v_{ab} 'nın değeri	i_s 'nın artışı ya da azalışı
+	S_1, S_4	$-V_{IR}$	azalır
+	S_1, D_1	0	azalır
+	S_4, D_2	0	artar
+	D_1, D_2	$+V_{IR}$	artar
-	S_1, S_2	$+V_{IR}$	artar
-	S_1, D_1	0	azalır
-	S_2, D_4	0	azalır
-	D_3, D_4	$-V_{IR}$	azalır

Devrenin kontrol şeması



Referans akımı i_s^* kaynak gerilimi ile aynı fazda ve sıfırzdal dolgu şeklidir. Eğer $\Delta i_s > 0$ ise, i_s akımı i_s^* referans akımından küçük oluyor demektir. $v_s > 0$ ise $v_s > v_{ab}$ şart sağlanırsa i_s artar. S_3 ve S_4 ON yapılırsa, $v_{ab} = -v_{yük}$ olacaktır. Eğer S_1 ON yapılırsa, D_2 üzerinden $v_{ab} = 0$ olacaktır. Eğer S_2 ON yapılırsa, D_1 üzerinden yine $v_{ab} = 0$ olacaktır.

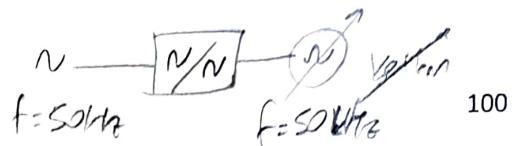
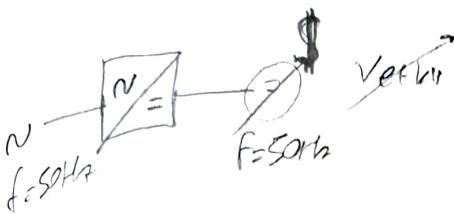
Şebekenin pozitif alternansı için kaynak akımının yolu



Referans akımı i_s^* kaynak gerilimi ile aynı fazda ve sıfırzdal dolgu şeklidir. Eğer $\Delta i_s > 0$ ise, i_s akımı i_s^* referans akımından küçük oluyor demektir. $v_s < 0$ ise $v_s < v_{ab}$ şart sağlanırsa i_s artar. S_1 ve S_2 ON yapılırsa, $v_{ab} = v_{yük}$ olacaktır. Eğer S_1 ON yapılırsa, D_2 üzerinden $v_{ab} = 0$ olacaktır. Eğer S_2 ON yapılırsa, D_1 üzerinden yine $v_{ab} = 0$ olacaktır.

Şebekenin negatif alternansı için kaynak akımının yolu

Kaynak geriliminin pozitif olduğu durumda, eğer $\Delta i_s < 0$ ise, i_s akımı referans akımdan büyük olacaktır. Bu durumda akım azalacaktır. Eğer devredeki 4 anahtarda OFF yapıılırsa, D_1 ve D_2 diyonotları üzerinden kaynak akımı yolunu tamamlar. Bu koşulda $v_s < v_{ab}$, $v_{yük} = v_{ab}$ olacaktır. Kaynak geriliminin negatif olduğu durumda, eğer $\Delta i_s < 0$ ise, i_s akımı referans akımdan büyük olacaktır. Bu durumda akım azalacaktır. Eğer devredeki 4 anahtarda OFF yapıılırsa, D_3 ve D_4 diyonotları üzerinden kaynak akımı yolunu tamamlar. Bu koşulda $v_s > v_{ab}$, $v_{yük} = -v_{ab}$ olacaktır.



ALTERNATİF AKIM KİYİCİLERİ

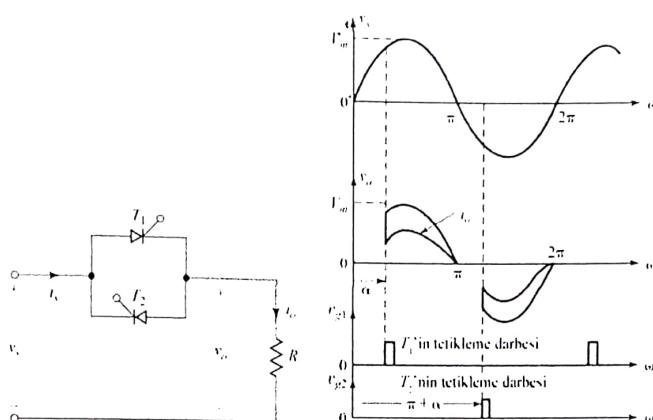
1) Bir fazlı alternatif akım kıymaları

2) Üç fazlı alternatif akım kıymaları

Alternatif akım kıymalarında iki farklı yöntem kullanılır: 1) Faz Denetimi yöntemi, 2) Açık-Kapalı Denetim

BİR FAZLI ALTERNATİF AKIM KİYİCİLERİ (Faz Denetimli)

A) Tam kontrollü AA kıymalar

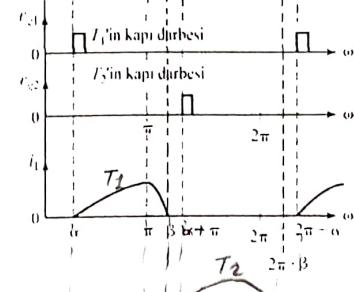
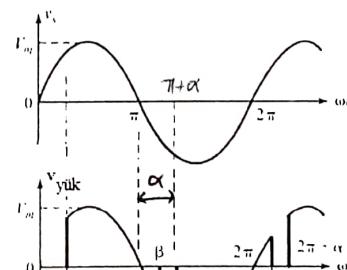
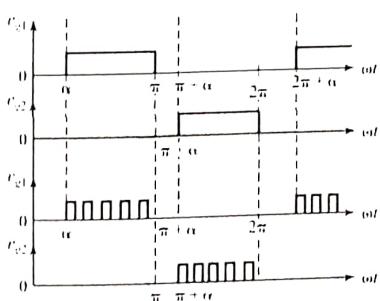
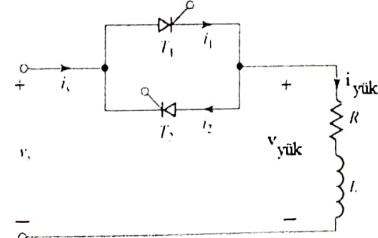


Şekil 1. a) Omik yüklü AA kıymacı devresi

b) Devre eğrileri

$$V_{yük\text{etkin}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\alpha}^{\pi} (V_m \sin \omega t)^2 dt} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \left(\int_{-\alpha}^{\pi} (V_m \sin \omega t)^2 dt + \int_{\pi}^{2\pi} (V_m \sin \omega t)^2 dt \right)$$



Şekil 2. R,L yüklü AA kıymacı devresi ve bu devreye ilişkin eğriler!



$\alpha = \beta$ veya $\alpha \leq \beta$
ise sinusoidal olur

$$\beta = \frac{L}{R}$$

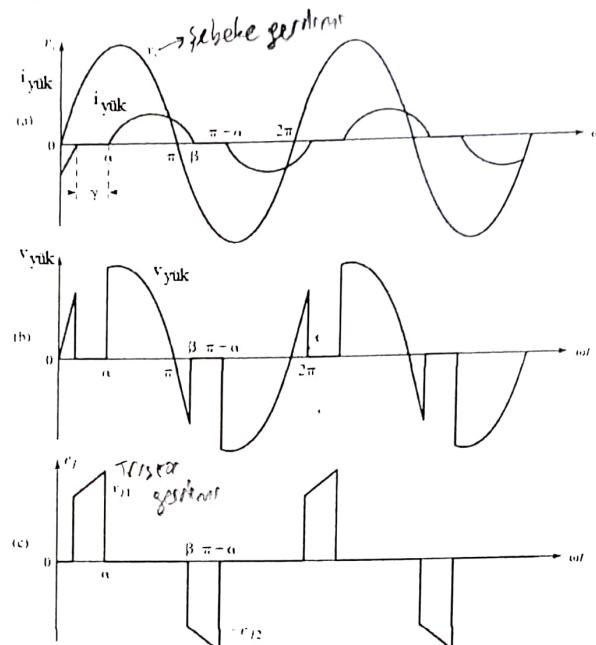
$$I_{york} = 0 \text{ var}$$

$$I_{Tort} = \text{var}$$

Tristor 1CM $\rightarrow T = 20^\circ C$

etken değer hesap
yapılıken $T = 20^\circ C$
olarası bir

Not: Sürekli kapı darbeleri tristörlerin anahtarlama kayıplarını artırır. Bunun için daha büyük boyutlu kapı yalıtım transformatörleri gereklidir. Bundan kaçınmak için yukarıda gösterildiği gibi kısa süreli darbelerden oluşan bir darbe dizisi tercih edilir.



Şekil 3. R,L yüklü AA kırıcıda akım ve gerilim değişimleri

Tristör akımı i_1 olmak üzere;

$$V_m \sin wt = L \frac{di_1(t)}{dt} + Ri_1(t) \rightarrow i_1(t) = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(wt - \theta) + Ae^{-(R/L)t}; Z = \sqrt{R^2 + (wL)^2}$$

$\theta = \tan^{-1}(wL/R)$; $i_1(wt = \alpha) = 0$ ilk koşulu yukarıdaki akım denkleminde kullanılırsa;

$A = -\frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha/w)}$ elde edilir. Bu durumda tristör akımı;

$$i_1(t) = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \left[\sin(wt - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha/w - t)} \right]$$

olacaktır.

T1 tristörünün sıfıra gittiği açı β ise, aşağıdaki denklem yardımı ile bulunabilir:

$$\sin(\beta - \theta) = \sin(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha - \beta)/w}$$

T1 tristörünün iletimde kaldığı açı değeri ise; $\delta = \beta - \alpha$ olacaktır.

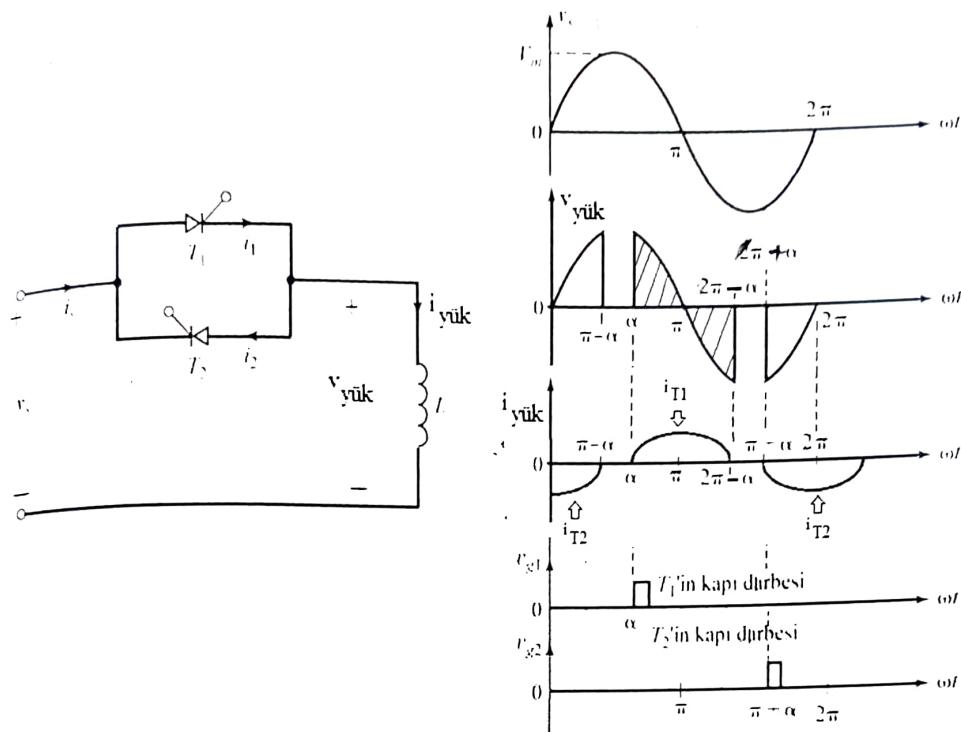
$$V_{yüketicin} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (\sqrt{2}V_s \sin wt)^2 * dwt} = V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} (\beta - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2})}$$

Eğer, i_1 (tristör) akımının etkin değeri I_{T1} ise, yük akımının etkin değeri;

$$I_{yüketicin} = \sqrt{I_{T1}^2 + I_{T2}^2} = \sqrt{2}I_{T1}$$

olacaktır.

T_1 ve T_2 eşit ve eş zamanlı geliştiğinden



Şekil 3. L yüklü AA kiyıcıda akım ve gerilim değişimleri

AA kiyıcıda, yük **saf endüktif** olduğu durumda, tetikleme açısı $\alpha=90$ derece olduğunda, yük akımı kesintisiz ve tam bir sinüzoidal akım formunda olacaktır. Tetikleme açısı $\alpha>90$ olduğunda ise, yük akımında kesinti başlayacaktır. Yük akımı kesintili olduğunda ($\alpha>90$), kaynak akımı ile kaynak gerilimi arasında 90 derece faz farkı olmayacağından, 90 derece faz farkı, kaynak gerilimi ile kaynak akımının ana harmoniği arasında olacaktır (yük akımı ile kaynak akımının aynı şey olduğu yukarıdaki devreden anlaşılır).

Tristör akımının (i_1) anı akım denklemi için $i_1(wt = \alpha) = 0$ ilk koşulu kullanılarak;

$$V_m \sin wt = L \frac{di_1(t)}{dt} \rightarrow i_1(t) = \frac{\sqrt{2}V_s}{wL} (-\cos wt + \cos \alpha)$$

$V_s = \text{Vektör}$

elde edilir.

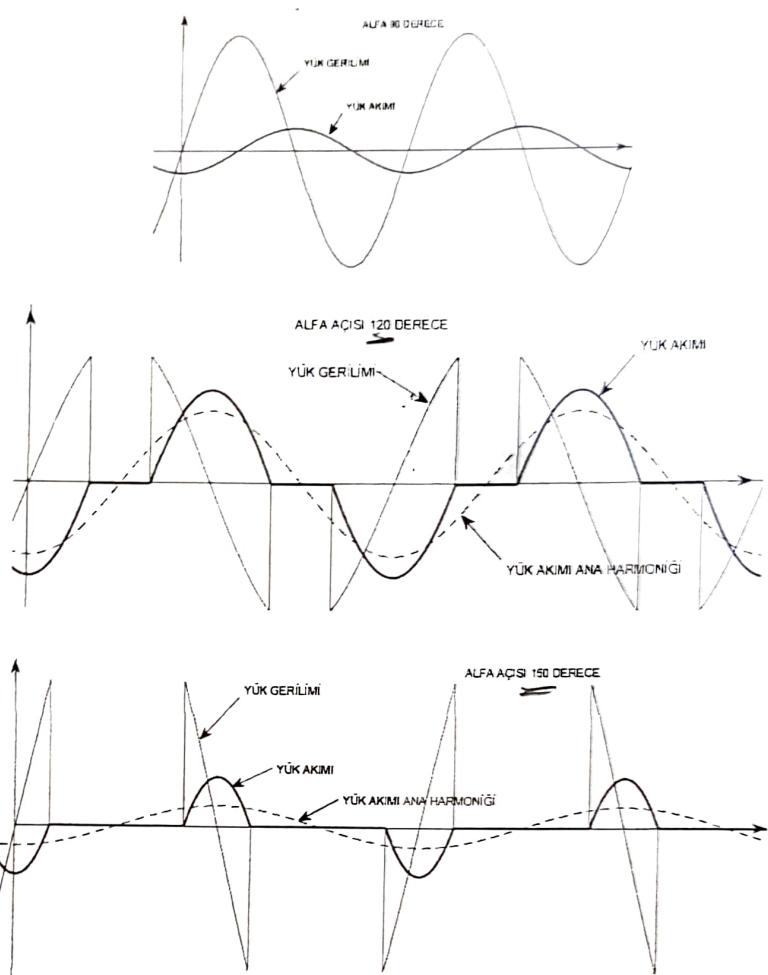
$$I_{T1e} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \left(\frac{V_m}{X_L} (-\cos wt + \cos \alpha) \right)^2 dt}$$

$$I_{T1} = ((0.16 * V_m^2 * (\pi * \cos(2*\alpha) - 2.0 * \alpha + 1.5 * \sin(2*\alpha) - \alpha * \cos(2*\alpha) + 6.28)) / (L^2 w^2))^{0.5}$$

$$I_{\text{yüketkin}} = \sqrt{I_{T1}^2 + I_{T2}^2} = \sqrt{2}I_{T1} \text{ olacaktır.}$$

$$V_{\text{yüketkin}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (\sqrt{2}V_s \sin wt)^2 * dt} = V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} (2\pi - 2\alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin(4\pi - 2\alpha)}{2})}$$

Saf endüktif yüklü AA kırıcısının bir uygulama alanı olarak STATİK VAr SİSTEMLERİ



$\alpha=90$ derece için yük akımı saf sinüs formunda bulunmaktadır. $\alpha=90$ derece için yük akımı etkin değeri;

$$I_L = I_{L1} = \frac{V}{wL} ; \quad |I_L| : i_L(t) \text{ akımının ana harmonik etkin akım değeri} \quad (1)$$

Eğer tetikleme açısı 90 dereceden daha büyük yapılarsa, yük akımının etkin akım değeri de azalmaya başlayacaktır. Bu durumda, L endüktans değerinin alfa açısına göre değiştiği kabulü de yapılabilir (alfa açısı büyündükçe akım küçüleceğinden, sanki alfadaki artışın sonucu olarak akım değerindeki bu azalmanın, alfa artışı ile L değerinin artması sonunda gerçekleştiği gibi bir kabul yapılıyor). Gerçekte L değeri alfa açısına göre değişmese de, bu kabul bize hesaplamalarda kolaylık sağlayacaktır. $L(\alpha) = L_e$ ifadesi bize, alfanın değişimi ile ortaya çıkan (etkin) self değerini göstermektedir. Buna göre, $\alpha=120$ derece için elde edilen L_e değeri ile $\alpha=150$ derece için elde L_e değeri farklıdır.

$\alpha > 90$ derece için yük akımının Fourier analizinden elde edilen ana harmonik etkin değeri (ispatı yapılmayacaktır);

$$I_{L1} = \frac{V}{\pi wL} (2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha) ; \quad 180^\circ > \alpha > 90^\circ \quad (2)$$

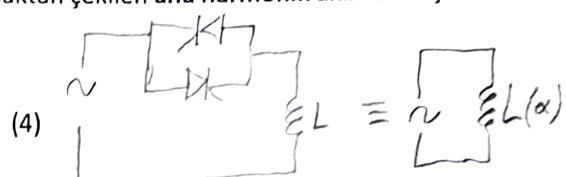
(2) eşitliğinden;

$$I_{L1} = \frac{V}{wL_e} \Rightarrow L = L_{\alpha} = f(\alpha) = L \left(\frac{\pi}{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha} \right) \quad (3)$$

yazılıarak, L endüktans değerinin, alfa açısına bağlı olarak değiştiği düşünülebilir.

AA kıyıcısına yük olarak saf endüktif yük bağlandığında kaynaktan çekilen **ana harmonik akımına** ilişkin reaktif güç değeri;

$$Q_1 = V * I_{L1} = \frac{V^2}{wL_e}$$

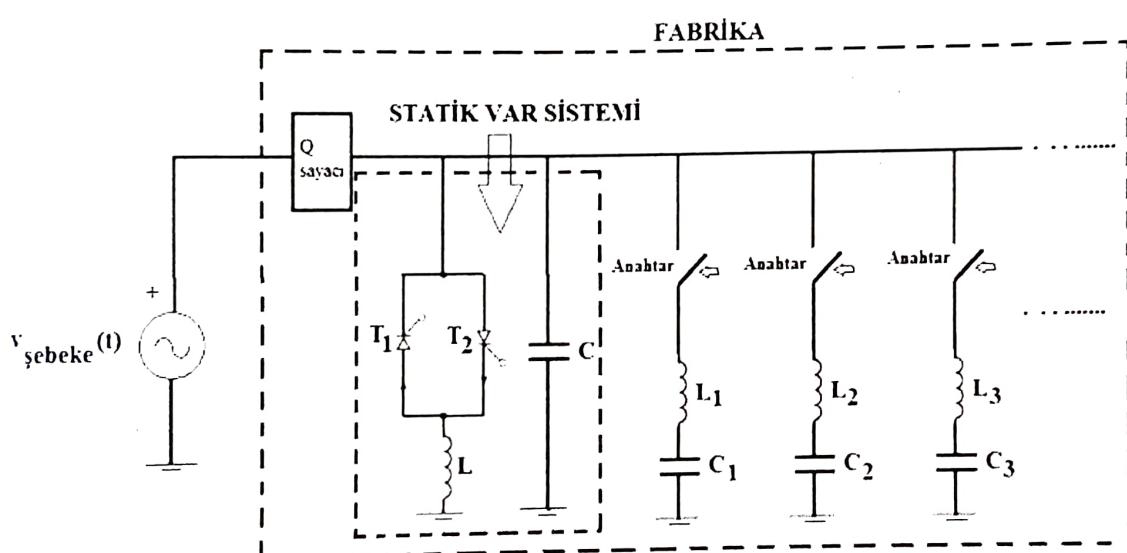


(burada "1" indisi, reaktif gücün ana harmoniği ait olduğunu göstermektedir)

ÖNEMLİ NOT: Burada yapılan hesaplamalarda, alfa açısı ile yükün tüm reaktif güç değerinin kontrol edildiği düşünülemez. Burada alfa ile reaktif gücün ana harmonik değerinin değiştirildiği unutulmamalıdır. Eğer, reaktif güç sayacının yalnızca ana harmoniği ölçtüüğü düşünülürse, ancak o zaman, tam kompanzasyondan bahsedilebilir. Zira gerçekte, reaktif gücün içinde ana harmonik

bileşeni dışında diğer harmoniklerin de reaktif güç değerleri bulunmaktadır. $Q = \sum_{i=1}^{\infty} Q_i$

$$\begin{aligned} L_{\text{max}} &\approx 1,0 \\ \alpha &= 90^\circ \end{aligned}$$



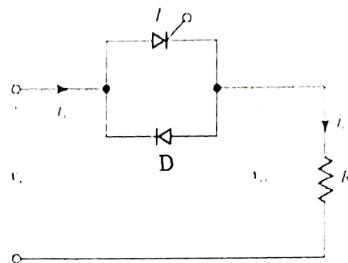
UYARI: Yukarıdaki devrede, STATİK VAR SİSTEMİ içinde, neden AA kıyıcıya paralel olarak C kapasitesi bağlandığını düşününüz.

Statik VAr sistemlerinin temel mantığı, fabrika içindeki ani ve rasgele ortaya çıkacak reaktif yük değişimlerinde, şebekeden ihtiyaç duyulacak reaktif gücün tespit edilerek, mikroişlemciye gömülücek yazılımı kullanarak, (2-4) eşitlikleri ile, alfa açısının hesaplanması ve bu açıya göre tristörlerin tetiklenerek L ve C yardımı ile yükün ek reaktif güç talebinin şebeke yerine "statik VAr sisteminden" karşılanmasıdır. Böylece reaktif güç sayacı dönmeyecek ve cezaya girilmeyecektir.

(Not: Cari olan uygulamaya göre aktif güç bedelinin %20inden fazla değerde şebekeden reaktif güç çekildiğinde tüketiciden reaktif güç ücreti tahsil edilmektedir. Bu oranın daha da aşağıya çekilmesi için çalışmalar yapılmaktadır.)

Bir kere VAr getirip sonra onu sürekli kullanırsınız.

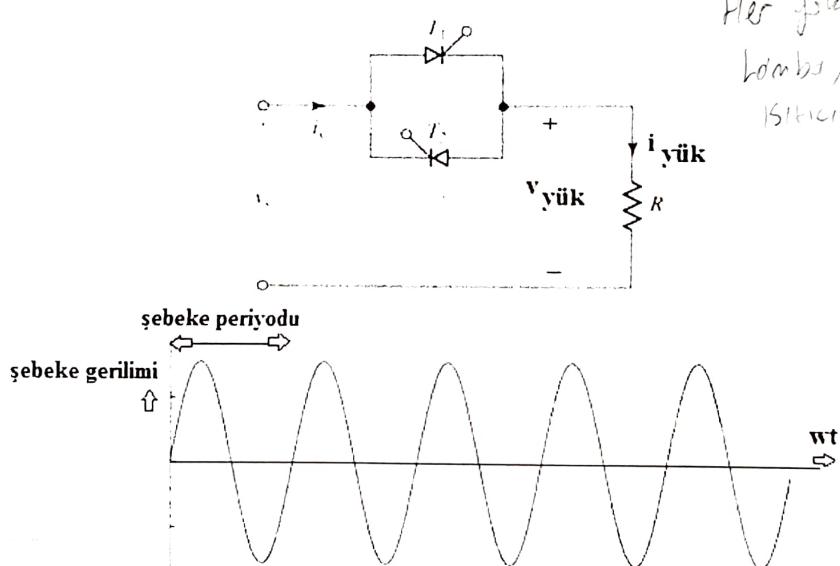
B) Yarım kontrollü AA kıvıçılalar



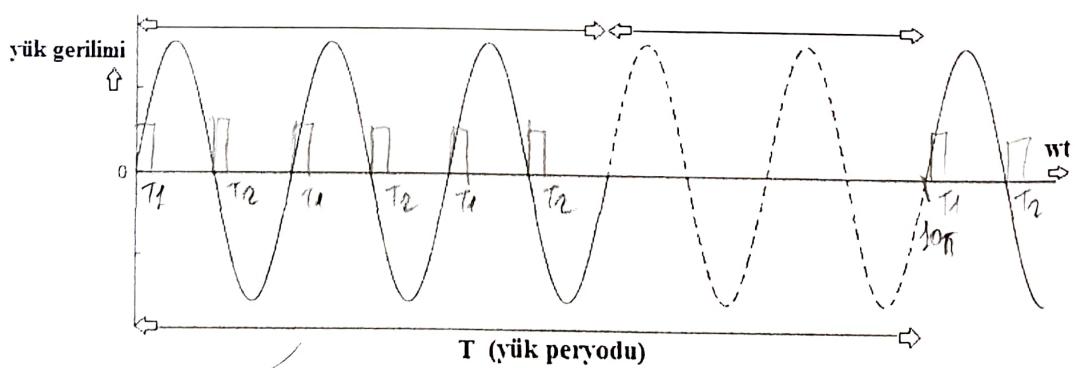
$$V_{\text{yüketkin}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\alpha} (V_m \sin wt)^2 * dwt + \int_{\alpha}^{\pi} (V_m \sin wt)^2 * dwt \right]} \quad (5)$$

$$V_{\text{yüketkin}} = \sqrt{(0.04 * V_m^2 * ((\sin 2\alpha) - 2\alpha + 6.28) + 0.25 * V_m^2}$$

AÇIK_KAPALI DENETİM (ON-OFF CONTROL)



3 şebekе periyodu var 2 şebekе periyodu yok



Yukarıda verilen yöntem kullanılarak, yük gerilimi etkin değeri değiştirilebilir. Bu durumda yük geriliminin frekans değeri daima, şebekе gerilimi frekans değerinden küçük olacaktır.

$$V_{ye} = \sqrt{\frac{3}{5}} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m \sin \omega t)^2 d\omega t = \sqrt{D} \cdot V_e$$

106

Yukarıda verilen yük gerilim değişiminin etkin değeri;

$$V_{yük\ etkin} = \sqrt{\frac{n}{(n+m)}} * \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi} (V_m \sin \omega t)^2 * d\omega t \right] = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{n}{(n+m)}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{D} \quad (6)$$

$$T_k = 5T$$

$$D = 0, \frac{T}{5T}, \frac{2T}{5T}, \frac{3T}{5T}, \frac{4T}{5T}, 1$$

(6) eşitliğinde;

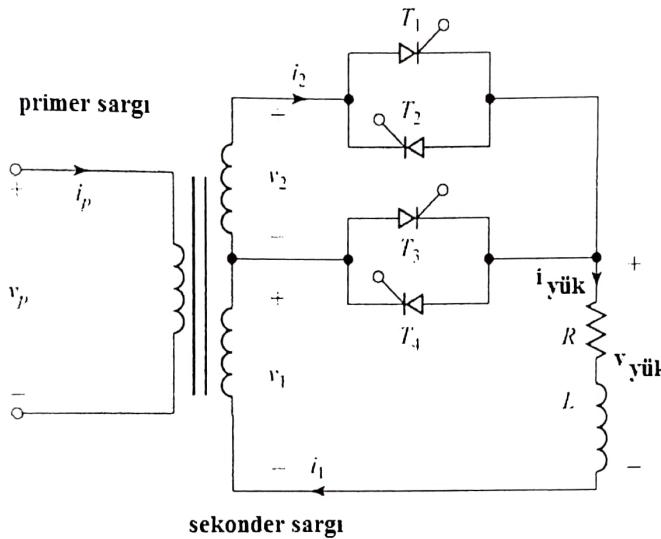
n: Yük geriliminin bir periyodu içinde tekrar eden şebeke periyod sayısıdır.

m: Yük geriliminin bir periyodu içinde tekrar etmeyen şebeke periyod sayısıdır.

D=Doluluk oranı (duty cycle)

$$D=n/(n+m)$$

BİR FAZLI TRANSFORMATÖR UÇ DEĞİŞİTRİCİ

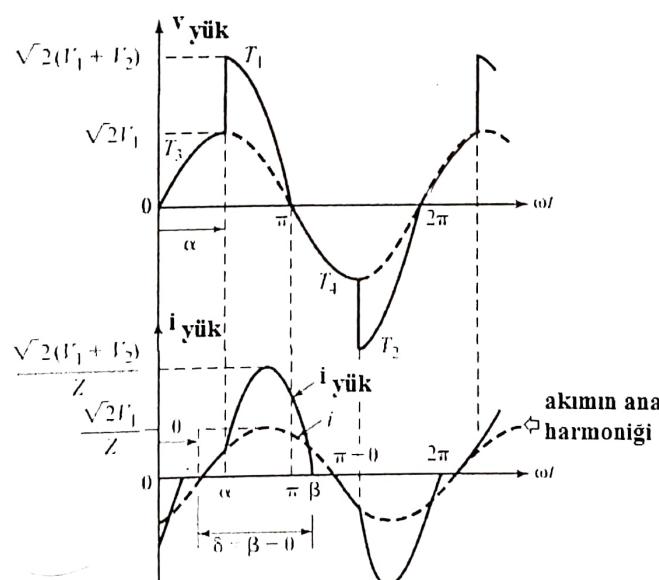


*Moderne
Kanguru makinası.*

$$\mathcal{E} \quad \omega L = fL$$

- $\omega L = 2\pi f L$
- L yi ortaya koyan
Z'ın değişimini
sağlarken yerine
 f yi ortaya koyan
Z'yi değiştirmesi
sağlar.

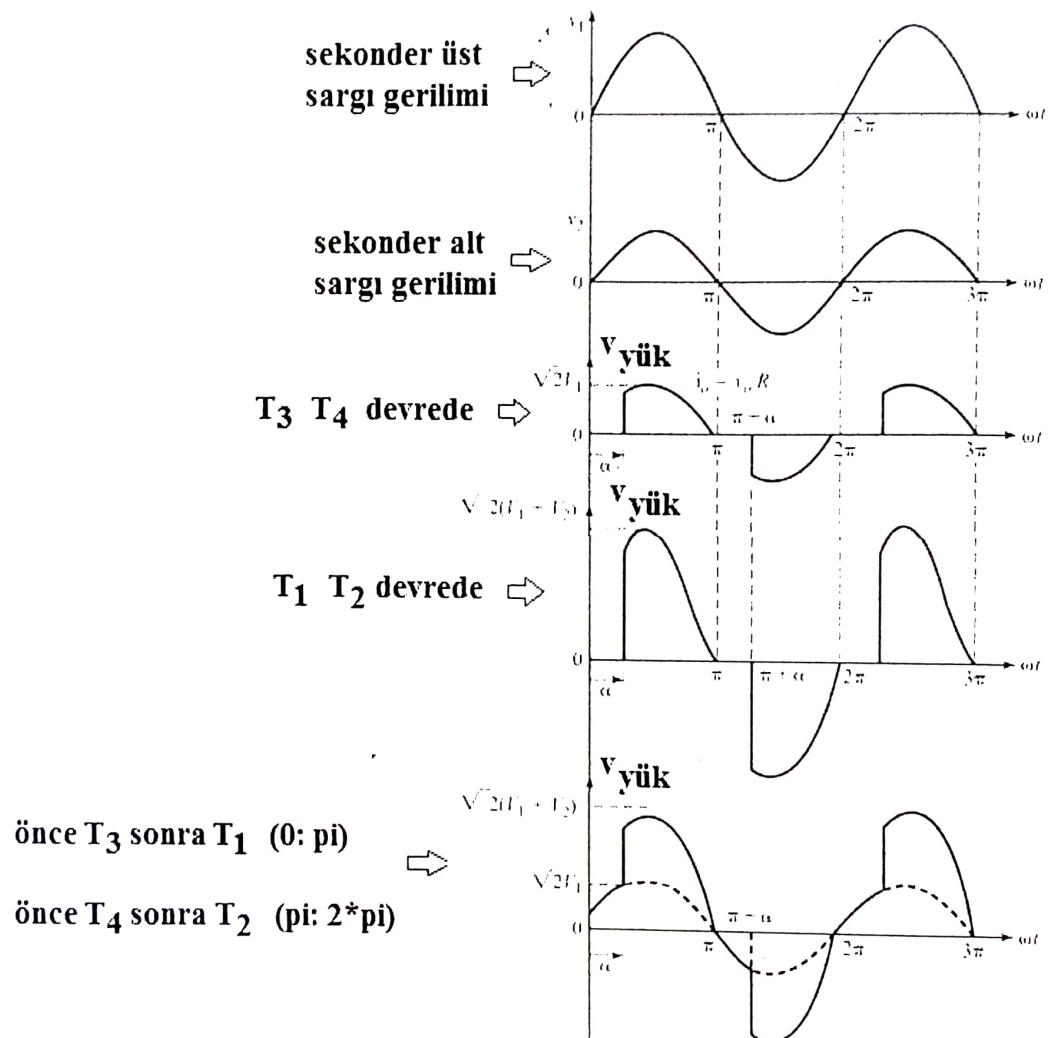
*Bobinler
zisgi devre
edilmesi
məqsədi*



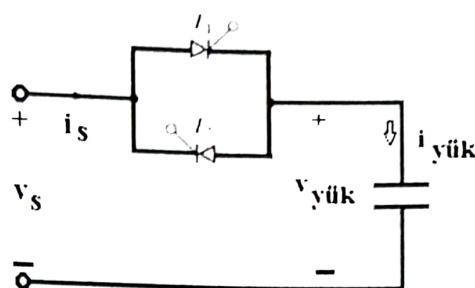
Yukarıda verilen tristör tetiklemelerine göre yük uçları arasındaki gerilimin etkin değeri;

$$V_{\text{yüketkin}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^\alpha (\sqrt{2}V_1 \sin \omega t)^2 * d\omega + \int_\alpha^\pi (\sqrt{2}(V_1 + V_2) \sin \omega t)^2 * d\omega \right]}$$

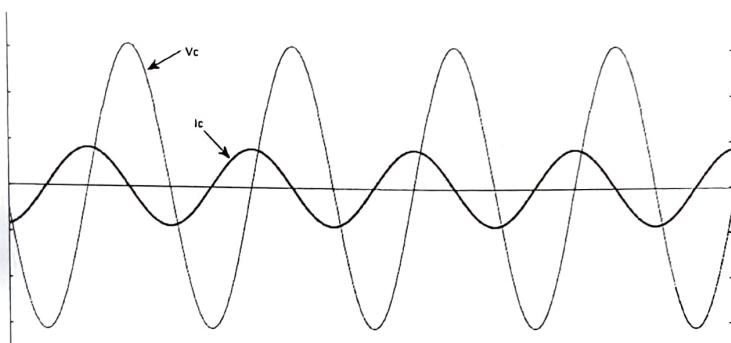
$$V_{\text{yüketkin}} = \sqrt{\frac{V_1^2}{\pi} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) + \frac{(V_1 + V_2)^2}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}$$



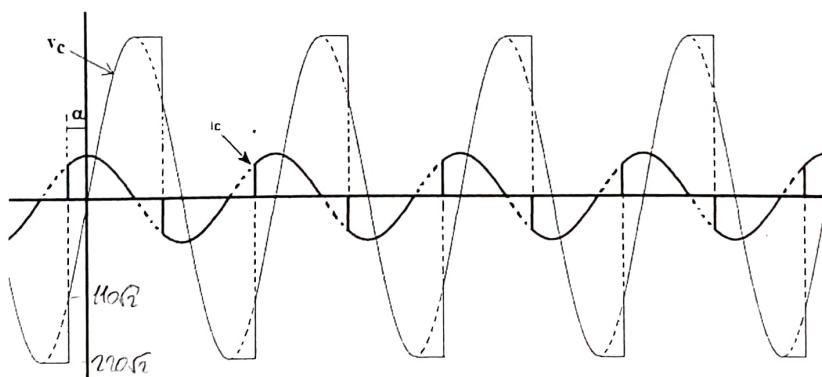
BİR FAZLI TAM KONTROLLÜ AA KİYICIDA YÜK OLARAK "KAPASİTE" OLMASI DURUMU



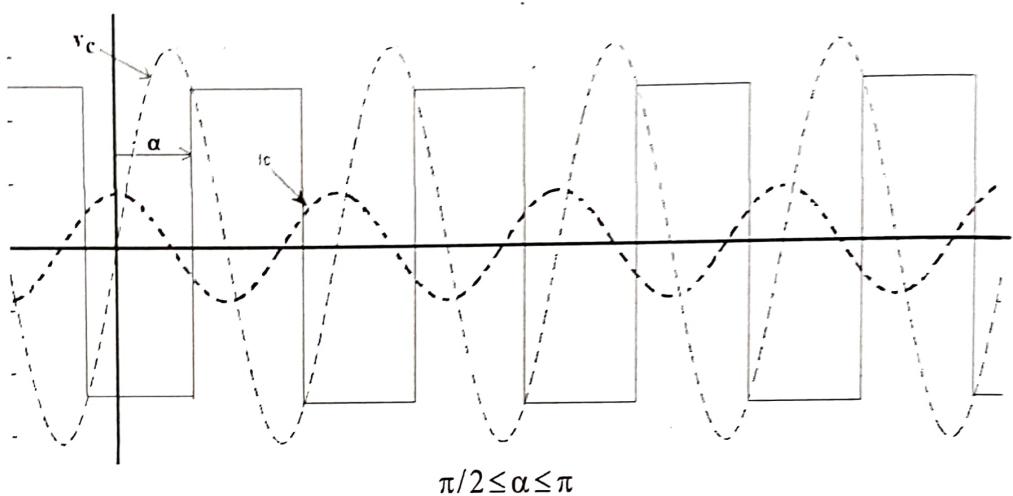
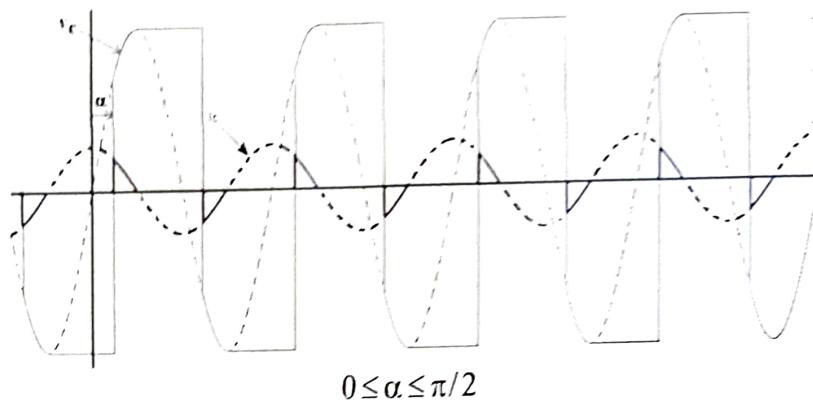
Pratikte, bir kapasiteyi AA kıyczı çıkışına direkt olarak bağlamak mümkün değildir. Zira, anahtarlama anında, kaynaktan yüksek değerde bir akım çekilir. Burada, öyle bir direnç değerinden bahsedeceğiz ki, akımdaki bu sıçramayı engellemekle beraber, bu direnç değerinin devrenin zaman sabiti üzerinde bir etkisi olmasın. Bu durumun bizim için anlamı, akım değişiminin sinüzoidal olmasıdır.



Kapasite akım ve gerilim değişimi (genel)



$$-\pi/2 \leq \alpha \leq 0$$



1) $-\pi/2 \leq \alpha \leq 0$ tetikleme aralığı için yük geriliminin yarı periyoddaki ortalama değeri;

$$V_{\text{yükort}} = \frac{V_m}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi/2} \sin wt * dwt + \int_{\pi/2}^{\pi-\alpha} \sin wt * dwt + \int_{\pi-\alpha}^{\pi} \sin wt * dwt \right]$$

$$V_{\text{yükort}} = \frac{V_m}{\pi} \left(2 - \alpha + \frac{\pi}{2} - \cos \alpha \right)$$

2) $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ tetikleme aralığı için yük geriliminin yarı periyoddaki ortalama değeri;

$$V_{\text{yükort}} = \frac{V_m}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi/2} \sin wt * dwt + \int_{\pi/2}^{\pi+\alpha} \sin wt * dwt \right] = \frac{V_m}{\pi} \left(\alpha + \frac{\pi}{2} + \cos \alpha \right)$$

3) $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$ tetikleme aralığı için yük geriliminin yarı periyoddaki ortalama değeri;

$$V_{\text{yükort}} = \frac{V_m}{\pi} \sin \alpha \left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} dwt \right] = \frac{V_m}{\pi} \sin \alpha$$

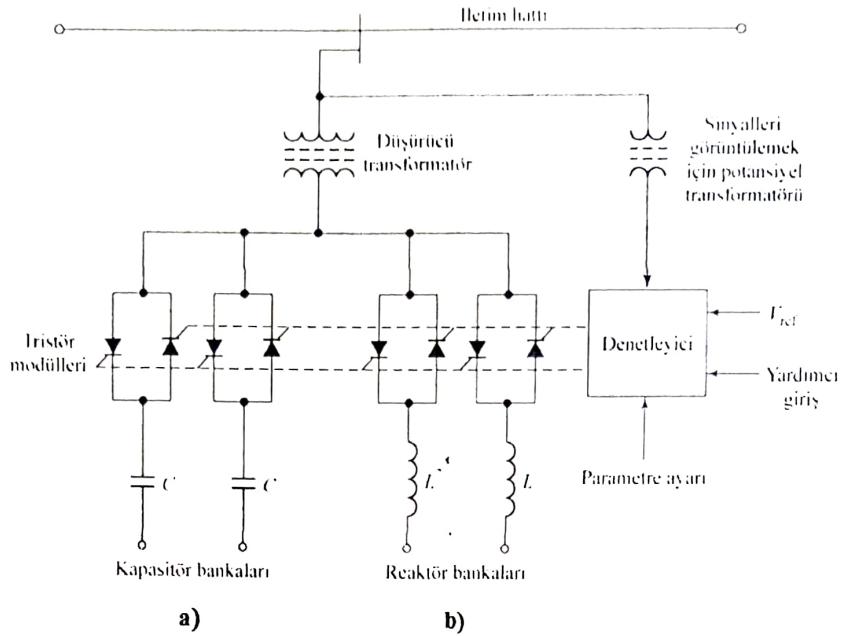
STATİK REAKTİF GÜC KOMPANZASYONU

1. Alternatif akımlı enerji sistemlerinde reaktif güç kompanzasyonunun önemi bilinmektedir. Bu yüzden güç faktörünü ($\cos\phi$) düzeltmek için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Kompanzasyon sisteminde yükün özellikleri oldukça önemlidir. Güç ve güç katsayısi yaklaşık olarak sabit kalan bir yükün varlığı halinde uygun olarak seçilmiş bir kondansatör grubu reaktif güç problemini çözer. Fakat yük, zaman içinde farklı reaktif güç talebinde bulunuyor ise, yukarıda önerilen çözüm burada yeterli olmaz. Bu durumda problem 4 farklı yaklaşım ile çözülür:
 - a) Besleme sisteminin kısa devre gücünü arttırap sabit kondansatör bataryası kullanmak.
 - b) Mekanik olarak anahtarlanan şönt kondansatör grupları kullanmak
 - c) Senkron makinaları kapasitif bölgede çalıştırırmak ya da ayrıca senkron kapasitor kullanmak.
 - d) Tristörlü reaktif güç sistemleri (statik VAr sistemleri) kullanmak.
2. Gerek ark fırınlarında, gerek fazlarında farklı aktif ve reaktif güçler çeken dengesiz yüklerde, gerekse güç faktörünün anlık olarak değişim gösterdiği tüketicilerin var olduğu yerlerde, ani reaktif güç talebi, sistemin gerilim değerinde ani gerilim dalgalanmalarına yol açarak, enerji kalitesine ciddi zarar verebilir. Arzu edilmeyen bu gerilim dalgalanmalarından kurtulmak için, ani reaktif güç talebinin ani olarak şebekeden değil, hızlı bir şekilde çalışan kompanzasyon sistemlerinden (statik VAr sistemleri) temin edilmesi gereklidir.
3. Değişken reaktif güç temininde senkron reaktör kullanımı bir çözüm yoludur. Enterkonnekte sisteme bağlı olarak çalışan bir senkron makinanın uyarma akımı değiştirilerek reaktif güç denetimi yapılabilir. Yükün aktif ve reaktif güç değerleri ani olarak ölçülüp senkron makinanın uyarma akımı geri beslemeli olarak ayarlanırsa (kapalı çevrim), yükün bağlı olduğu barada güç katsayısi sabit olarak ayarlanmış olur. DİNAMİK KOMPANZASYON olarak adlandırılan bu yöntemin aşağıda belirtilen sakıncaları bulunmaktadır:
 - a) Döner makine kullanma zarureti ve makinanın eylemsizlik momenti nedeni ile ani olarak kontrol etme imkanının olmaması.
 - b) Tepkime hızının yeterince büyük olmaması
 - c) Üç fazın birbirinden bağımsız olarak kontrol edilme imkanının olmaması

Yukarıda belirtilen nedenlerden dolayı dinamik kompanzasyon yaygın olarak kullanılmamaktadır.

Yukarıda sayılan sakıncalar tristörlü devrelerle ortadan kaldırılmıştır. Tristörlü devreler, "statik VAr kompanzasyonu" adı altında endüstride "dinamik kompanzasyona" tercih edilmektedirler. Çok değişik türlerde statik VAr sistemleri tasarlanabilir. Aşağıda adı geçen 3 ayrı kompanzasyon türü diğerlerine göre daha yaygın olarak kullanılmaktadır:

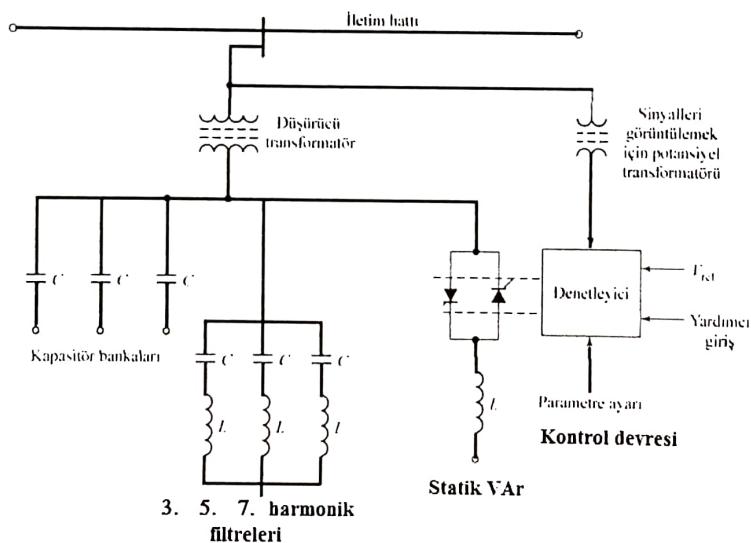
- 1) Tristör anahtarlamalı kapasitörler (TSC) *Gerilim farkını kontrol ediyor. Genlilik sıfır olması*
- 2) Tristör anahtarlamalı endüktörler (TSR) *Akım farkını kontrol ediyor. Akımın sıfır olması*
- 3) Sabit kapasitor ve tristör denetimli (kontrollü) endüktörler (TCR)



a)

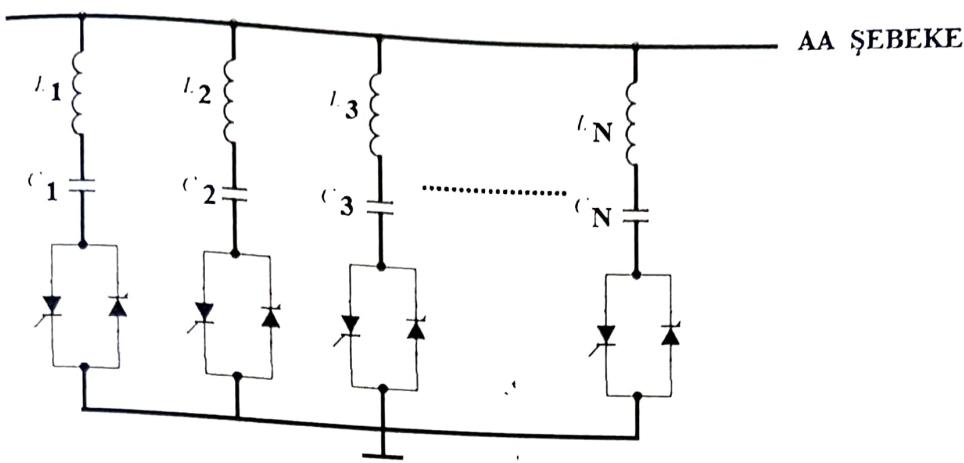
b)

Yukarıda verilen şekilde tristörler "anahtarlama elemanı" olarak kullanılmakta ve kademeli denetim yapılmaktadır. Bu tür kullanımında geçici olaylardan kaynaklanan problemler minimize edilmesi, harmonik oluşmaması, kayıpların azaltılması, denetim esnekliğinin sağlanması, yedekleme olanağı dolayısı ile sistem güvenirlüğünün yüksek olmasıdır. Bu sistemin olumsuz yönleri ise reaktif güç değişimlerine en erken çeyrek periyod içinde cevap verebilmeleri, daha duyarlı bir reaktif güç kontrolü için daha çok kapasite ve/veya bobin kullanılmasının gereklmesi, dolayısı ile sistem maliyetinin artmasıdır.



Yukarıda verilen sistemde ise sabit bir kapasitör grubu ve tristör denetimli bir bobin yardımı ile reaktif güç kontrolü yapılmaktadır. Sistemin güç katsayısını iyileştirmeye dönük olarak tristörler tetiklenerek reaktif güç kontrolü yapılmaktadır. Bu tür kontrolde, sinyüzoidal gerilim AA kıyczı tarafından bozulduğu için, şebekeye doğru harmonik basılmaktadır. Bunu engellemek için ise harmonik filtrelerine ihtiyaç duyulur. Bu sistem sürekli ve kesintisiz reaktif güç denetimi yapar. Bu yapı, sisteme hem endüktif hem de kapasitif reaktif güç üretebildiği için geniş bir aralıktaki reaktif güç kontrolü yapabilir. Eğer maliyetten kaçınılmıyor ise bir önceki şekilde **a** ve **b** devreleri yukarıdaki devre ile birlikte kullanılarak harmonik filtre ihtiyacını azaltılabilir.

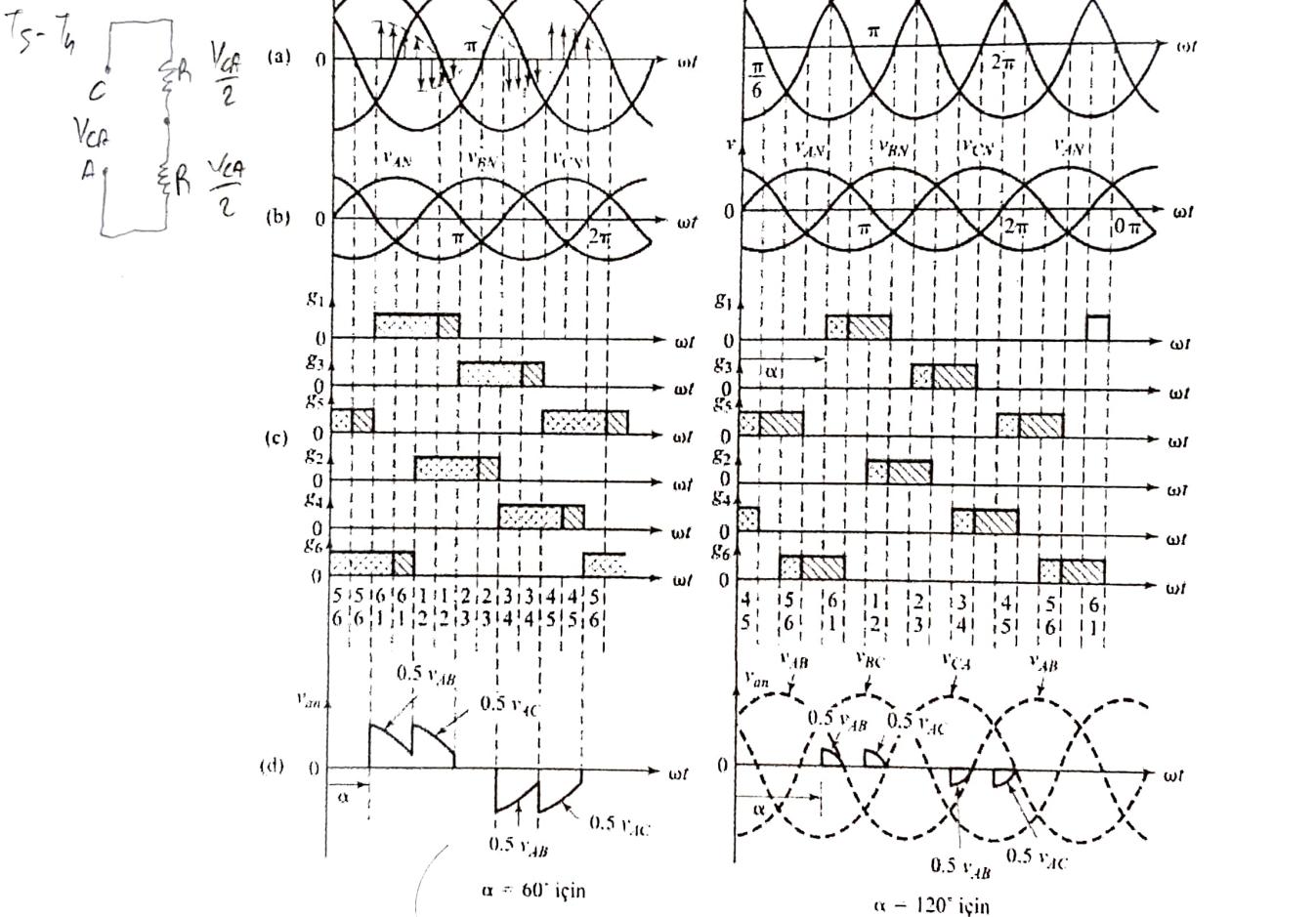
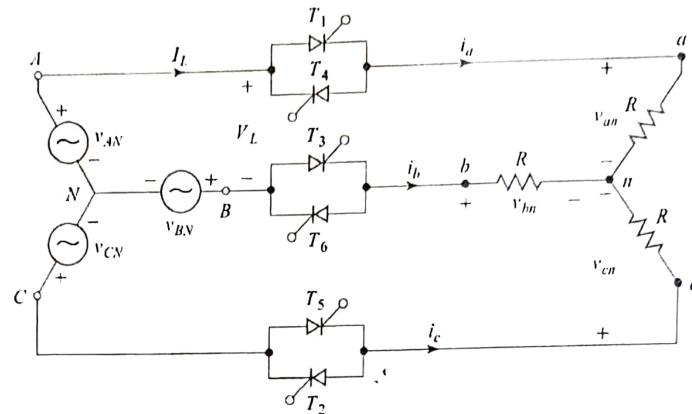
TRİSTÖR ANAHTARLAMALI KONDANSATÖRLER (TSC)



Yukarıda verilen şekilde görülen tristör anahtarlamalı kondansatör reaktif güç kontrol sistemi, N adet paralel bağlı koldan oluşmaktadır. Bir kol üzerinde bir adet AA kıycinı bir adet kondansatör ve bir adet bobinden oluşan bir devre bulunmaktadır. Bu tür bir sistemde TCI'dan farklı olmak üzere, bobin akımının etkin olarak sürekli ayarlanması söz konusu değildir. Bu yapıda, kondansatör ya devreye alınmakta ya da devreden çıkartılarak bir anahtarlama yapılmaktadır.

Bu sistemde kondansatörü besleyen çift yönlü tristörlerin akımları doğal olarak sıfır noktasından geçenken tristör kendiliğinden devre dışına çıkar. Kondansatör akımı ile kondansatör gerilimi arasında 90 derece faz farkı olduğundan, akım sıfır noktasından geçenken gerilim (pozitif ya da negatif) tepe noktasında olacağından, şebeke ile bağlantısı kesilen bir kondansatörün uçları arasındaki gerilim (pozitif ya da negatif) tepe noktasında kalacaktır. Tristörler tekrar tetiklendiklerinde, eğer tetiklendikleri an, "şebeke gerilimi" kondansatörün dolu olarak kaldığı ($-V_{max}$ ya da $+V_{max}$) gerilim değerinden farklı bir değerde ise, bu gerilim farkının büyüğüğe bağlı olarak kondansatör üzerinden bir akım akacaktır. Bu nedenle tristörlerin tetiklendiği an, şebekenin (kondansatörün dolu olduğu değere bağlı olarak) $-V_{max}$ ya da $+V_{max}$ olduğu anlardır. Yine de, olası bir olumsuz duruma karşı tristörlerin tetiklendiği anda büyük değer alabilecek bu akımı engellemek için, kondansatöre seri olarak bir bobin bağlanarak başlangıçta bu akımın büyük değer alması engellenir. Bu yöntemin hassas reaktif güç kontrolü yapabilmesi, kondansatör sayısının çoğaltımasına (bu da sistem maliyetine) bağlıdır.

ÜÇ FAZLI YILDIZ BAĞLI OMİK YÜKLÜ AA KIYICILAR [8]



Not: Yukarıda verilen dalga şekilleri, α tetikleme açısı 60 derece ve 120 derece için ayrı ayrı çizilmiştir.

Üç fazlı yıldız yük durumunda, yükün her bir fazına faz-nötr gerilimi gelirken, yük üçgen bağlı olduğunda ise, yükün her bir koluna faz arası gerilimler uygulanır. Pratik hayatta, ters bağlı iki tristör

yerine bir adet triyak tercih edilir. Hem şebekenin hem de yükün dengeli olduğu durumlarda, yıldız bağlı yük için dikkat edilmesi gereken kurallar aşağıda maddeler halinde açıklanmıştır:

- 1) Herhangi bir fazdaki yükün üzerinden akım akabilmesi için iki farklı faza bağlı (aynı yönde) iki tristör kesinlikle iletimde olmalıdır.
- 2) Aynı faza bağlı (ters yönde) olan iki tristör kesinlikle aynı anda tetiklenmemelidir.
- 3) Aynı anda (iki farklı faza bağlı) iki farklı tristör iletimde olduğunda, bu tristörlerden bir tanesi pozitif alternansı iletiyor iken diğer tristör ise negatif alternansı iletmelidir.
- 4) Herhangi bir t anında üç adet tristör aynı anda iletimdeyse, yükün her bir kolundaki gerilim değeri, o kolun bağlı olduğu şebekeye ilişkin faz-nötr gerilim değerine eşit olur ($V_{an} = V_{AN}$, $V_{bn} = V_{BN}$, $V_{cn} = V_{CN}$)
- 5) Eğer, herhangi bir t anında üç adet değil, 2 adet (her bir tristör farklı faza bağlı olan) tristör iletimde ve diğer (üçüncü) faza ilişkin tristör açık devre ise, devrede olan iki tristöre bağlı yük dirençlerinin gerilimleri, devrede olan fazlara ilişkin faz arası gerilim değerlerinin yarısına eşit olacaktır. Örneğin, ve $V_{an} \neq 0$, $V_{bn} \neq 0$ ve $V_{cn} \neq 0$ ise, $V_{an} = 0.5V_{AB}$, $V_{bn} = 0.5V_{AB}$ ve $V_{cn} = 0$ olacaktır.
- 6) Herhangi iki tristör devredeyken, (uygun şartlar sağlandığında) iletim sırası gelen 3. tristör devreye alındığında, 4. maddedede anlatılan durum ortaya çıkar.
- 7) İçinden akım akan tristörlerin kesme gidebilmesi için her birinin içinden geçen akım değerinin, holding akım değerinin altına düşmesi gereklidir.

Not 1: $0 \leq \alpha < 60^\circ$ için; T1 tristör tetiklenmeden önce iki adet tristör iletimdedir. T1 tristörü iletime geçtiğinde üç tristör aynı anda iletimdedir. 2 ve 3 tristörün iletimde olduğu anlar birbirini takip ederler. Bu tetikleme aralığında, yıldız bağlı yük için, çıkış geriliminin etkin değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\begin{aligned} V_{an(\text{etkin})} &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_{an}(wt))^2 d(wt) \right]^{1/2} \\ &= \sqrt{6} V_{AN} \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi/3} \frac{\sin^2 wt}{3} d(wt) + \int_{\pi/4}^{\pi/2+\alpha} \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) + \right. \right. \\ &\quad \left. \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3} \frac{\sin^2 wt}{3} d(wt) + \int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha} \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) + \right. \\ &\quad \left. \left. \int_{2\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\sin^2 wt}{3} d(wt) \right] \right\}^{0.5} \\ V_{an(\text{etkin})} &= \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{2}} V_{AN} \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin 2\alpha}{4} \right) \right]^{0.5} \end{aligned}$$

Not 2: $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ için; her an sadece 2 adet tristör iletimdedir. Bu tetikleme aralığında, yıldız bağlı yük için, çıkış geriliminin etkin değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$V_{an(aktif)} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_{an}(wt))^2 d(wt) \right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{6} V_{AN} \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha} \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha} \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) \right] \right\}^{0.5}$$

$$V_{an(aktif)} = \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{2}} V_{AN} \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{3 \sin 2\alpha}{8} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{8} \right) \right]^{0.5}$$

Not 3: $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ için; herhangi bir t anında 2 adet tristör iletimde olsa da, hiçbir tristörün iletimde olmadığı sürelerde mevcuttur. Bu tetikleme aralığında, yıldız bağlı yük için, çıkış geriliminin etkin değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$V_{an(aktif)} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_{an}(wt))^2 d(wt) \right]^{1/2}$$

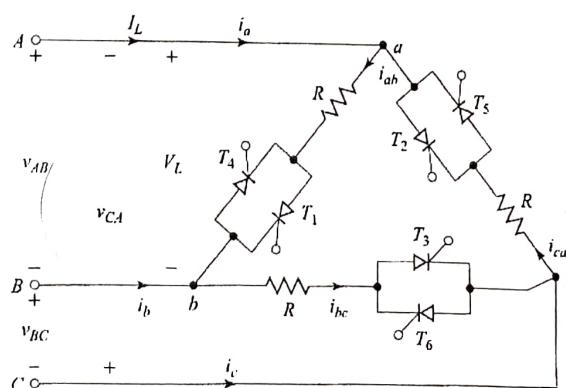
$$= \sqrt{6} V_{AN} \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) \right] \right\}^{0.5}$$

$$V_{an(aktif)} = \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{2}} V_{AN} \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{12} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin 2\alpha}{8} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{8} \right) \right]^{0.5}$$

Not 4: $\alpha \geq 150^\circ$ için iki tristörün iletimde kaldığı bir zaman dilimi olmadığından dolayı, $\alpha = 150^\circ$ için çıkış gerilim etkin değeri sıfır olur ($90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$).

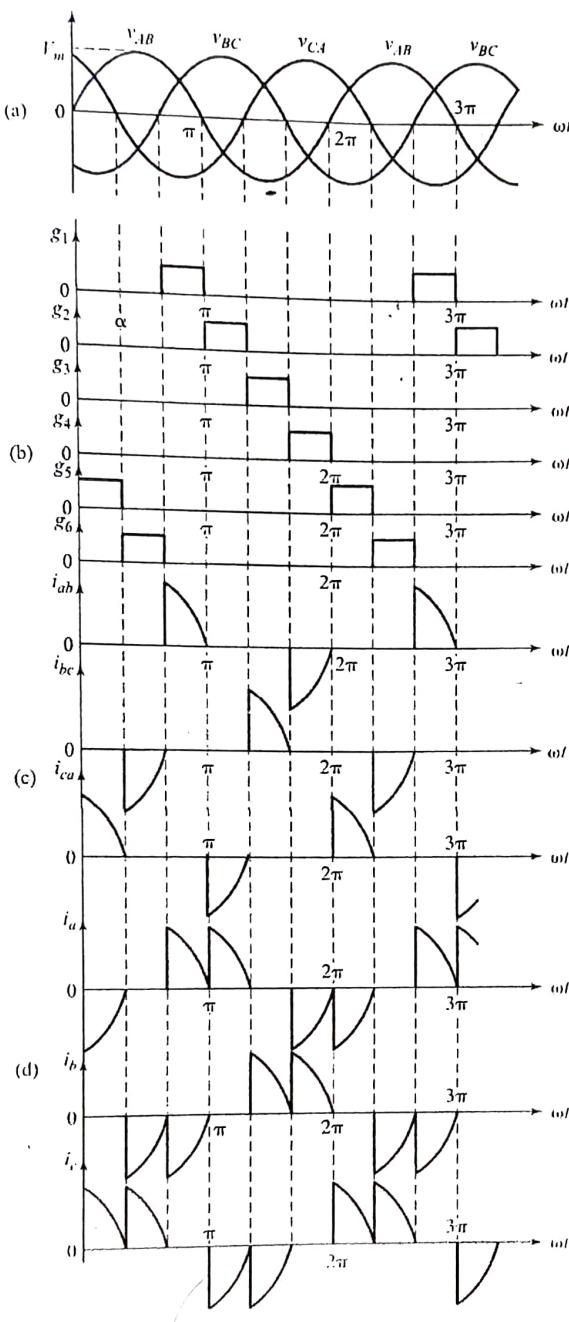
ÜÇ FAZLI ÜÇGEN BAĞLI OMİK YÜKLÜ AA KİYICILAR [8]

Eğer tristörler aşağıda verilen devredeki gibi bağlanırlarsa ise, faz akımları hat akımlarının $1/\sqrt{3}$ katı olacağından daha düşük değerde (ekonomik) anahtar elamanı kullanımı söz konusudur. Ayrıca üçgen bağlantı nedeni ile faz akımlarının 3 ve 3'un katı olan harmonikleri (6,9,...) üçgen bağlantı içinden akar ve hat akımında bulunmazlar. Bu nedenle hat akımı, faz akımından çok daha düşük bir etkin değere sahip olur.



3 fazlı, üçgen bağlı omik yük için AA kıycı devre şeması

Yukarıda üç fazlı üçgen bağlı omik yükülü bir yükün şebekeye bağlandığı durum ve aşağıda ise üçgen bağlı devreye ilişkin $\alpha = 120^\circ$ için, akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir.



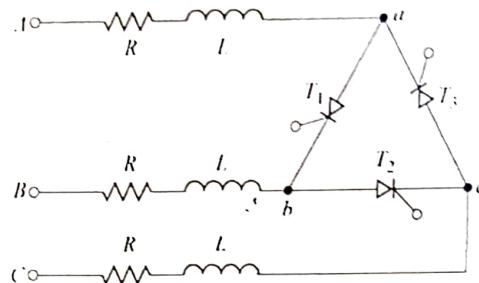
$\alpha = 120^\circ$ için; a) Şebeke faz arası gerilimleri, b) Tristör tetikleme darbeleri, c) Şebeke faz akımları,

d) Yük akımları [8]

Üçgen bağlı devredeki tristör akımları, yıldız bağlı devredeki tristör akımlarının göre $1/\sqrt{3}$ katıdır (ekonomik). Omik yük durumu için tetikleme açı aralığı $0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ olacaktır. R yük uçları arasındaki gerilimin etkin değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$V_{R(\text{etkin})} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} (v_{ab}(wt))^2 d(wt) \right]^{1/2} = \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} 2V_{AB}^2 \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) \right]^{0.5}$$

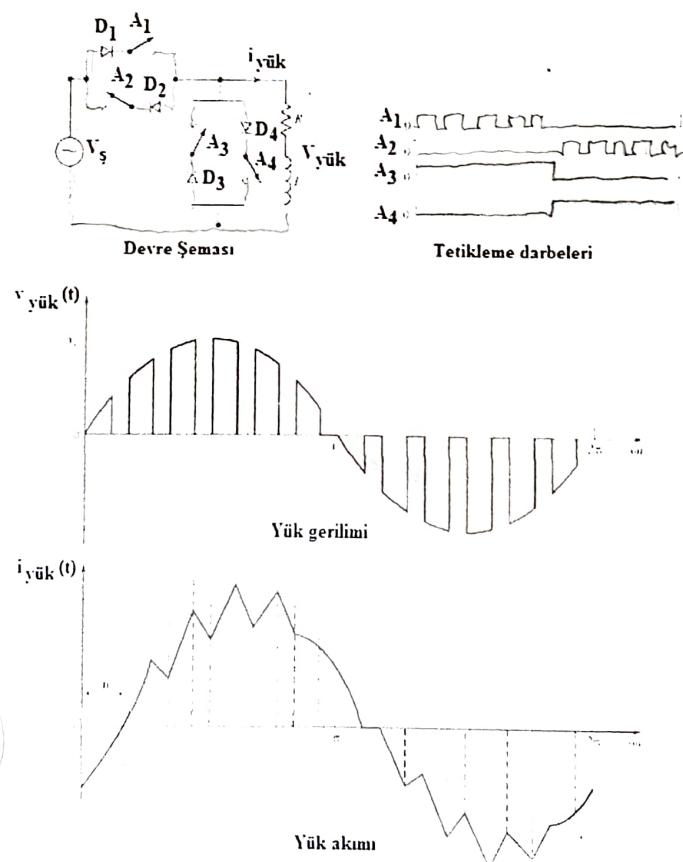
$$= V_{AN} \left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]$$



Nötr noktalı aa kıymacı

3 fazlı kıymacıların, 3 adet tristörü yeterli gören ve kontrol devresini kolaylaştıran bir başka bağlantı şekli (nötr noktalı 3 fazlı aa kıymacı) yukarıda verilmiştir.

BİR FAZLI PWM DENETİMLİ AA GERİLİM KIYICILARI [8]

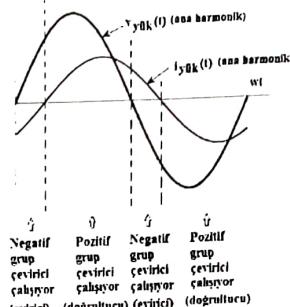
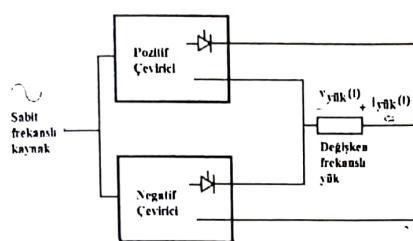


Yukarıda verilen devrede, dört adet (IGBT veya MOSFET) kullanarak, işaretlerin uygulandığı zaman aralığının değeri değiştirilmek sureti ile yükle ilişkin akım ve gerilimin etkin değeri kontrol edilebilir.

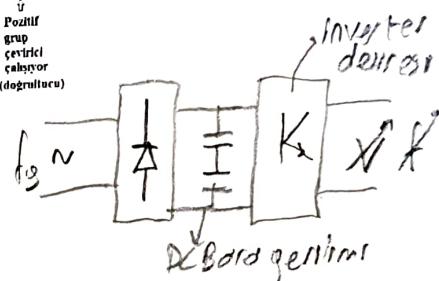
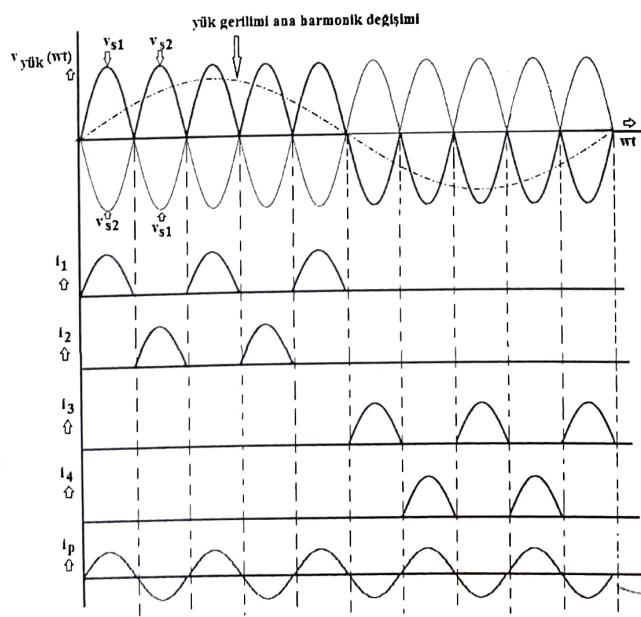
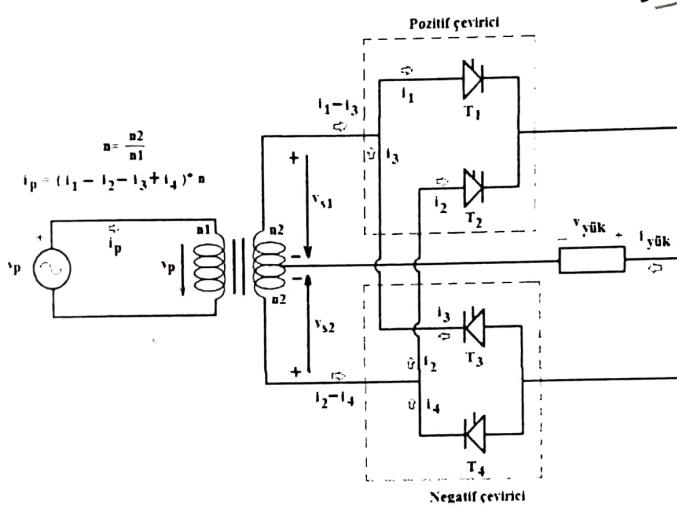
$$AC \rightarrow AC \quad V(t) = V_m \sin(\omega t + \phi)$$

FREKANS DEĞİŞİRCİLERİ

"Sabit frekanslı" bir kaynaktan "değişken frekans" elde etmek için kullanılan devrelerdir. Frekans dönüştürücüler, aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi, "pozitif" ve "negatif" değiştiricilerden meydana gelen bir yapıya sahiptirler.



BİR FAZLI FREKANS DEĞİŞİRCİSİ



Dogrultusu şere olmasası için yeterli hem + yanda hem - yanda akım olmalı

Amaç: uygulamada daha düşük frekanslı işaret üretmek

$$f = 50/3 = 10 \text{ Hz}$$

$50/3$

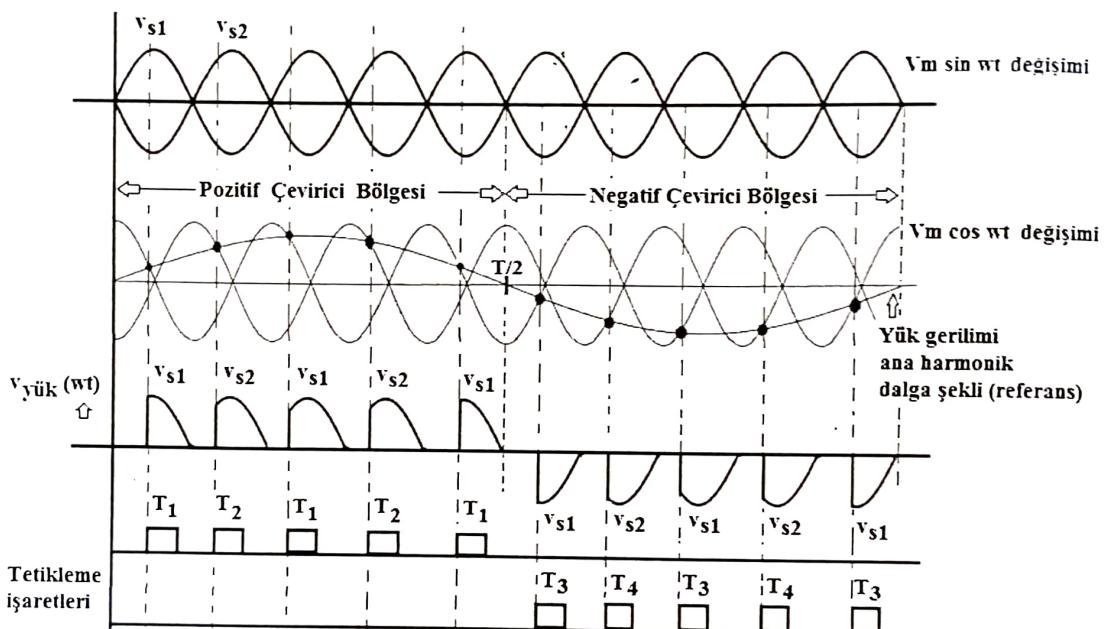
$i_{etkm} = 220$

Omkı yük halinde ve tetiklemelerin $wt=0$ anlarında yapıldığı çalışma durumu

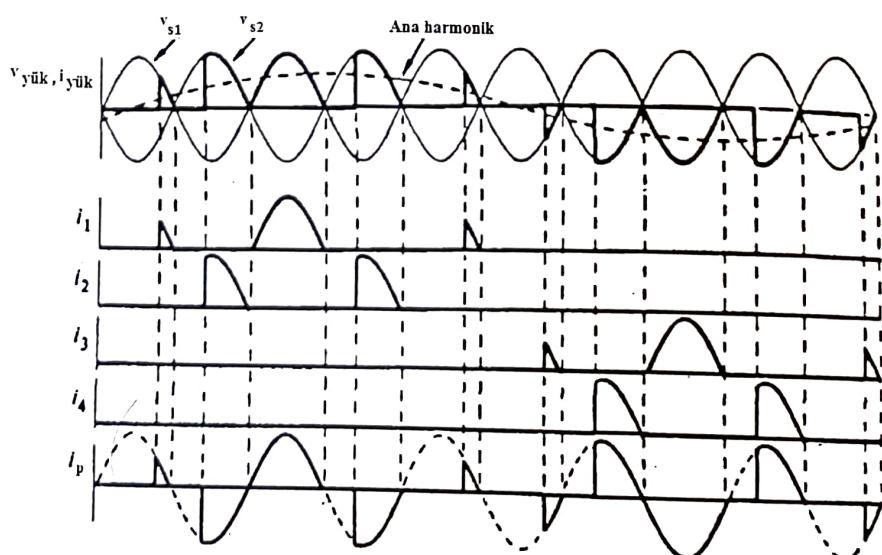
$$I_{T_1-\text{etkin}} = \sqrt{\frac{3}{100 \cdot 10^3}} \left[\int_0^{T_1} [820/52] \sin(2\pi t) dt \right]^2$$

$I_{T_1-\text{etkin}} = 2$

Frekans değiştiricinin çıkış gerilimi, temel olarak giriş geriliminin parçalarından meydana gelmektedir. Bir parçanın ortalama değeri, o parçanın tetikleme açısı olan alfa (α) değerine bağlıdır (bak. (45) numaralı formül). Eğer her bir parçanın ortalama değeri, arzu edilen sinüzoidal çıkış geriliminin değişimine mümkün olduğunda yakın olacak şekilde parçaların tetikleme açıları değiştirilirse, çıkış gerilimin değişimi, bunun ana harmonik değişimine benzeyecek ve çıkış gerilim değişimi içindeki **harmonik bileşenlerin etkisi azacaktır**. (45) numaralı formül, bir parça gerilimin ortalama değerinin, tetikleme açısının kosinüsünün fonksiyonu olduğunu göstermektedir. Parçaların tetikleme açıları, kaynak frekansındaki kosinüs işaretini ile yük frekansındaki ideal sinüs referans gerilimi karşılaştırılarak üretilebilir. Aşağıda buna ait tetikleme işaretlerinin üretimindeki mantığı anlatan değişimler gösterilmiştir.

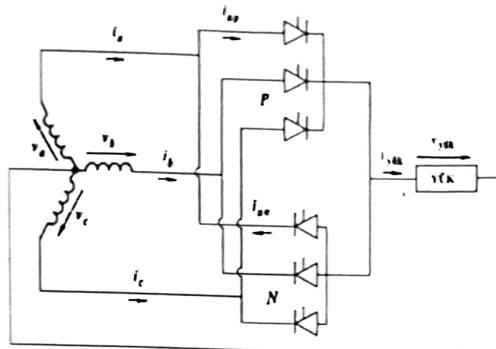


Omk yük halinde ve tetiklemelerin "referans eğriye" göre yapıldığı çalışma durumu

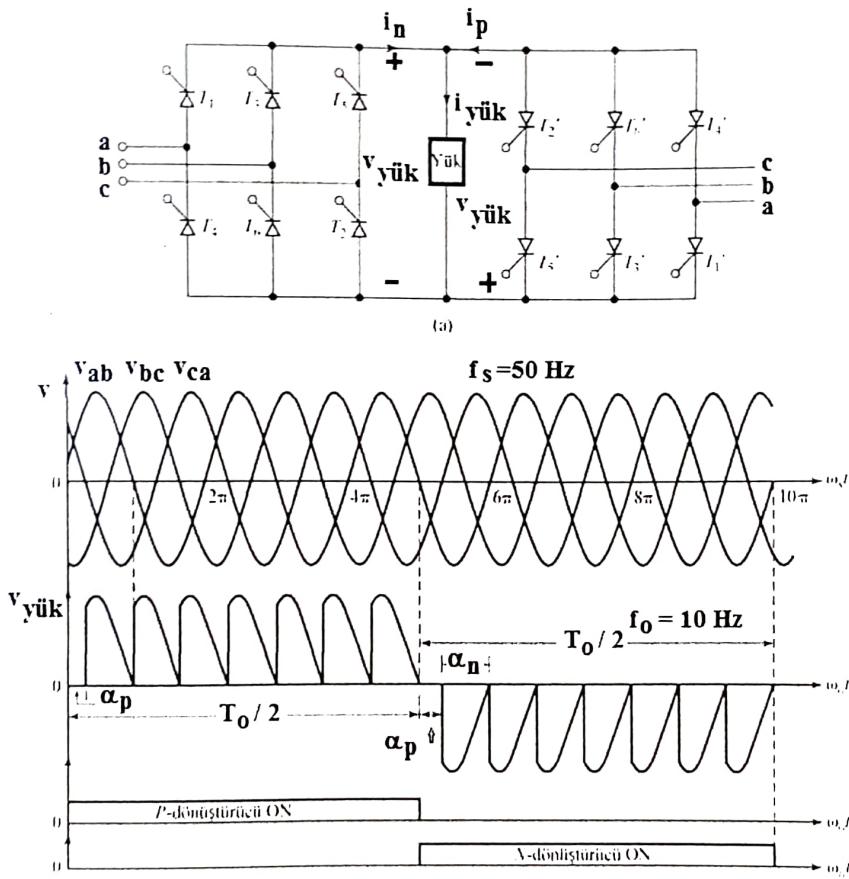


Omk yük halinde ve tetiklemelerin "önceden hesaplanmış açı hesabına" göre yapıldığı çalışma durumu için akım ve gerilim değişimleri

ÜÇ FAZLI FREKANS DEĞİŞİTİRİCİ (YÜK BİR FAZLI)



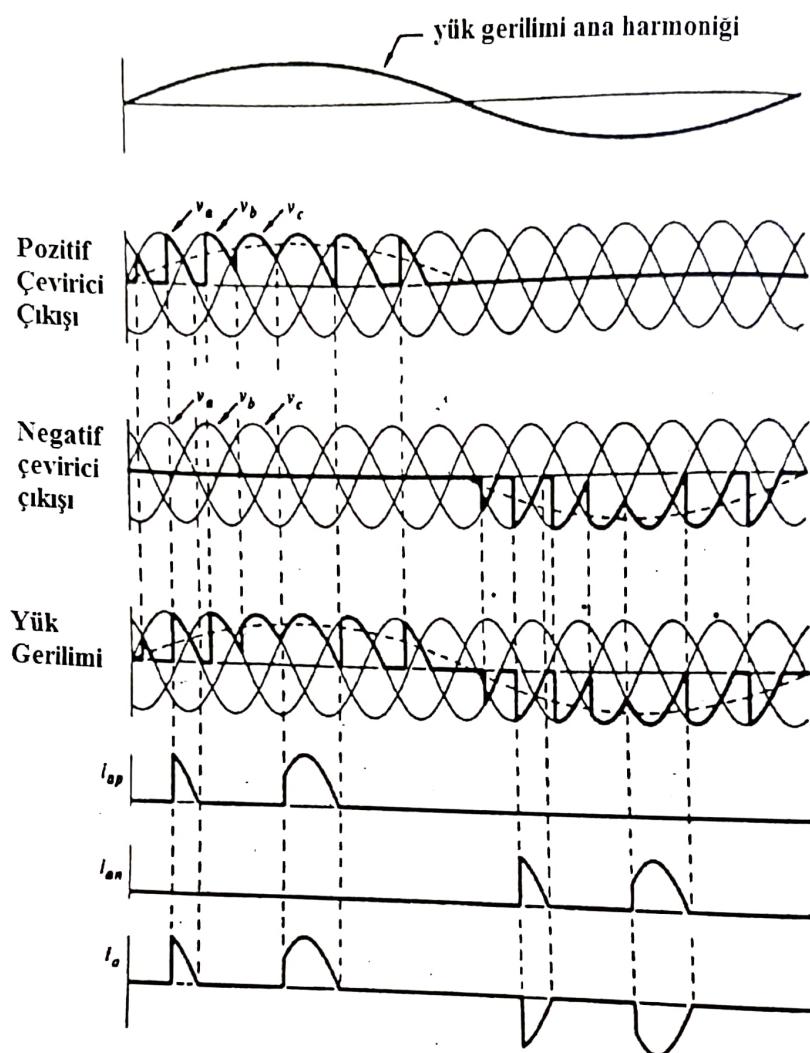
Üç Fazlı frekans değiştiricidén beslenen bir fazlı yük



3 fazlı frekans değiştirici devrenin bir başka gösterim biçimi

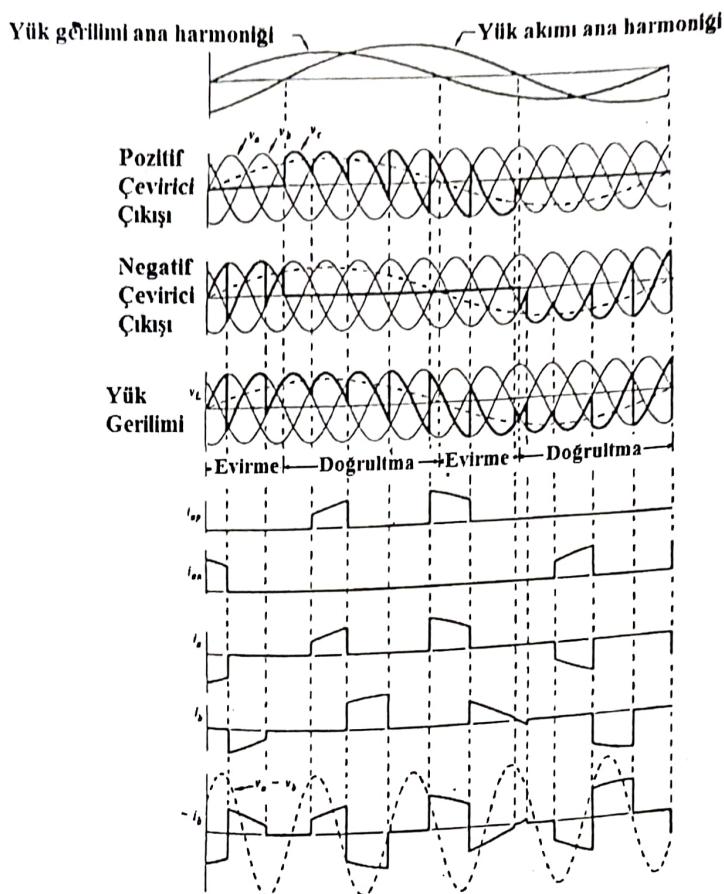
SORU: Yukarıda verilen frekans değiştirici devrelerde, yük frekans değeri kaynak frekans değerinden büyük yapılabılır mı?

Duyulurdu
2 tone NOT

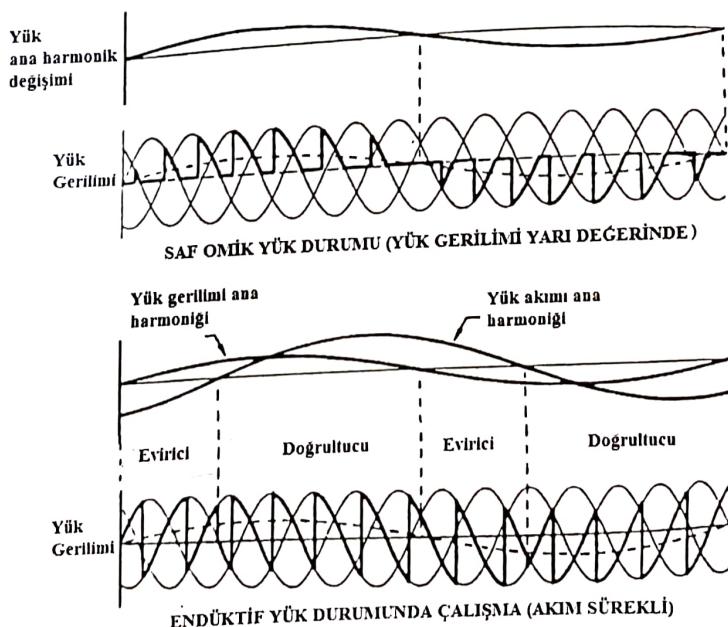


3 fazlı frekans değiştiricide, omik yük halinde ve tetiklemelerin "önceden hesaplanmış açı hesabına" göre yapıldığı çalışma durumu için akım ve gerilim değişimleri.

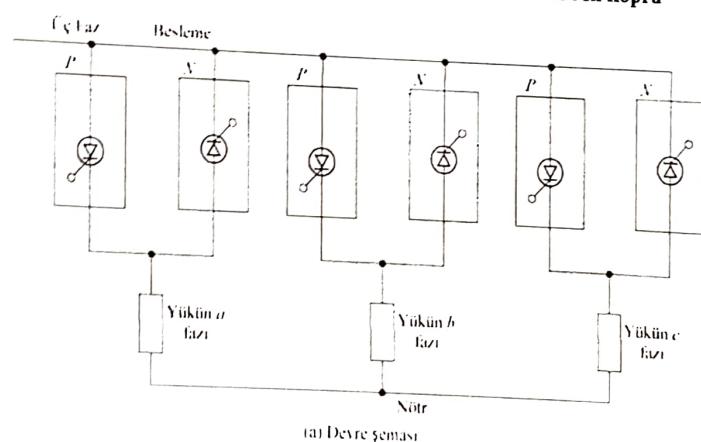
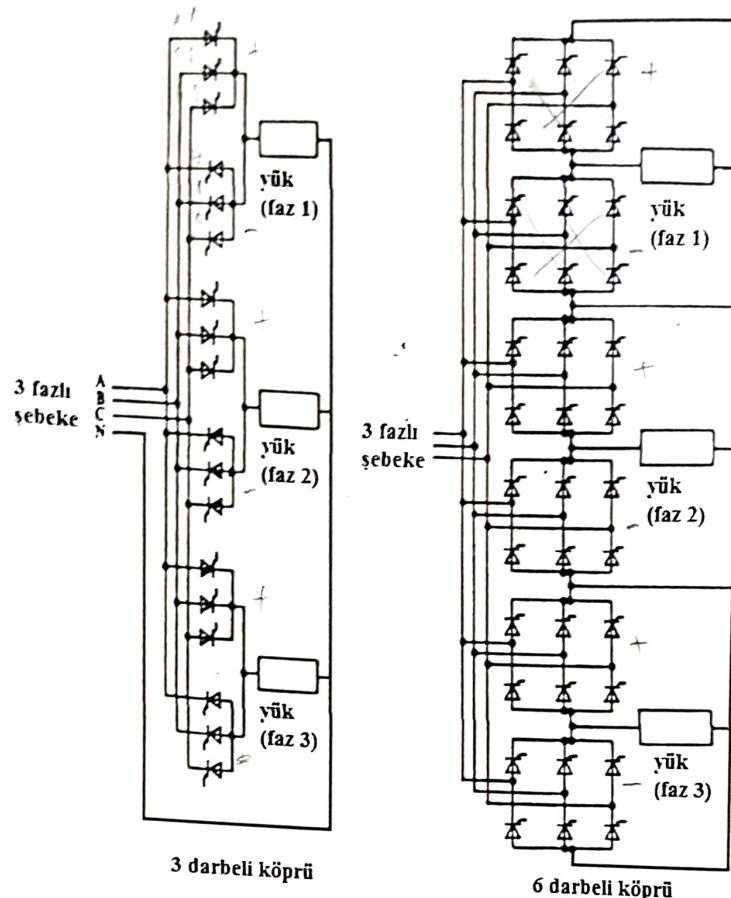
2NO1



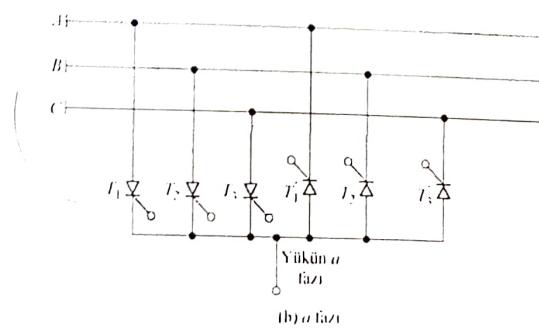
Maksimum yük geriliminde endüktif yük durumunda çalışma



ÜÇ FAZLI FREKANS DEĞİŞTİRİCİLER (YÜK ÜÇ FAZLI)

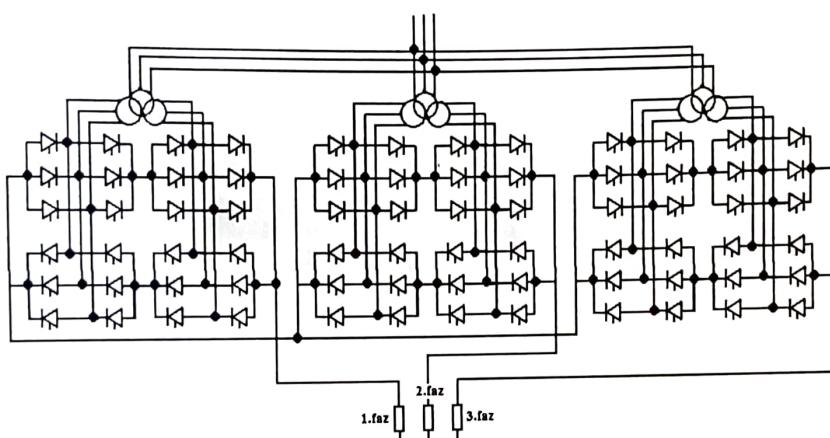
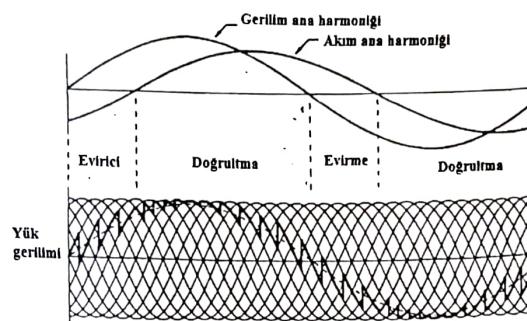
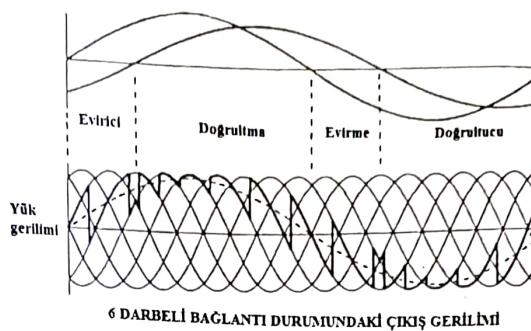


(a) Devre şeması

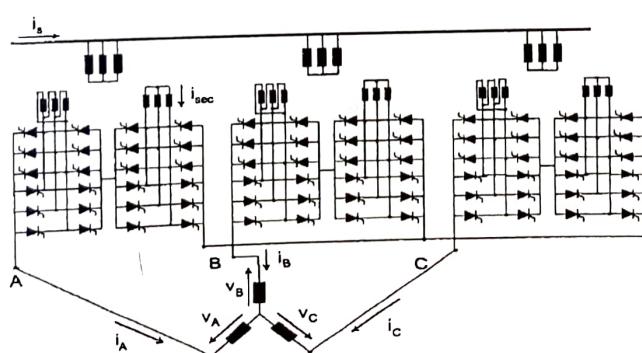


(b) a fazı

3 Darbeli frekans değiştirici devresinin bir başka gösterim biçimi



12 darbeli frekans dönüştürücü devresi (trafo detaysız)



12 darbeli frekans dönüştürücü devresi (trafo açık gösterimli)

Dogrultucu $AC \rightarrow DC$
 Doğrultıcı $DC \rightarrow DC$
 Doğrultıncı $AC \rightarrow AC$

125

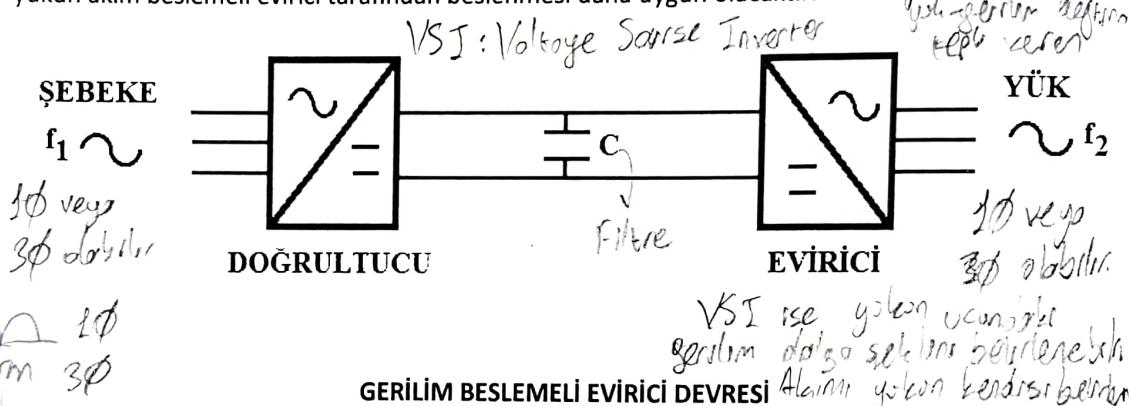
$DC \rightarrow AC$

EVİRİCİLER

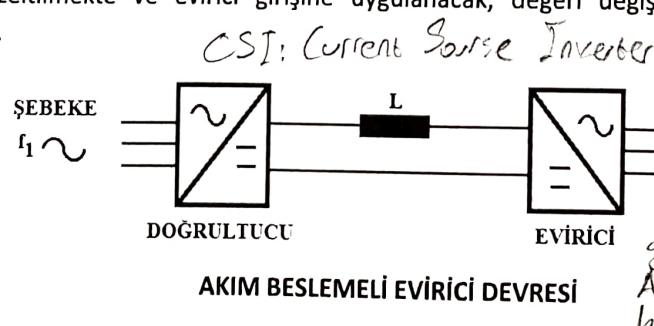
Eviriciler, doğru gerilimden alternatif gerilim elde eden, yük ile ilgili frekans ve gerilimi birbirinden bağımsız olarak ayarlayabilen devrelerdir. Eviricilerde temel ilke (dalga biçimlendirmede) tranzistör veya tristör gibi anahtarlama elemanlarının iletim ve tıkama sürelerinin uygun bir biçimde belirlenmesidir. Bu işlemde hem elemanların anahtarlama sırası hem de süresi oldukça önemlidir.

Eviriciler uygulamadaki besleme özelliklerine göre "akım beslemeli" ve "gerilim beslemeli" olarak iki grupta incelenbilirler. Bir yerde hangi tip evirici kullanılacağına "yükün özelliğine" bakılarak karar verilir. "Gerilim beslemeli" eviricilerde, yükün uçlarına gelecek gerilim dalga şekli, (evirici girişindeki) doğru gerilim kaynağının ürettiği gerilim dalga şekli ve anahtarlama yöntemi kullanılarak belirlenir. Yükün özelliği (tipi), yükün uçları arasına gelecek gerilim dalga şeklini etkileyemez. Eğer yük, harmonik akımlara yüksek empedans gösteren bir özellik taşıyorsa, bu tip yükün "gerilim beslemeli evirici" tarafından beslenmesi daha doğru olacaktır. *endüktif karakterde yük - dolanım değirmene telsiz velet*

"Akım beslemeli" eviricilerde ise evirici çıkışında üretilen akım dalga biçimini, yük tipinden bağımsız olarak üretir. Eğer yük, harmonik akımlara düşük empedans gösteren bir özelliğe sahip ise, bu tip yükün akım beslemeli evirici tarafından beslenmesi daha uygun olacaktır. *Kapasitif karakterde yük - gerilim değirmene tepsiz velet*

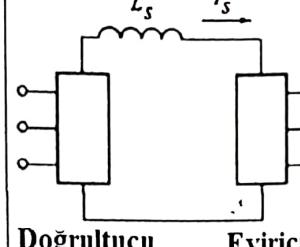
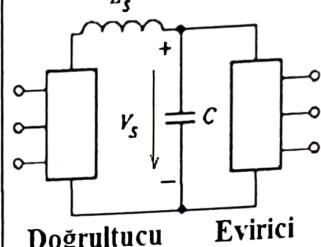
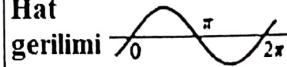
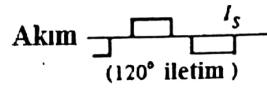
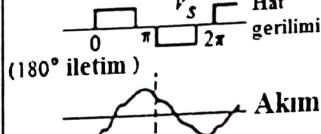


Gerilim beslemeli evirici devrelerinde, eviricinin bir doğru gerilim kaynağından beslendiği varsayılmıştır. Dolayısı ile bu eviricilerde çıkış gerilimi her zaman eviriciyi besleyen doğru gerilim kaynağının gerilimine bağlıdır. Eviricinin çıkış akım şekli ise yükün empedansına bağlı olacaktır. Yukarıdaki şekilde görüldüğü gibi şebeke gerilimi doğrultulduktan sonra büyük değerli bir C elemanı tarafından düzeltilmekte ve evirici girişine uygulanacak, değeri değişmeyen bir doğru gerilim üretilmektedir.

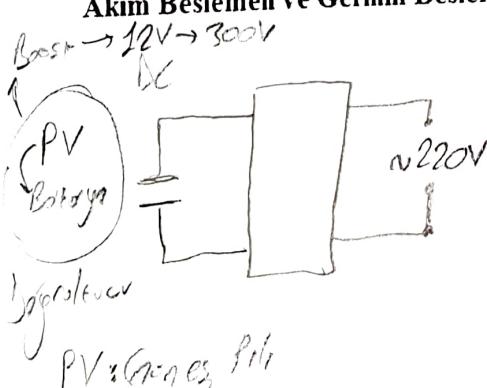


Akım beslemeli eviricilerde eviriciyi besleyen kaynak sabit akım kaynağı özelliği taşmalıdır. Bu nedenle, doğrultucu çıkışına yüksek değerde endüktans elemanı seri olarak bağlanarak evirici girişindeki akımın sabit bir değerde kalması sağlanır. Yukarıda verilen devrede bu anlatım gösterilmiştir. Gerilim kaynaklı eviricilerde (GKE), DA kaynağının küçük ya da ihmali edilebilir empedansı vardır. Akım kaynaklı eviriciler

(AKE), yüksek empedanslı bir DA kaynaktan ayarlanabilir akımla beslenirler örneğin; bir DA akım kaynağından.

	akım beslemeli evirici	gerilim beslemeli evirici
Devre Şeması	 Doğrultucu Evirici	 Doğrultucu Evirici
Kaynak tipi	Akım değeri I_s hemen hemen sabit	Gerilim değeri V_s hemen hemen sabit
Kaynak empedansı	YÜKSEK	DÜŞÜK
çıkış dalga şekli	Hat gerilimi:  Akım:  (120° iletim)	Hat gerilimi:  Akım: 
Karakteristikler	1. Bu tasarımda, aşırı akım koşullarında kontrol kolaydır. 2. Çıkış gerilimi, yükteki değişimle geniş ölçüde değişir	1. Kapasite nedeni ile, akımı sınırlamak zordur. 2. Kapasite nedeni ile, çıkış gerilimindeki değişimler küçük çaptadır.

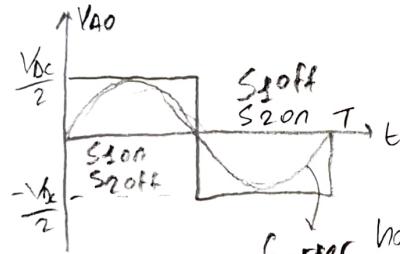
Akım Beslemeli ve Gerilim Beslemeli Eviricilerin Karşılaştırılması



"H bridge bağlantısı"

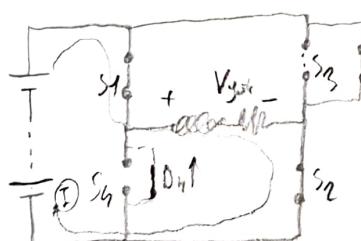
Her IGBT'ye ters poolda diode bağlı

Alt taban ON iken
SS1 ve SS2 taban OFF iken
SS1 ve SS2 taban ON iken
SS1 ve SS2 taban OFF iken

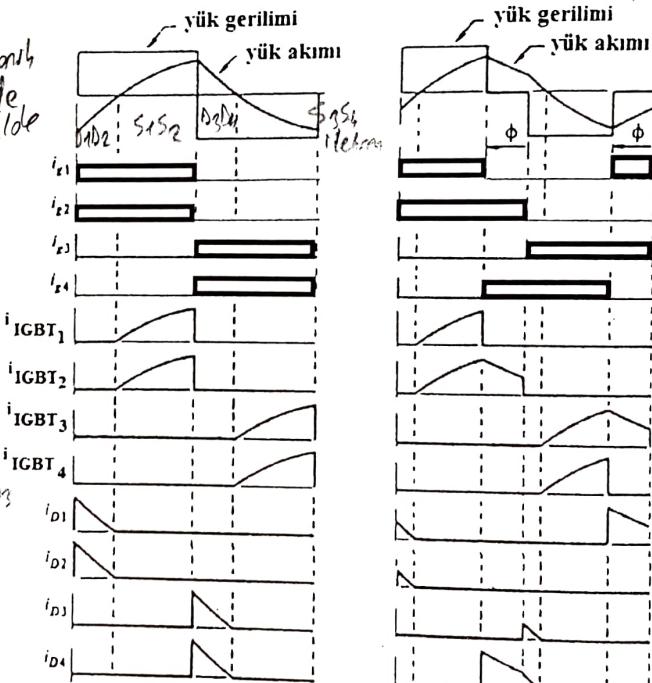


fourier
bileşenler
harmonik
ile
sinusoidal
elde
edilebilir.

Bu yapının
yolda
Yrms
değeri ile
yeterli
değil (f değeri ile birlikte)



İd'in normal akım dairesi
S1 ve S2 iletkenliği içindeki depolaron akım ters yönde uygulanır
Yukarıda görülen iki farklı çalışma (tetikleme) durumunda;



1) IGBT'lerin tetiklenmesi ile iletme girişleri arasındaki farkın nedeni nedir? Tetiklemeler neden daha önceden başlıyor? (sol şıklar)

2) IGBT'lerin tetikleme zamanlarını kaydırmanın nedeni nedir? (sağ şıklar)

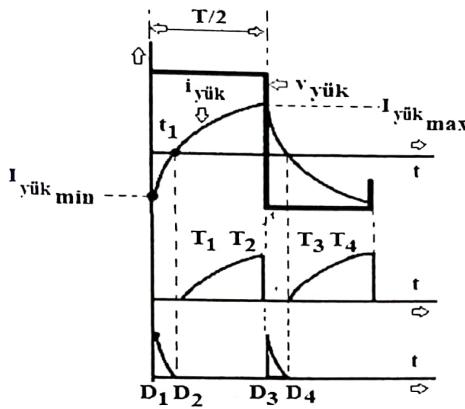
Soru: Frekans dönüştürücü devrelerde, yük frekansı kaynak frekansını geçemiyordu.

Yukarıdaki devrede yükle ilişkin frekansının alt veya üst sınırı olabilir mi?

- Bobinlarda akım döpleri sebebiyle ters yönde akır.
- Amperlerde iletkenlik yük akımının sinusoidal'e gerekten fazla (fazas) değişebilir.

problem: Yukarıda görülen bir fazlı evirici devresinde çıkış gerilimi kare dalgadır. Yük akımı, IGBT akımları, diyon akımları ve kaynak akımları dalga şekillerini çiziniz. Yarı iletken elemanların ortalama akım değerlerini hesaplayınız. $E = 10 \text{ V}$, $L = 1 \text{ mH}$, $R = 0.4 \text{ ohm}$, $f = 100 \text{ Hz}$ alınız. Yarı iletken anahtarlar ideal kabul edilecektir.

Çözüm:



$$i_E = i_{T1} - i_{D1} ; \quad 0 \leq t \leq T/2 \quad i_E = i_{T3} - i_{D3} ; \quad T/2 \leq t \leq T ; \quad T = 10 \cdot 10^{-3}$$

Yük akımının değişimi; $0 \leq t \leq T/2$

$$E = R * i_{yuk}(t) + L \frac{di_{yuk}(t)}{dt} \quad (1)$$

(1) denkleminin genel çözümü;

$$i_{yuk}(t) = K e^{-t/\tau} + E/R ; \quad \tau = L/R = 0.0025 \quad (2)$$

(2) denkleminin tam çözümü ($i_{yuk}(0) = I_{yuk \min} = I_0$ için);

$$I_0 = K + E/R$$

$$i_{yuk}(t) = (I_0 - E/R)e^{-t/\tau} + E/R \quad (3) \quad \text{olacaktır.}$$

$$|I_{yuk \min}| = |I_{yuk \max}| = |I_0|$$

I_0 değeri devre parametreleri cinsinden hesaplanabilir:

$$i_{yuk}(T/2) = I_{yuk \max} = -I_{yuk \min} = -I_0$$

Not: Diyodun iletim süresi;

$$t_1 = -\tau * \ln \frac{E/R}{E/R - I_0} = 1.4 \cdot 10^{-3} \text{ sn.}$$

$$i_{yuk}(T/2) = I_{yuk \max} = -I_0 = (I_0 - E/R)e^{-0.5T/\tau} + E/R$$

$$I_{yuk \min} = I_0 = -\frac{E}{R} * \frac{1 - e^{0.5T/\tau}}{1 + e^{0.5T/\tau}} = -19.04 \text{ A}$$

$$i_{yuk}(t) = -44.04 * e^{-400*t} + 25 \quad (4)$$

Diyotların iletim süresi (4) eşitliğinin sıfıra eşitlenmesi ile bulunabilir:

$$i_{\text{yük}}(t_1) = -44.04 * e^{-400*t_1} + 25 = 0 \Rightarrow t_1 = 1.4 * 10^{-3} \text{ sn.}$$

D1 ve D2 diyotlarına ilişkin akım denklemi ($0 < t < t_1$) aralığında;

$$i_{D1}(t) = i_{D2}(t) = -i_{\text{yük}}(t) = 44.0 * e^{-400*t} - 25$$

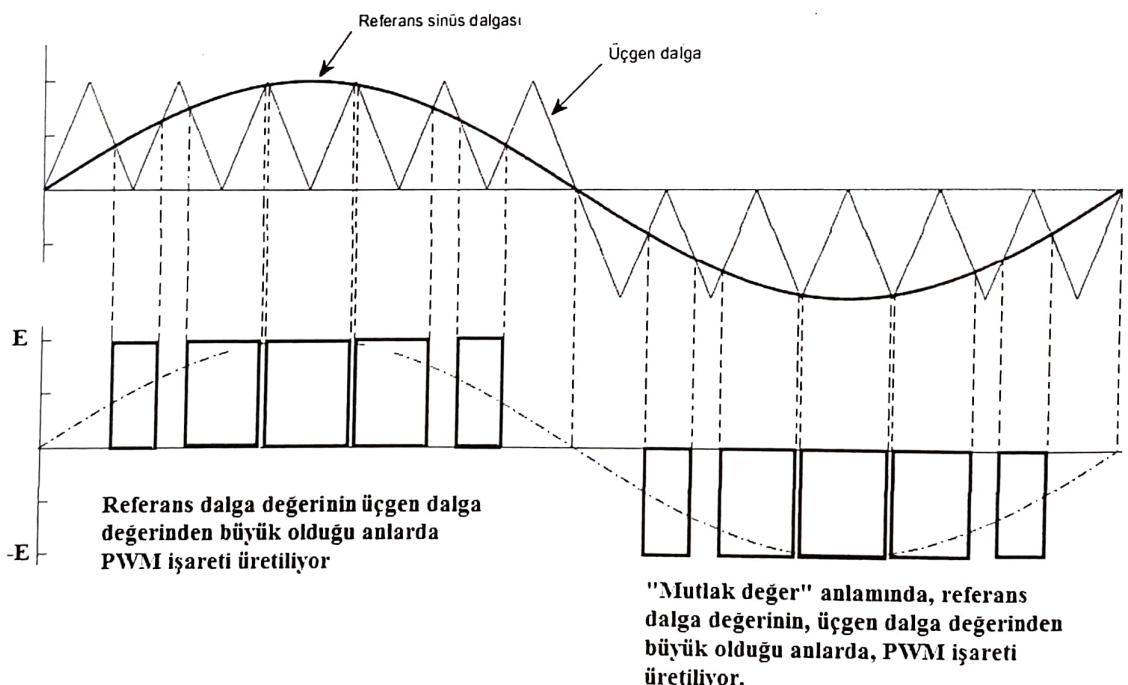
olacaktır. Diyot akımlarının ortalama değeri;

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} (44.0 * e^{-400*t} - 25) * dt = 1.22 \text{ A}$$

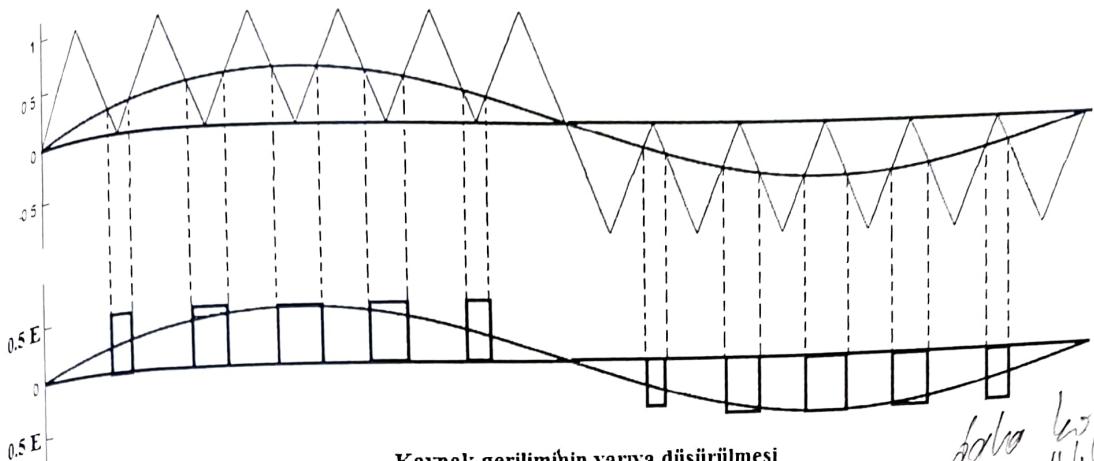
Tristör akımlarının ortalama değeri;

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^{T/2} i_{\text{yük}}(t) * dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{T/2} (-44.0 * e^{-400*t_1} + 25) * dt = 4.21 \text{ A}$$

PWM İŞARETLERİNİN ÜRETİLMESİ YOLU

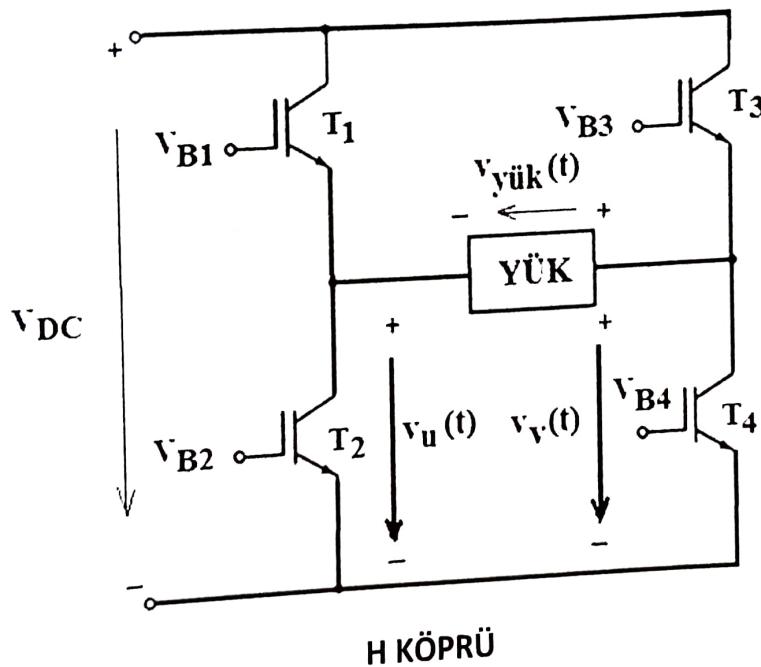


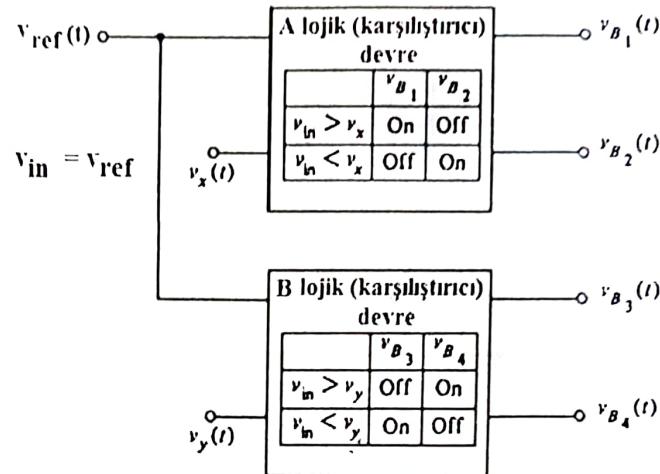
YÜK GERİLİMİ NOMİNAL DEĞERİNDE



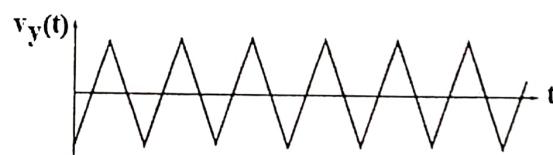
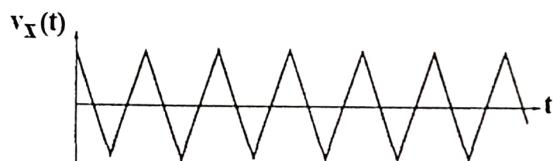
dolma hizis
harmonik polarisasyon
Test 100 mV (100 Hz)
yol gerilimi (50 Veff)

"H KÖPRÜ" İLE ARZU EDİLEN "DA" VEYA "AA" GERİLİM DALGA ŞEKİLLERİNİN ÜRETİLMESİ



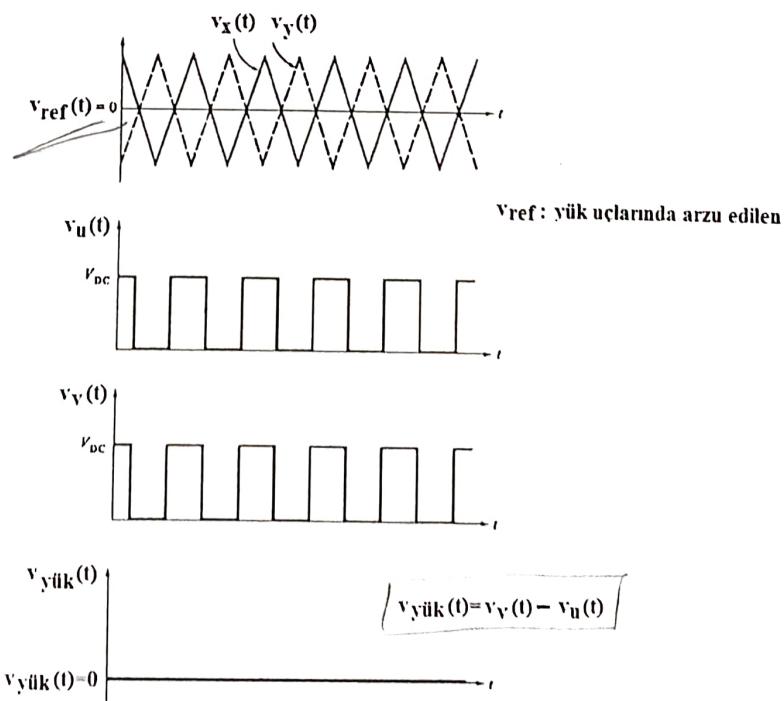


H Köprüdeki Güç Elektroniği Anahtarlarının Tetikleme İşaretlerinin Üretildiği Lojik (Karşılaştırıcı) Devre

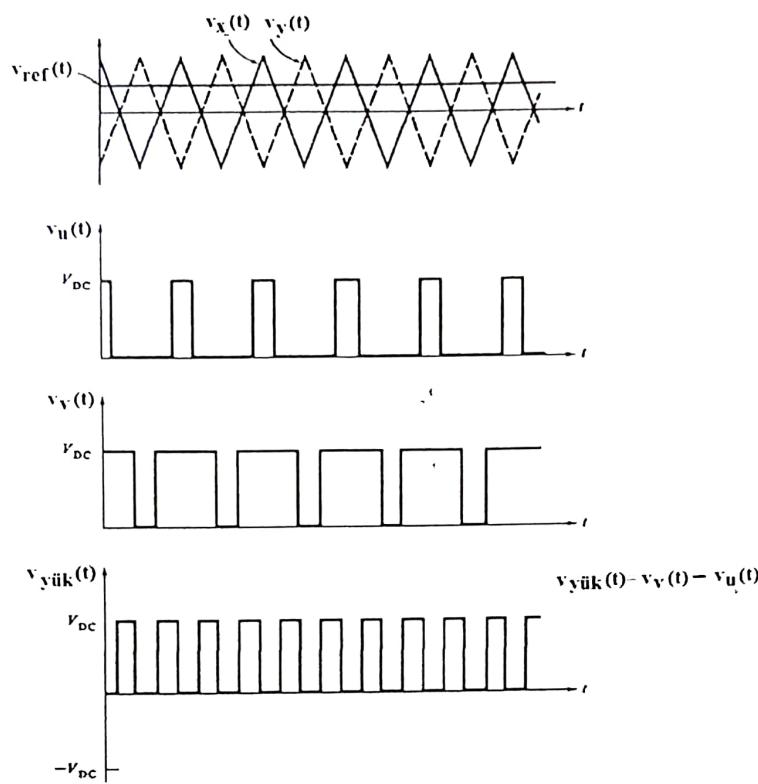


LOJİK DEVREDE KULLANILAN KARŞILAŞTIRMA İŞARETİ

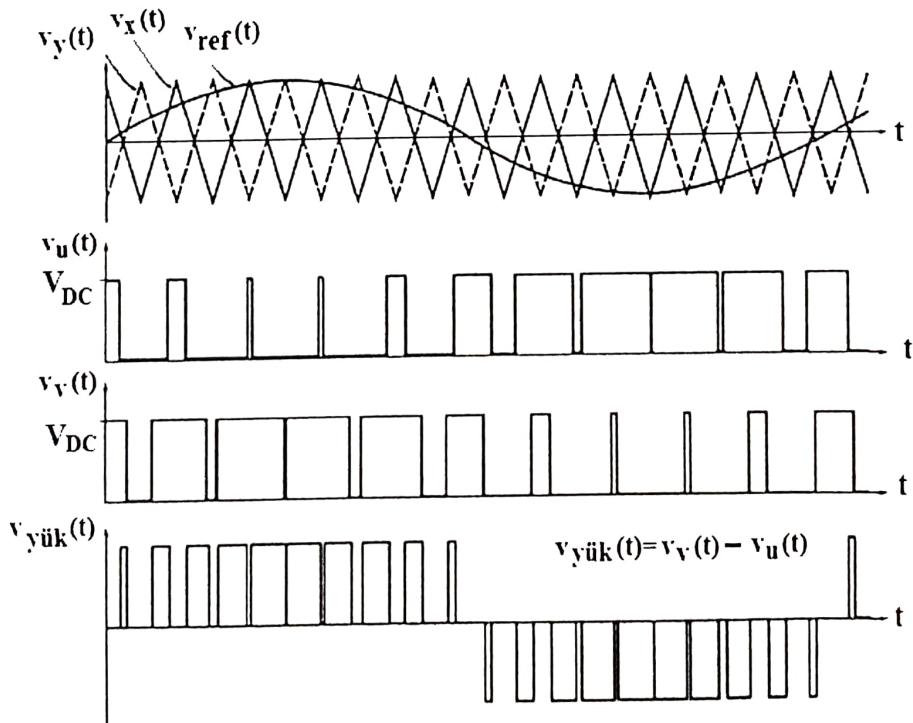
ÖRNEK 1)



ÖRNEK 2)



ÖRNEK 3)

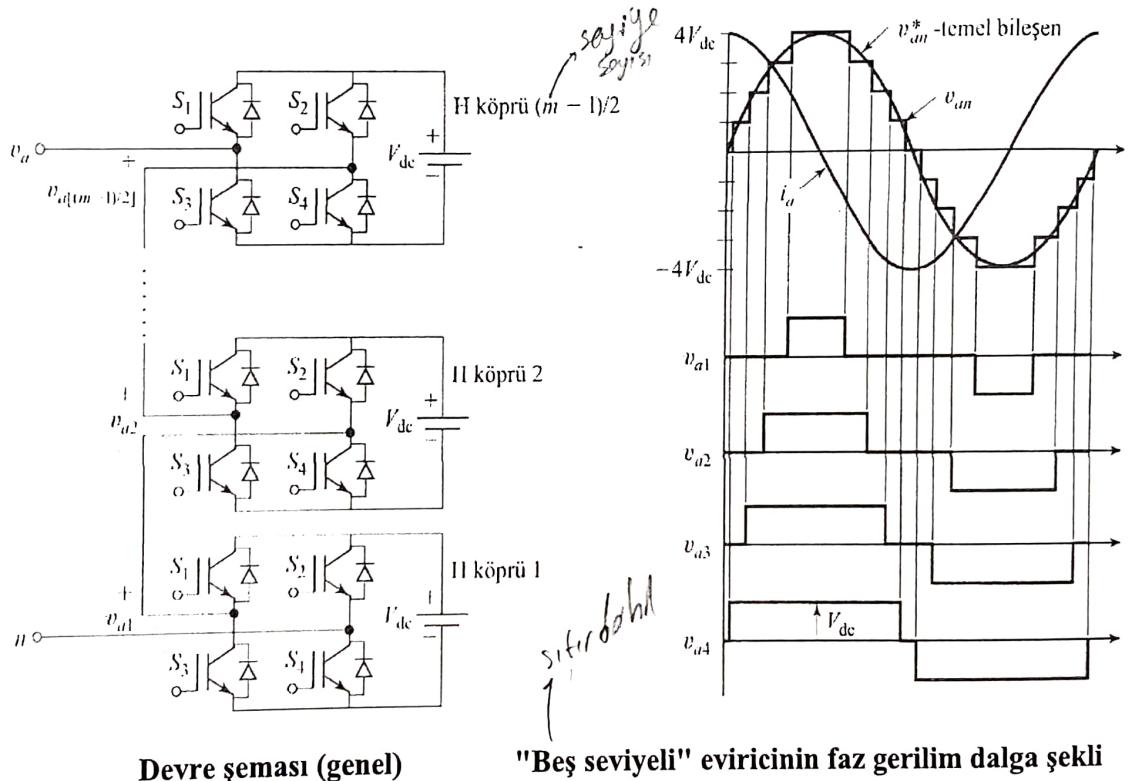


AÇIKLAMA: Örnek 1'de, yük gerilimi uçlarında gerilim değerinin **sıfır volt** olması arzu edildiğinden, "DC referans işaret", $v_{\text{ref}}(t)=0$ olmalıdır.

Örnek 2'de ise, yük uçlarındaki DC gerilimin **sıfır değerinden büyük olması** isteniyor. Bu nedenle, $v_{ref}(t) \neq 0$ olmak zorundadır. $v_{ref}(t)$ işaretti, yatay olarak, yukarı ve aşağı oynanarak, tetikleme işaretlerinin süreleri değiştirilir ve bu yolla, yük uclarında arzu edilen DC gerilime ulaşılmasına çalışılır.

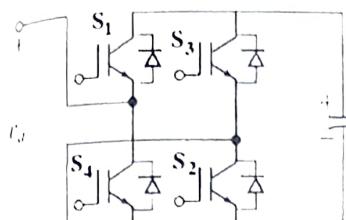
Örnek 3'de ise, yük uçlarındaki gerilimin dalga şeklinin AC olması arzu edildiğinden, $v_{ref}(t)$ olarak DC (düzgün) bir işaret değil, arzu edilen yük geriliminin "ana harmonik gerilimi" dalga şekline benzer bir AC işaret kullanılır.

Bağımsız DA gerilim kaynaklarından beslenen bir fazlı kaskat evirici [8]

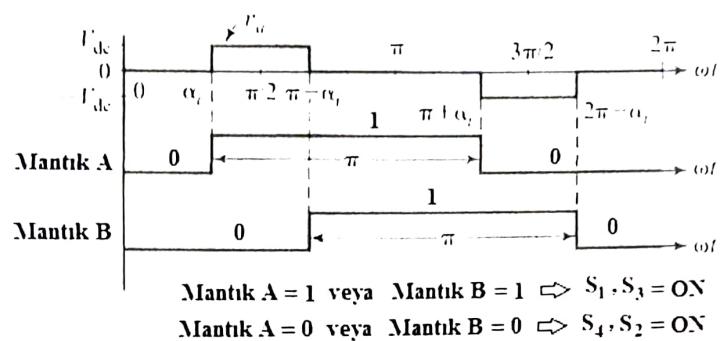


Şekil 1. PAM (Pulse Amplitude Modulation)

Şekil 1'de, dört adet bağımsız DA gerilim kaynağından (batarya, yakıt hücresi, güneş paneli vb.) beslenen, $m=5$ seviyeli bir fazlı kaskat eviricinin temel yapısı ve faz gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir.



II Köprü



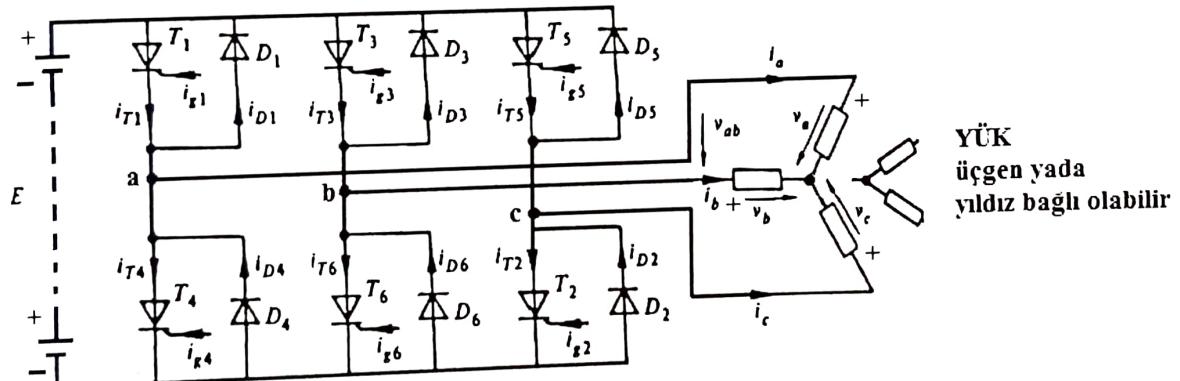
Şekil 2. Kısmi Kare Dalgann Üretilmesi

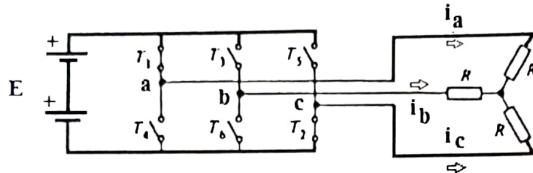
Şekil 2'de verilen devrede, kısmi kare dalgaının darbe genişliğinden bağımsız olarak, her anahtar çiftinin daima (yarım periyod) 180 derece iletimde kalacağı unutulmamalıdır. Böylece tüm anahtarlar eşit akım değeri ile yüklenir. Şekil 2, Şekil 1'deki her bir eviricinin ayrı ayrı çalışma mantığını göstermektedir.
(Önemli soru: Şekil 1'de $v_{an}(t)$ değişiminin negatif periyodunun nasıl elde edildiğini düşününüz).

Not: Her basamak için farklı olan α_i açılarının "minimum harmonik" üretecek şekilde değerinin bulunması için, Fourier açılımından yararlanılır.

120 DERECE TETİKLEMELİ 3 FAZLI KÖPRÜ EVİRİCİ

(Aynı anda 2 adet tristör tetikleniyor)





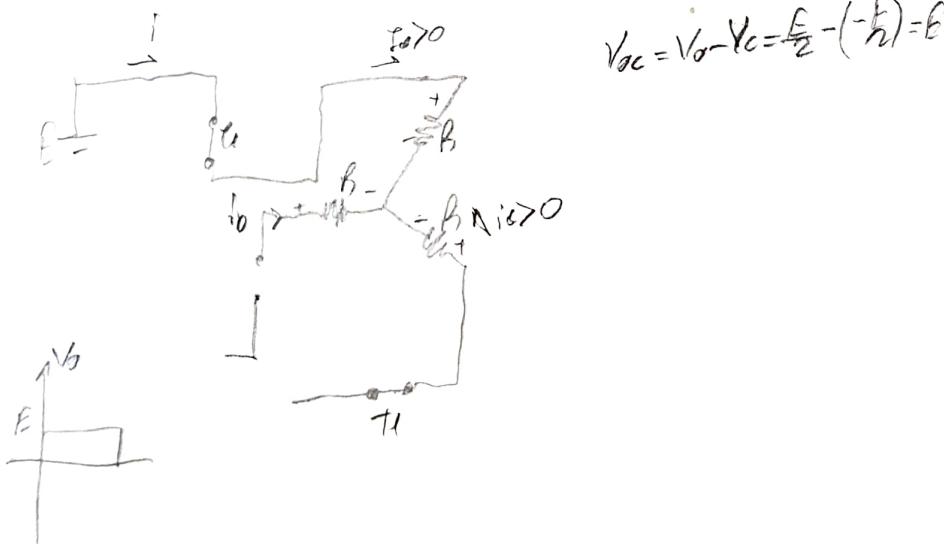
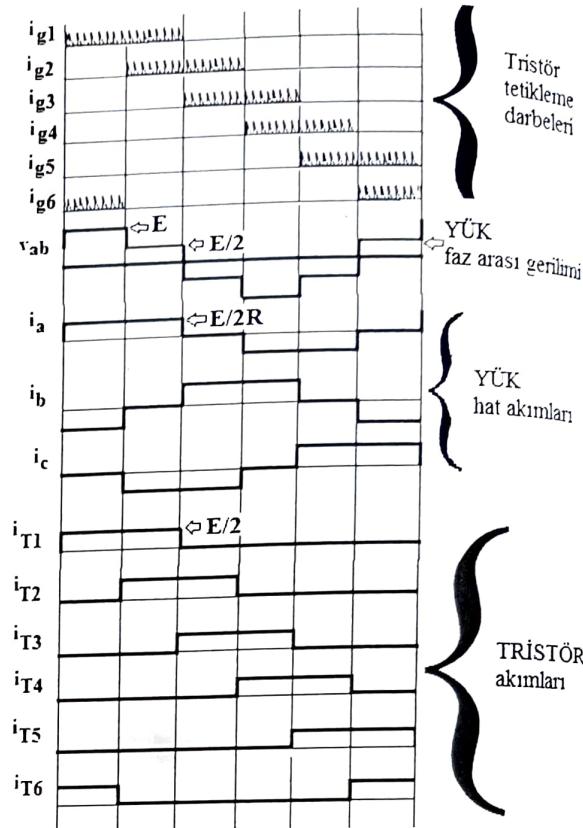
$$R = \frac{E}{2A}$$

$$i_b = 1$$

$$i_c = -1$$

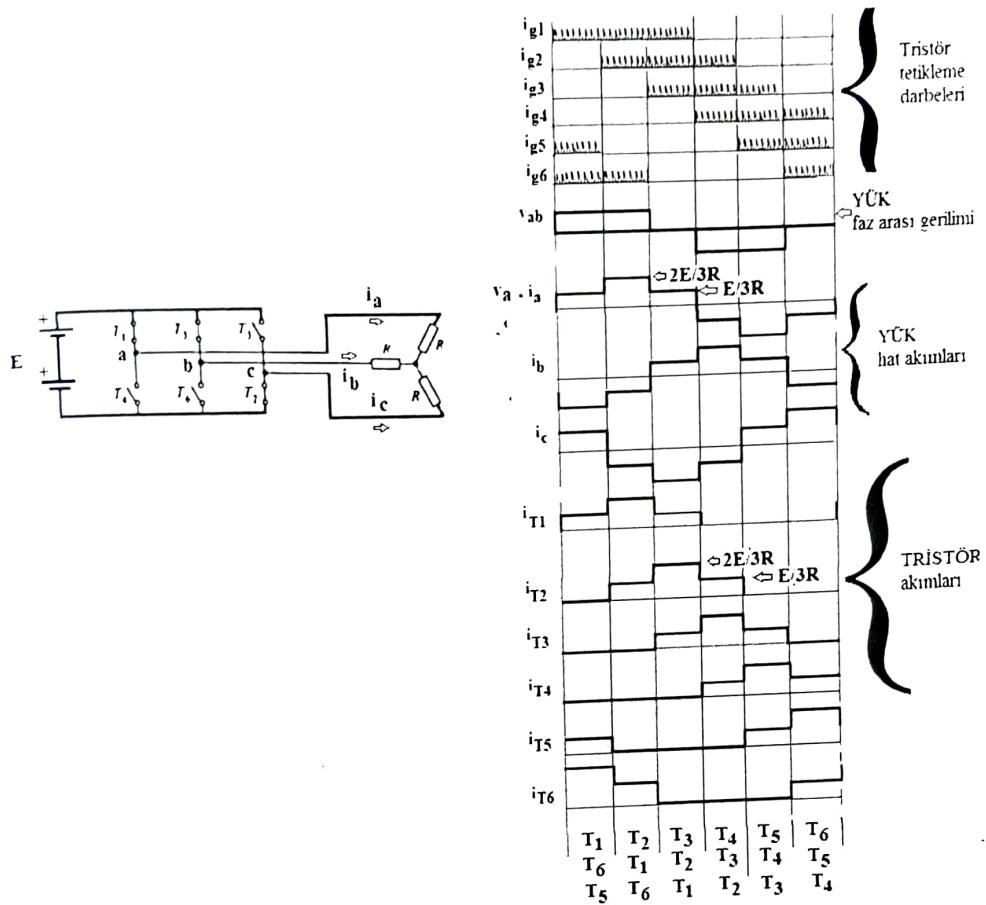
$$V_a = i_a R = 1R = \frac{E}{2R}, R = \frac{E}{2}$$

$$V_c = i_c R = -1R = -\frac{E}{2}$$

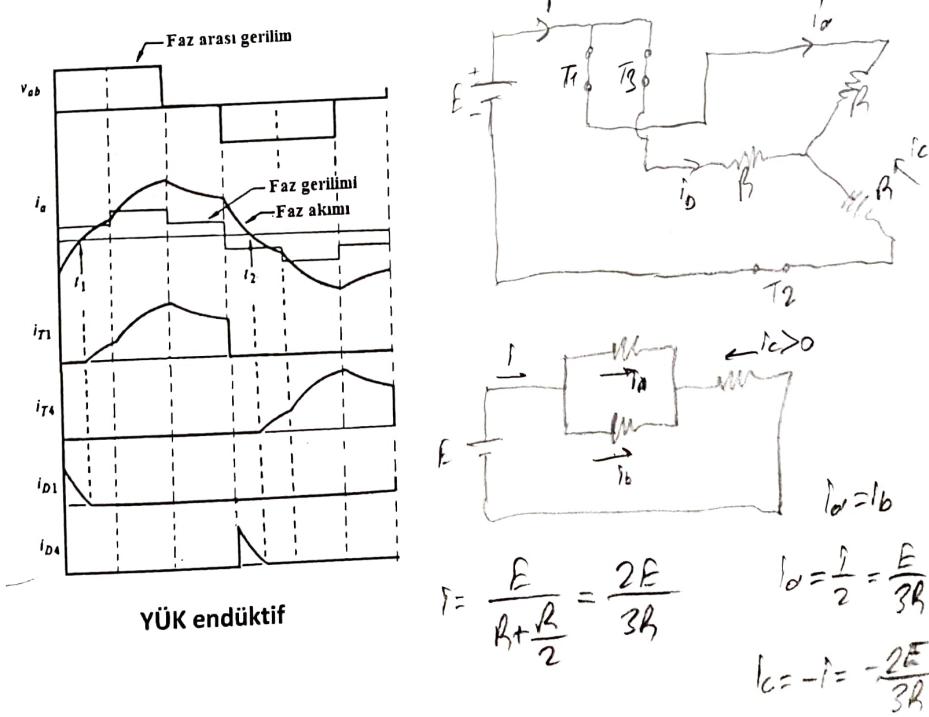


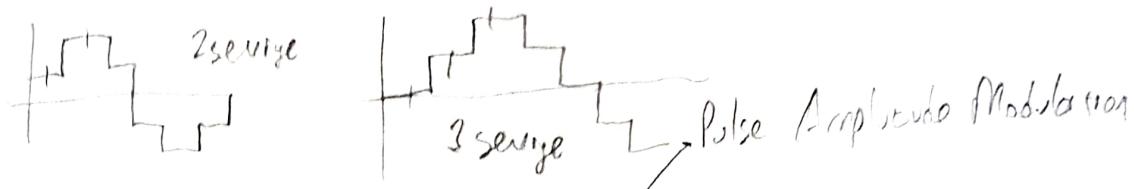
180 DERECE TETİKLEMELİ 3 FAZLI KÖPRÜ EVİRİCİ

(Aynı anda 3 adet tristör tetikleniyor)

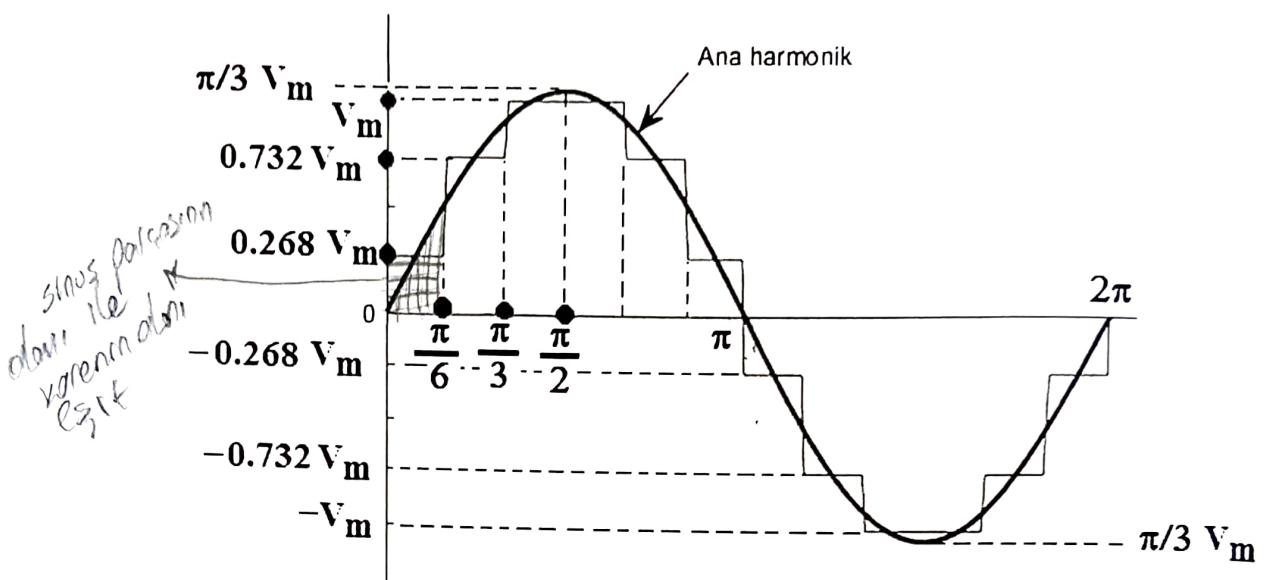


YÜK omik





BASAMAK YÜKSEKLİĞİ FARKLI OLAN "PAM" EVİRİCİNİN EN AZ HARMONİKLİ GERİLİM ÜRETMESİ



 Basamaklı dalga biçiminde üretilen bir işaretin harmoniklerini en aza indirmek için, her basamak yüksekliği, bu basamaklı dalganın yaklaşım yaptığı sinüs dalgasının o zaman aralığındaki ortalama değerine eşit olmalıdır. Buna göre her bir basamağın yüksekliği;

$$V_m = \int_{\theta_{m-1}}^{\theta_m} \sin \theta * d\theta$$

değeri ile doğru orantılıdır. Yukarıda verilen basamaklı eğrinin basamak yükseklikleri aşağıdaki gibi bulunabilir: (BY: basamak yüksekliği anlamındadır)

1) İlk basamak için;

$$\int_0^{\pi/6} \frac{\pi}{3} * V_m * \sin \theta * d\theta = 0.14 * V_m$$

$$BY * (\pi/6) = 0.14 * V_m \Rightarrow BY = 0.14 * (6/\pi) * V_m = 0.268V_m$$

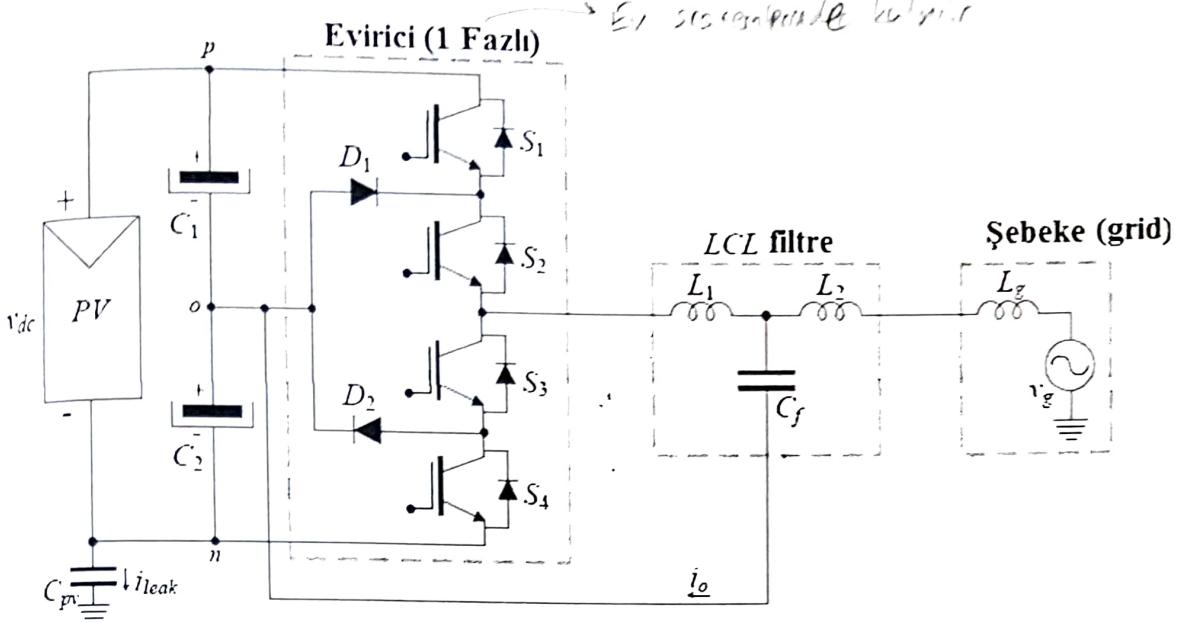
2) İkinci basamak için;

$$\int_{\pi/6}^{\pi/3} \frac{\pi}{3} * V_m * \sin \theta * d\theta = 0.383 * V_m$$

$$BY * [(\pi/3) - (\pi/6)] = 0.383 * V_m \Rightarrow BY = 0.383 * 1.912 * V_m = 0.73V_m$$

Not: Bir fazlı kaskat çevircide basamak yüksekliği sabit, tetikleme anları değişiyordu. Burada ise, tetikleme anları sabit ($\pi/6, \pi/3, \pi/2$) fakat en uygun basamak yükseklikleri hesaplanıyor.

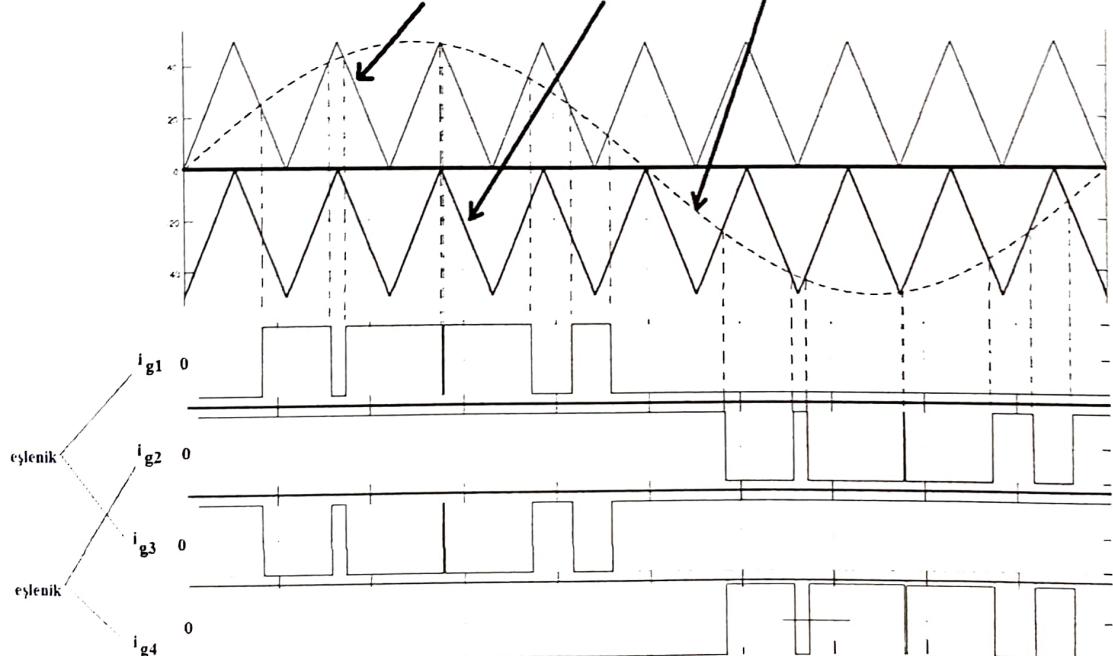
ÜÇ SEVİYELİ BİR FAZLI EVİRİCİ ve ÇALIŞMA İLKESİ (PWM)



PV sisteminden beslenen bir fazlı evirici devre şeması

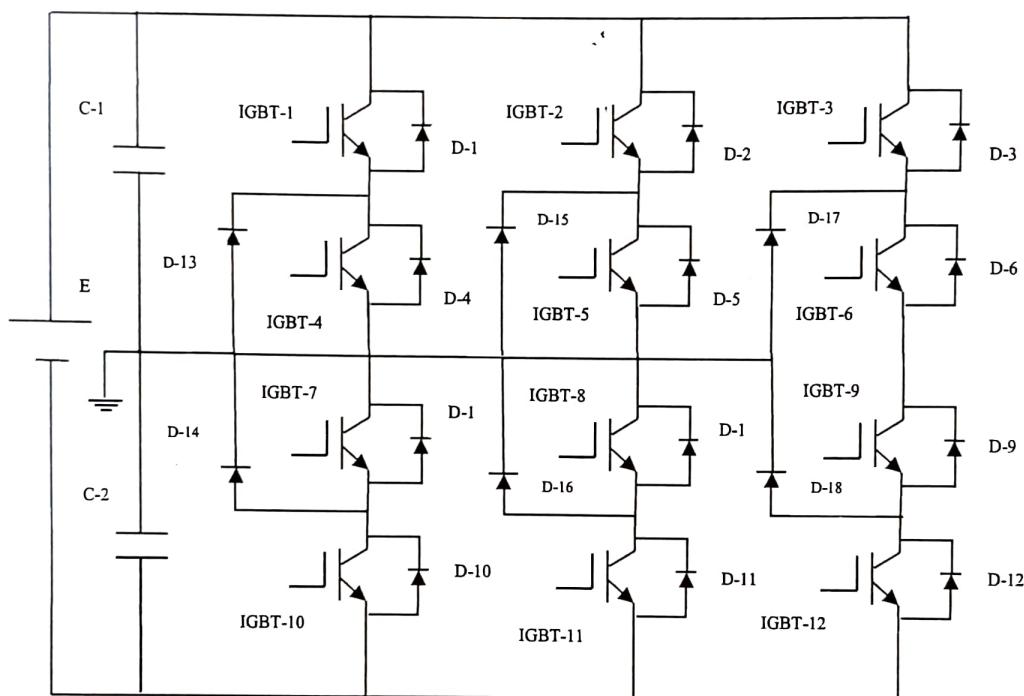
IGBT tetiklemeleri için gerekli işaretlerin üretilmesi. 3 adet işaret:

1) Üst üçgen 2) Alt üçgen 3) Referans sinüs



ÜÇ SEVİYELİ ÜÇ FAZLI EVİRİCİ ve ÇALIŞMA İLKESİ

Şekil 1'de üç seviyeli üç fazlı evirici devresi gösterilmiştir. Devrede anahtarlama elamanı olarak IGBT kullanılmıştır. D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D12 diyonları akımın ters yönde geçişini sağlamak için konulmuş serbest geçiş diyonları, D13, D14, D15, D16, D17, D18 diyonları ise kenetleme diyonlarıdır. E eviriciyi besleyen doğru gerilimdir. C1 ve C2 ise kapasitedir.



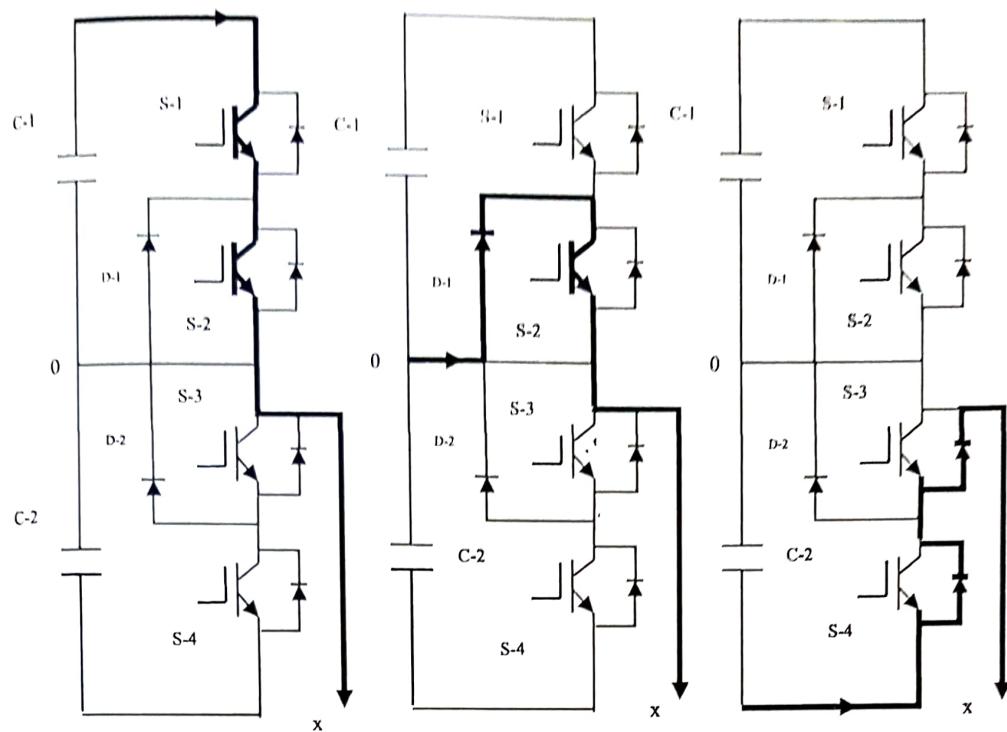
Şekil 1. Üç Fazlı Üç Seviyeli Evirici

Şekil 1' de $IGBT_1$ ile $IGBT_7$, $IGBT_4$ ile $IGBT_{10}$, $IGBT_2$ ile $IGBT_8$, $IGBT_5$ ile $IGBT_{11}$, $IGBT_3$ ile $IGBT_9$ ve $IGBT_6$ ile $IGBT_{12}$ eşlenik (yani biri açık iken diğerini kapalı) olarak çalışmaktadır. Üç seviyeli eviricide anahtarlama durumları Şekil 2 ve Şekil 3 de verilmektedir.

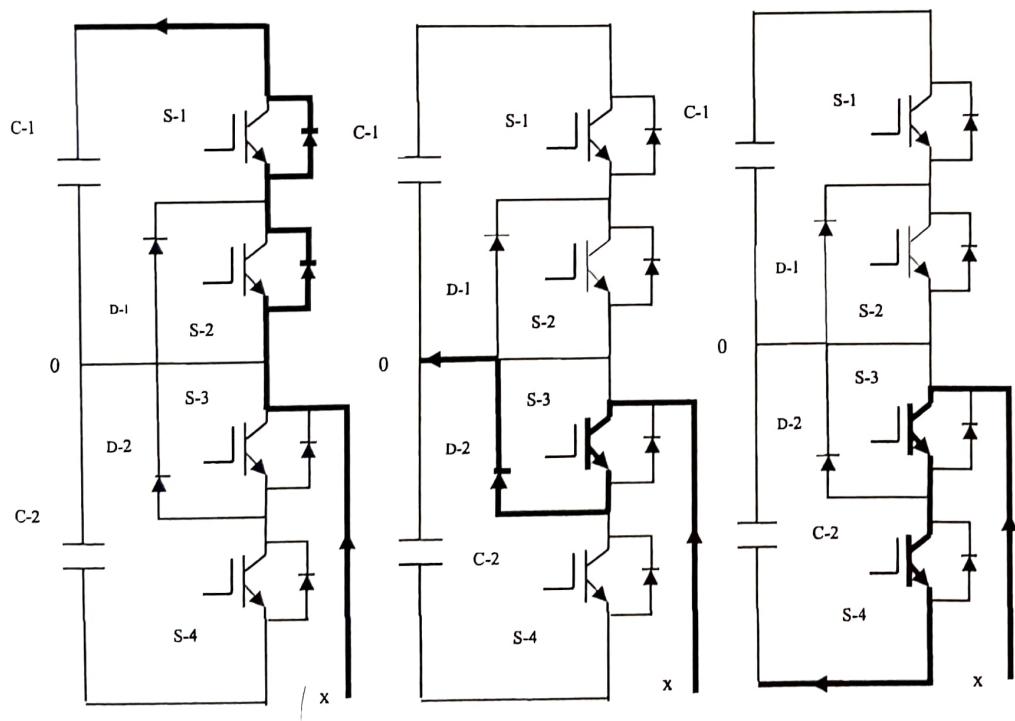
Tablo 1. Üç Seviyeli Eviricide Anahtarlama Durumları

Anahtarlama Durumu	Faz Gerilimi (Vx0)
$S1=1$ ve $S2=1$ ($S3=0$ ve $S4=0$)	$-Vdc/2$
$S2=1$ ve $S3=1$ ($S1=0$ ve $S4=0$)	0
$S3=1$ ve $S4=1$ ($S1=0$ ve $S2=0$)	$-Vdc/2$

Tablo 1 üç seviyeli eviricide anahtarlama durumlarını ve bunlara göre oluşan faz-nötr arası çıkış gerilimini göstermektedir.

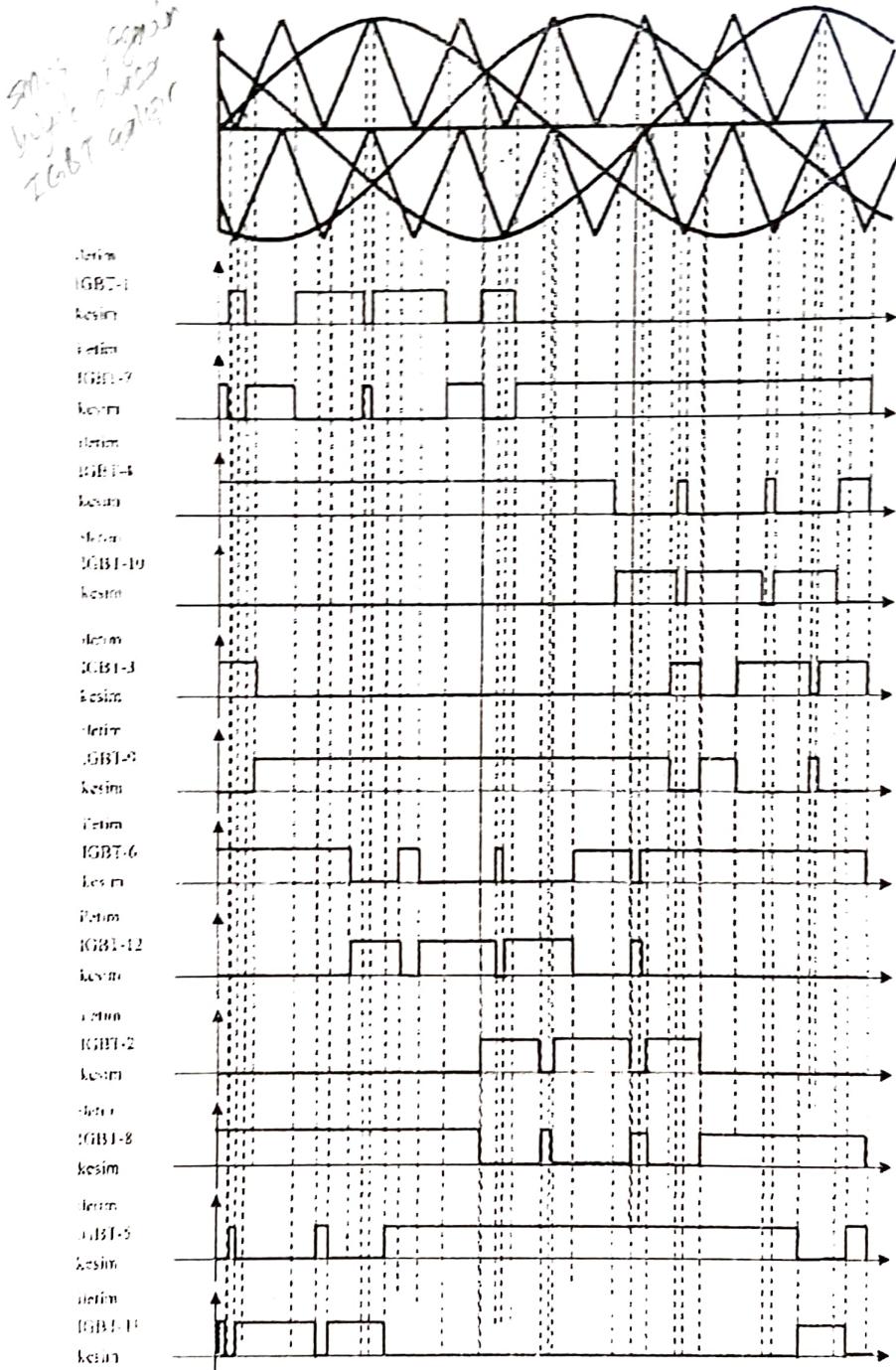


Şekil 2. Üç Fazlı Üç Seviyeli Evirici Anahtarlama Durumları-1

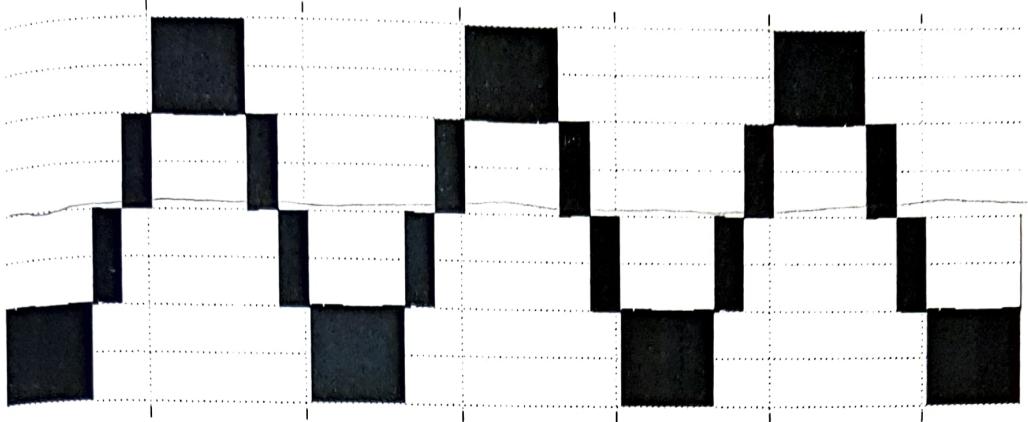


Şekil 3. Üç Fazlı Üç Seviyeli Evirici Anahtarlama Durumları-2

Üç seviyeli evirici her bir bacağındaki anahtarlama elemanları anahtarlanırken uyulması gereken iki önemli kural vardır. Bunlardan birincisi; Şekil 2 de görüldüğü gibi, dış taraftaki anahtarlar (yani S1 ile S4), sadece içteki (yani S2 ile S3) yakın anahtar iletimde iken iletime sokulabilir. Örnek olarak, S1 sadece S2 anahtarı iletimde ise iletime sokulabilir. S4 ise S3 iletimde ise iletime sokulabilir. İkinci kural; içteki anahtarlar ile ilgili anahtar kesimde ise kesime sokulabilir. Örneğin; S2 anahtarı sadece S1 anahtarı kesimde iken kesime sokulabilir. S-3 anahtarı sadece S4 kesimde ise kesime sokulabilir.



Şekil 4. Üç Fazlı Üç Seviyeli Evirici İçin Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu

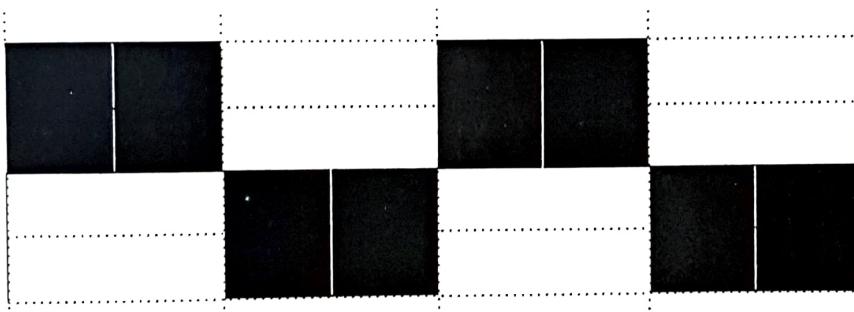


3 seviyeli inverterde yükle ilişkili faz arası gerilim değişimi

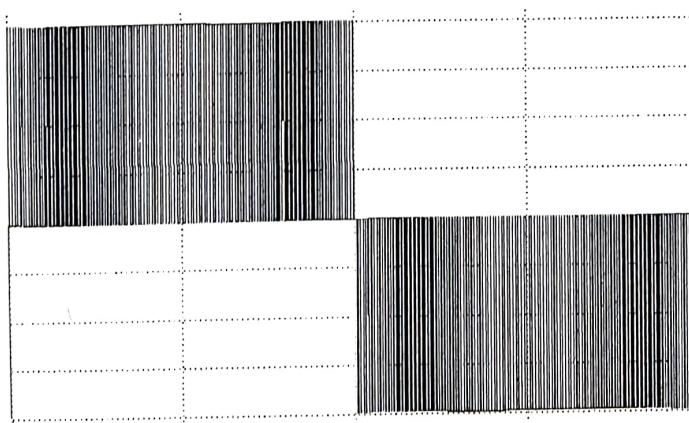
Hem PAM
hem PWM

%37 circa
vesm 16
galıgın
UPS'terde
kullanılır

3 seviyeli inverterde yükle ilişkin faz arası gerilim değişimi detaylı gösterim



3 seviyeli inverterde yükle ilişkin faz-nötr gerilim değişimi



3 seviyeli inverterde yükle ilişkin faz-nötr gerilimi detaylı gösterim

YUMUŞAK ANAHTARLAMA (SS) [12]

Anahtarlama, temel olarak bir güç elemanın iletim ve kesime girme işlemleridir. Anahtarlama işlemlerinde, güç anahtarının akım ve geriliminin çakışması ile oluşan anahtarlama kayıpları yanında, güç diyonunun ters toparlanma kaybı ve güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj kaybı da oluşmaktadır. Bu kayiplann hepsi anahtarlama frekansı ile doğru orantılıdır. Ek bir düzen kullanılmadan doğal olarak gerçekleşen anahtarlamalara Sert Anahtarlama (HS) denilmektedir.

HS ile çalışan devrelerde, anahtarlama kayıpları arttıkça, kullanılan güç elemanlarının nominal değerleri ile soğutucu ve soğutma sisteminin boyutları da artar. Sonuç olarak, devrenin hacmi ile maliyeti artar ve güç yoğunluğu düşer. Bununla beraber, anahtarlama işlemleri sırasında, büyük değerli olan akım ve gerilim yükselme hızları, yüksek değerli Elektro Manyetik Girişim (EMI) ve Radyo Frekans Girişimine (RFI) neden olur. Bu girişimler ise, kontrol ve haberleşme sinyallerini olumsuz etkiler.

Sert anahtarlamadaki problemleri çözmek için Yumuşak Anahtarlama (SS) kavramı üzerinde çalışılmaktadır. Yumuşak anahtarlama, temel olarak, anahtarlama kayıpları ile EMI gürültünün özel düzenlerle yok edilmesi veya en aza indirilmesi şeklinde tanımlanır. Literatürde stres azaltma, bastırma gibi terimlerle de ifade edilen yumuşak anahtarlama, anahtarlama esnasında, elemanın maruz kaldığı akım ve gerilim değerleri ile akım ve gerilim yükselme hızlarının bastırılması, akım ve gerilim değişimlerinin şekillendirilmesi, anahtarlama kayıpları ile EMI gürültünün azaltılması ve anahtarlama enerjisinin yük veya kaynağa transfer edilmesi fonksiyonlarını kapsar. Yumuşak anahtarlamadan istenen fonksiyonlar, genel olarak aşağıda sıralanmıştır. Bu fonksiyonların çoğu birbirine bağlı veya birbirinin tamamlayıcısıdır.

- Anahtarlama geçişleri esnasında akım ve gerilimin üst üste binmesini azaltmak.
- Akım ve gerilim yükselme hızlarını sınırlamak.
- Yük hattı akım ve gerilim değişimlerini düzenlemek.
- Anahtarlama enerji kayıplarını bastırmak.
- EMI ve RFI gürültülerini bastırmak.
- Anahtarlama enerjilerini geri kazanmak.
- Çalışma frekansını yükseltmek.
- Periyodon büyük bir kısmında PWM çalışmayı korumak.
- Hafif yüklerde de yumuşak anahtarlamayı sürdürmek.
- Devrenin boyut ve maliyetini düşürmek.
- Devrenin verim ve güç yoğunluğunu artırmak.

DC-DC dönüştürücülerde, iletim ve kesim durumlarındaki akım ve gerilim değişimlerinde dalgalanmalar olmadığından, sirkülasyon enerjisi veya reaktif enerjinin olmadığı söylenebilir. Bu durum ise, anahtarlama işlemleri dikkate alınmadığında, bu devredeki güç yoğunluğunun çok yüksek olduğunu gösterir. Ayrıca, anahtarlama frekansı yükseldikçe, endüktans ile kapasitans değerleri orantılı olarak düşer ve güç yoğunluğu daha da artar. Ancak, frekans yükseldiğinde, anahtarlamadaki enerji kayıpları ve EMI gürültü de artmaktadır. Yumuşak anahtarlama teknikleri, anahtarlama kayıplarını düşürerek, çalışma frekansının artırılmasına olanak sağladığı için AC-DC dönüştürücülerin gelişiminde önemli bir role sahip olup akademik ve endüstriyel çalışmalarında her geçen gün artan bir şekilde cazibesini sürdürmektedir.

Yumuşak anahtarlama teknikleri, genel olarak, Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS), Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS), Sıfır Akımda Geçiş (ZCT) ve Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT) şeklinde 4 genel gruba ayrılır. Şekil 1'de, bir anahtarlama elemanın kontrol sinyali ile sert anahtarlama (HS) ve yumuşak anahtarlama (SS) teknikleriyle ilgili temel dalga şekilleri görülmektedir. ZCS ile ZVS temel ve ZCT ile ZVT ieri yumuşak anahtarlama teknikleridir.

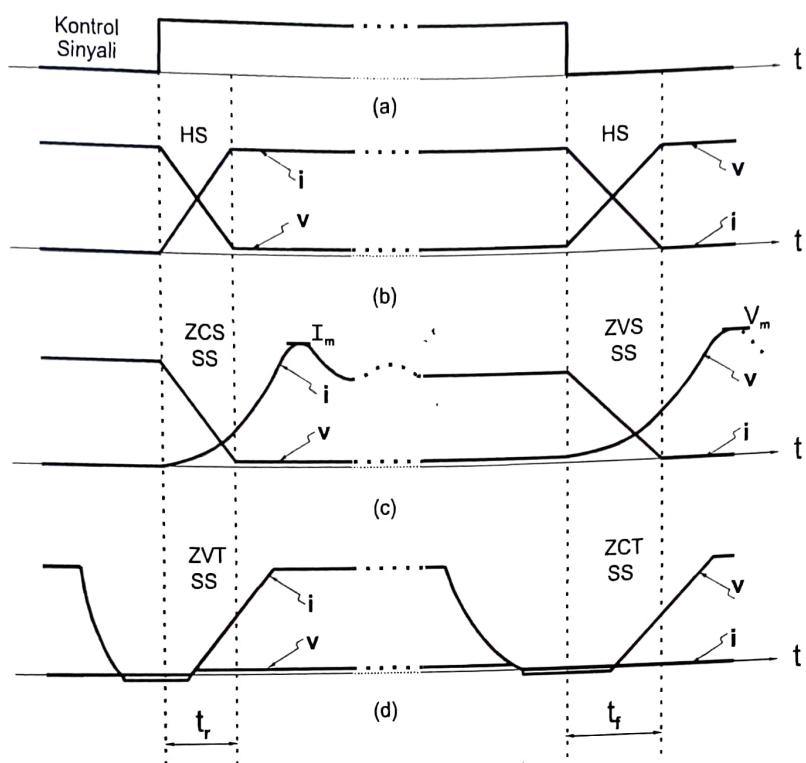
a) Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)

Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS), iletme girme işleminde gerçekleştirilen bir SS teknigidir. Bu teknikte, temel olarak güç anahtarına küçük değerli bir endüktans seri bağlanarak, iletme girme işleminde elemandan geçen akımın iletme girme işlemindeki anahtarlama enerjisi endüktansa aktarılır. Aslında, hücrelerinde bir dirence harcanır, fakat modern hücrelerde kısa süreli bir kısmı rezonans ile gerilim kaynağı veya yük aktararak geri kazanılır.

b) Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)

Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS), kesime girme işleminde gerçekleştirilen bir SS teknigidir. Bu teknikte, temel olarak güç anahtarına küçük değerli bir kondansatör paralel bağlanarak, iletimden çıkışa işleminde elemanın azaltılır ve anahtarlama enerjisi kondansatöre aktarılır. Kondansatördeki bu enerji, modern hücrelerde geri kazanılır. ZCS ve ZVS tekniklerinde anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilememektedir. Bu nedenle, bu tekniklere yaklaşık ZCS ve yaklaşık ZVS teknikleri de denilmektedir. Genel olarak, ZCS'de kullanılan endüktansa seri bastırma

elemanı ve ZVS'de kullanılan kondansatöre paralel bastırma elemanı denilir. Normal olarak, seri endüktans güç elemanı üzerinde ilave bir gerilim stresine ve paralel kondansatör ise ilave bir akım stresine neden olur. Seri endüktansın neden olduğu ek gerilim stresinin önlenemediği kabul edilmektedir.



Şekil 1 (a) Bir anahtarlama güç elemanının kontrol sinyali ile (b) HS (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZVT ile ZCT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri

c) Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)

d) Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)

Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT), iletime girme işleminde uygulanan ileri bir SS teknigidir. Bu teknikte, güç anahtarları arasındaki gerilim kısa süreli bir kısmı rezonansla sıfır düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali uygulanır. Böylece, anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir ve mükemmel bir iletime girme işlemi sağlanır. Gerilimin sıfır düşmesi ileri alınarak gerçekleştirilen bu teknikte de hem ZVS hem de ZCS'nin sağladığı söylenebilir. Anahtarlama enerjisinin geri kazanıldığı bu teknik de modern bastırma hücreleri ile elde edilir ve ilave bir anahtar gereklidir. Burada hemen şunun belirtilmesi gereklidir ki, sadece bu teknikte güç anahtarlarının parazitik kondansatörünün deşarj enerji kaybı yok edilir ve bu enerji geri kazanılır. Yüksek değerlerde parazitik kondansatörlere sahip olan MOSFET güç elemanlarında bu SS teknigi büyük önem taşır.

Buck

$$18V \leq V_{out} \leq 24V$$

$$V_y = 10V \quad I_L \rightarrow \text{stetig}$$

$$\Delta Q = CAV \quad \Delta Q = \frac{\Delta ILT}{8} \quad C = \frac{(E-V_y)T^2}{E \cdot B \cdot L \cdot \frac{\Delta V}{\Delta y}}$$

Stetigstrom (Kontinuierl. Ablm.)

$$V_y = \frac{DE}{D+D_1}$$

$$\Delta I_{max} = 1-D$$

$$V_y = DE$$

Buck-Boost Lassen

$$I_L = I_g + I_y$$

$$I_g = \frac{D}{2-D} I_y \quad I_y = \frac{V_y}{B}$$

$$I_L = \frac{ED}{(1-D)^2 B}$$

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow \frac{DE}{2Lf}$$

$$I_{Lmin} = \frac{(1-D)^2 B}{2f}$$

$$I_{Lmin} = 0$$

Boost

$$\textcircled{1} V_{Lort} = 0 \quad \textcircled{2} \Delta I_{Lon} + \Delta I_{off} = 0$$

$$\textcircled{3} V_y = \frac{E}{1-D}$$

$$I_{Lmax}, I_{Lmin}$$

$$P_S = P_G$$

$$I_g = \frac{E}{(1-D)^2 B}$$

$$\Delta I_L, \Delta I_{Lon}$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt}$$

$$\text{on} \quad E = L \frac{\Delta I_{Lon}}{DT}$$

$$\text{off} \quad E - V_y = L \frac{\Delta I_{loff}}{(1-D)T}$$

$$\Delta I_{Lon} = \frac{EDT}{L}$$

$$\Delta I_{loff} = \frac{E - V_y}{L} (1-D)T$$

gibt einen abnehmenden

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \\ = \frac{E}{(1-D)^2 B} + \frac{ED}{2Lf}$$

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2}$$

Lkriterie

$$I_{Lmin} = \frac{(1-D)^2 B D}{2f} = L_{kritik}$$

$$C_{min} = C_k = \frac{D}{f R \frac{\Delta V}{\Delta y}}$$

Kontinuierl. Ablm.

$$V_y = \frac{D+D_1}{A_1} E$$

$$A_1 \rightarrow 1-D$$

$$V_y = \frac{1}{1-D} E$$

Buck-Boost

$$\textcircled{1} V_{Lort} = 0$$

$$DE + (1-D)V_y = 0$$

$$V_y = -\frac{D}{1-D} E$$

$$V_y = k E$$

Drossel $D=0.5$ Drossel

$$k < 1$$

$$k > 1$$

abwärts

zurück

$$V_L = ? \quad \text{on}$$

$$E = L \frac{\Delta I_{Lon}}{DT}$$

$$\Delta I_{Lon} = \frac{ED}{Lf}$$

off

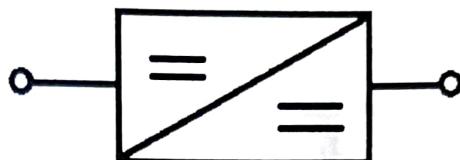
$$-V_y = L \frac{\Delta I_{loff}}{(1-D)T}$$

$$\Delta I_{loff} = \frac{-V_y(1-D)}{Lf}$$

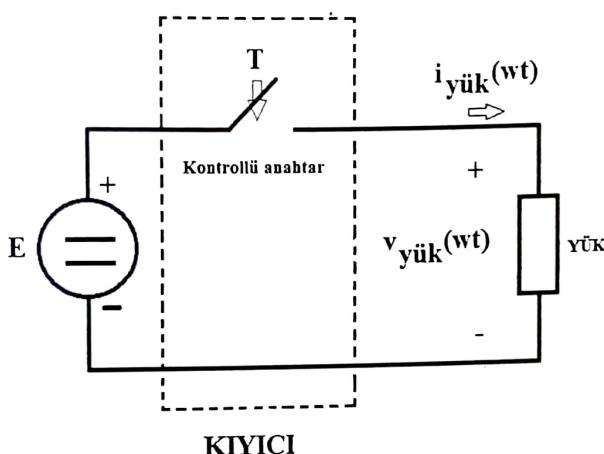


DA KİYICILAR (KLASİK D.A-D.A KİYICILAR)

Doğru akım kiyicileri, doğru gerilim kaynağından beslenen, bir yükün uçları arasındaki ortalama ya da etkin gerilim (dolayısı ile akım) değerini değiştiren devrelerdir.



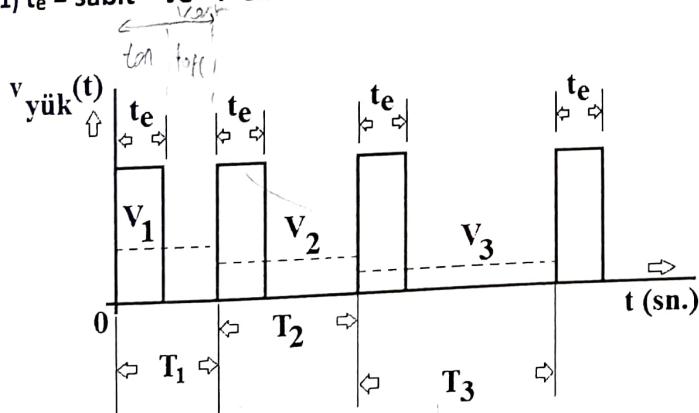
DA Kiyıcı Devre Gösterimi



KİYICI

DA kiyicida "kontrollü anahtar" 3 farklı biçimde kontrol edilir:

1) $t_e = \text{sabit}$ ve $T \neq \text{sabit}$



Kesik çizgiler ortalama gerilim değerini göstermektedir

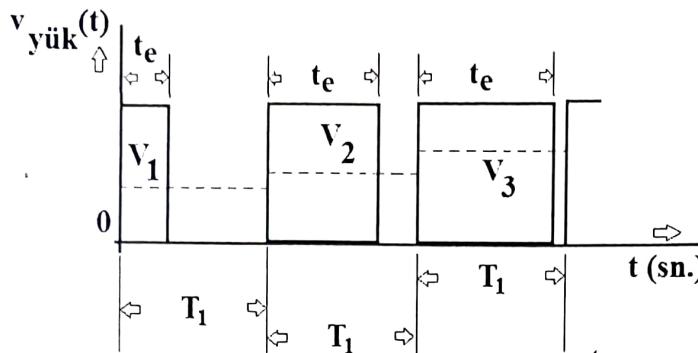
"Darbe genişliği" sabit olan fakat "periyodu" değişken olan anahtarlama yöntemi

$$V_{y_{\text{ort}}} = \frac{1}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} \int_0^{T_{\text{on}}} E_{\text{dr}} dt$$

$$V_{y_{\text{ort}}} = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} E$$

*(Pulse width modülasyon
(PWM, Pulse Width Modulation))*

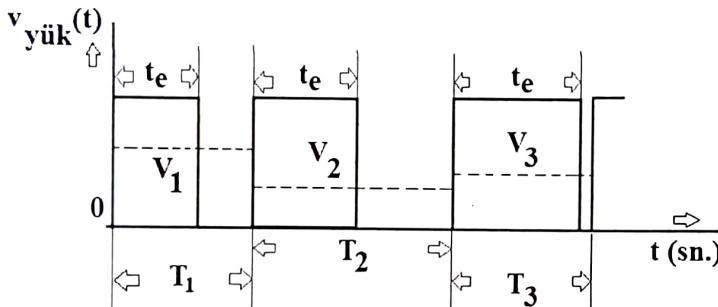
2) $t_e \neq \text{sabit}$ ve $T = \text{sabit}$



Kesik çizgiler ortalama gerilim değerini göstermektedir

"Darbe genişliği" sabit değil fakat "periyodu" sabit olan anahtarlama yöntemi

3) $t_e \neq \text{sabit}$ ve $T \neq \text{sabit}$

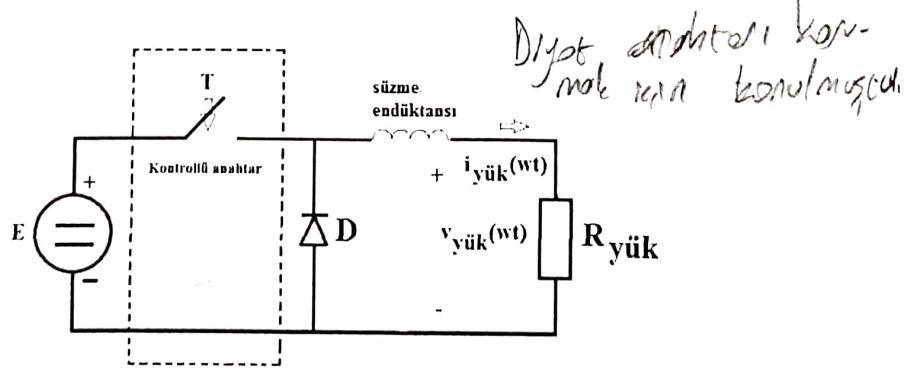


Kesik çizgiler ortalama gerilim değerini göstermektedir

Hem "Darbe genişliği" hem de "periyodu" sabit olmayan anahtarlama yöntemi

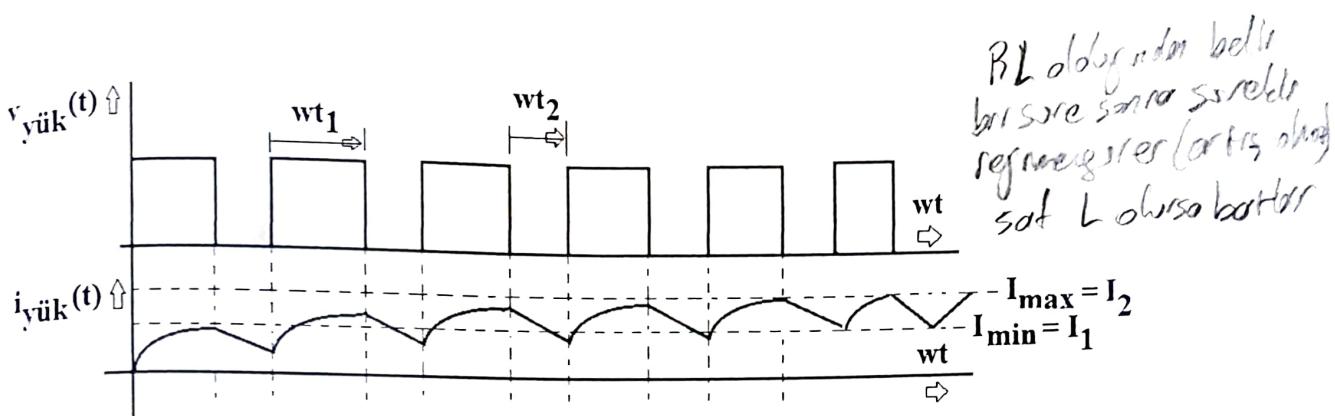
Klasik DA kiyıcı devreleri iki farklı tip'de dizayn edilirler:

1) Yüke seri süzme endüktanslı ve yüke paralel bağlı serbest geçiş diyodlu kiyıcı devre



ŞEKİL 1

Kontrollü anahtar açıldığında (OFF), D serbest geçiş diyodu devreye girer. Aşağıda bu devreye ilişkin akım ve gerilim eğrilerinin değişimi gösterilmiştir.



Yukarıda verilen akım değişiminde "kontrol anahtarı" ON durumundayken yük akımı ($\zeta = L/R$);

$$i(wt) = I_1 + \left(\frac{E}{R} - I_1\right)(1 - e^{-t/\tau}) ; \quad t = t_1 \quad \text{için} \quad i(wt_1) = I_2 \quad \text{olmaktadır.}$$

Yukarıda verilen akım değişiminde "kontrol anahtarı" OFF durumundayken yük akımı;

$$i(wt) = I_2 e^{-t/\tau} ; \quad t = t_2 \quad \text{için} \quad i(wt_2) = I_1 \quad \text{olmaktadır.}$$

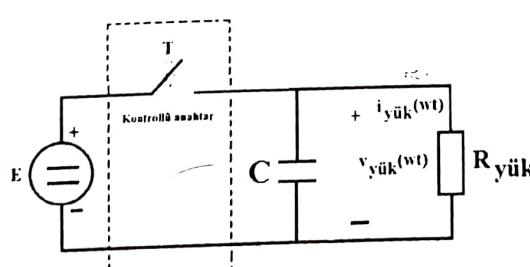
Yukarıdaki her iki denklem birlikte kullanılırsa;

$$I_2 = \frac{E}{R} \frac{(1 - e^{-t_1/\tau})}{(1 - e^{-(t_1+t_2)/\tau})} ; \quad I_1 = I_2 e^{-t_2/\tau}$$

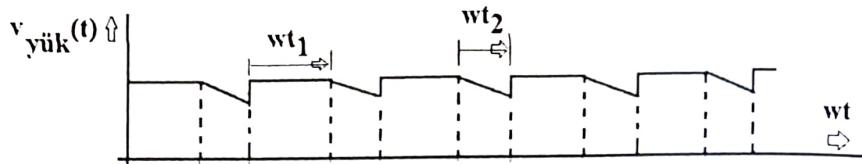
elde edilir. Yukarıdaki her iki eşitliğin de, **yük akımı "sürekli hale"** geldikten sonra elde edildiği unutulmamalıdır.

Şekil 1'de verilen devrenin en önemli özelliği, yük geriliminin dalga şeklinin (dolayısı ile ortalama değerinin) süzme endüktans değerine ve yükle bağlı olmamasıdır. Yük geriliminin ortalama değerini yalnızca T "anahtarlama periyodu" belirler.

2) Yüke paralel bağlı kapasite içeren kıyıcı devre



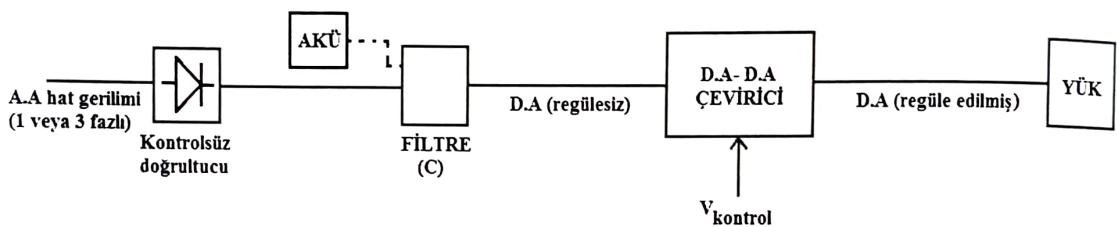
ŞEKİL 2



Şekil 2'de görülen d.a kiyıcı devrede, Şekil 1'den farklı olarak, yük geriliminin ortalama değeri, wt_2 anında, C kapasitesine ve $R_{yük}$ değerine bağlı olarak değişir. Bu arzu edilen bir durum değildir.

ANAHTARLAMALI D.A-D.A ÇEVİRİCİLER (MODERN D.A-D.A ÇEVİRİCİLER)

D.A-D.A çevirimciler, ayarlanmış anahtarlamalı D.A-D.A güç kaynaklarında ve D.A motor sürücü uygulamalarında kullanılmaktadır.



ŞEKİL 3

Şekil 3'de görülen anahtarlamalı D.A-D.A çevirimciler, ayarsız (regüle edilmemiş) D.A girişini, istenilen gerilim kademesinde, kontrollü (regüle edilmiş) D.A çıkışa çevirmek için kullanılmışlardır.

D.A-D.A çevirimcilerin en çok bilinen türleri aşağıda verilmiştir:

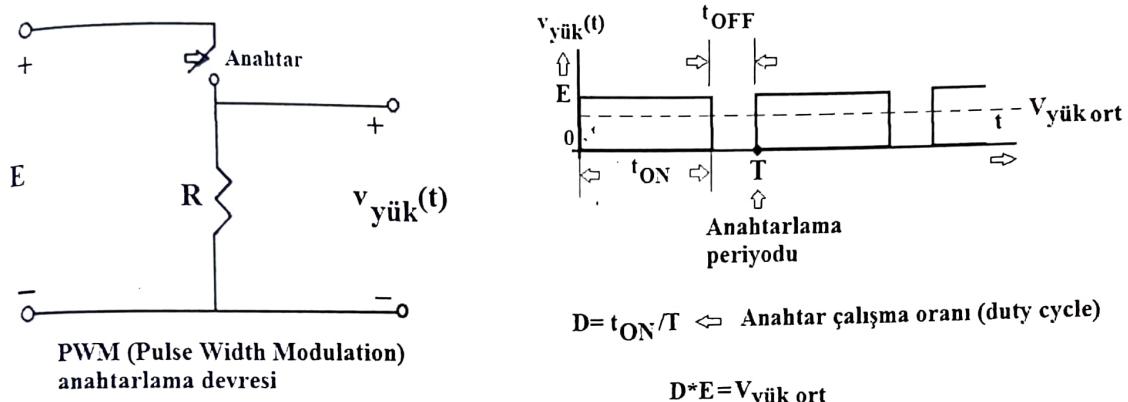
- 1) Alçaltıcı çeviriçi
- 2) Yükseltici çeviriçi
- 3) Alçaltıcı-Yükseltici çeviriçi
- 4) Cuk çeviriçi
- 5) Tam köprü çeviriçi

Yukarıda bahsedilen çeviriçi türlerinden yalnızca alçaltıcı ve yükseltici çevirimciler "temel çeviriçi" yapılarıdır. Alçaltıcı-Yükseltici ve Cuk çeviriçi, bu iki temel çevirimcisinin birleşiminden elde edilmiştir. Tam köprü çeviriçi ise, alçaltıcı tip çevirimciden türetilmiştir.

Bu bölümde, çevirimcilerin sürekli hal koşulları altında çalıştığı, anahtarlar ideal kabul edilerek, devredeki L ve C'nin (iç) kayıpları ihmal edilecektir. D.A-D.A çevirimcisinin girişindeki doğru gerilim iç empedansının sıfır olduğu kabul edilecektir. Devre girişindeki D.A gerilim, bir aküden sağlanabileceği gibi, A.A şebekeden diyon yardım ile doğrultularak da elde edilebilir. D.A gerilim uçları arasına (paralel) bağlanacak büyük değerli C kapasiteli filtre kondansatörü ile, düşük iç empedanslı ve düşük dalgalanmalı (low ripple) bir D.A gerilim elde edilir. Çoğunlukla yük olarak omik yük kullanılacaktır. Eğer yük olarak doğru akım motoru var ise, bu motor seri bağlı R, L ve E olarak modelleneciktir.

D.A-D.A ÇEVİRİCİLERİNİN KONTROLÜ

D.A-D.A Çeviricilerde, çıkışa ilişkin doğru gerilimin ani değeri öylesine denetlenmelidir ki, giriş gerilimi de değişse, yük değeri de değişse, çıkış geriliminin ortalama değeri arzu edilen değerde kalabilmelidir. Bu çeviricilerde, giriş doğru gerilim değerini, çıkışta başka bir değere döndürmek için bir ya da daha fazla anahtar kullanılır. Bu anahtarların "iletim/kesim" oranı değiştirilerek, arzu edilen çıkış gerilim değeri elde edilir.



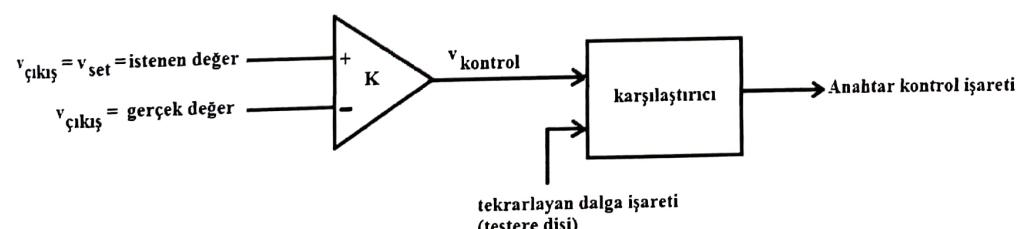
ŞEKİL 4

Not: "D" değerini değiştirmek için 3 yol mevcuttur:

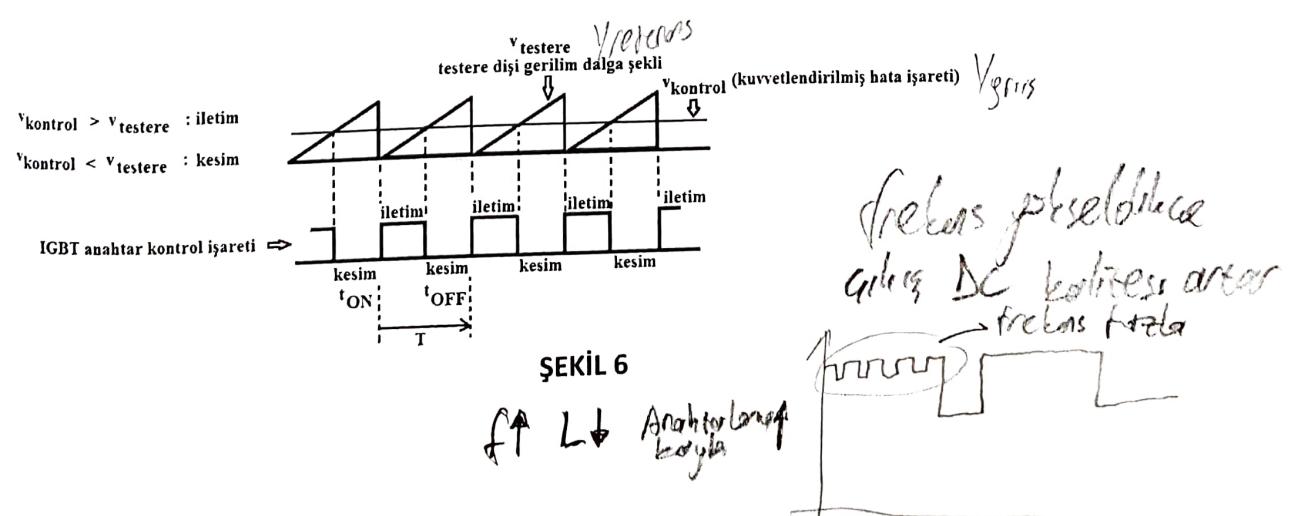
- 1) $t_{ON} = \text{sabit}$, $T \neq \text{sabit}$
- 2) $t_{ON} \neq \text{sabit}$, $T \neq \text{sabit}$
- 3) $t_{ON} \neq \text{sabit}$, $T = \text{sabit}$

T değerinin değişken olduğu durumlarda (yukarıdaki 1. ve 2. seçenekler), D.A-D.A çeviricinin giriş ve çıkışlarındaki dalgalı bileşenlerin filtrelenmesi zorlaşacaktır.

T değerinin sabit tutularak t_{ON} değerinin değiştirildiği "kontrol yöntemi" aşağıda açıklanmıştır.



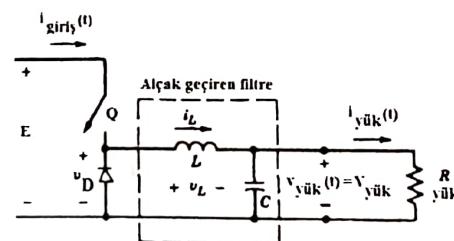
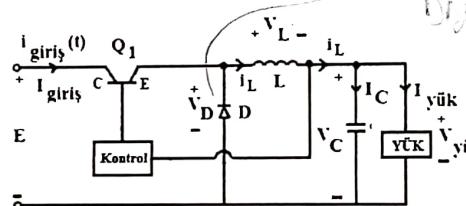
ŞEKİL 5



1.1. DÜŞÜRÜCÜ (BUCK) ÇEVİRİCİ DEVRE

Teorik bilgi:

Şekil 1.1'de verilen Buck (düşüren) çeviricide, yükle ilişkin ortalama gerilim değeri ($V_{yük}$), dairma devreyi besleyen doğru gerilim değerinden (E) küçüktür. Devrede yük olarak R direnci seçilmiştir. Bu devrede yer alan anahtarlar iki adettir: Kontrollü anahtar (BJT), kontrolsüz anahtar (diyod). Devre iki farklı modda çalışır. Şekil 1.2'de, her bir mod için elde edilen devre şemaları ve dalga şekilleri verilmiştir. **Mod 1**, Q anahtarı $t=0$ anında iletme geçince başlar. Giriş akımı **artarak**, devrenin çıkış filtre elemanları olan L ve C üzerinden yükle (R) ulaşır. **Mod 2** ise, Q anahtarının $t=t_1$ anında kesme sokulması ile başlar. Serbest geçiş diyodu olarak görev yapan D diyodu, mod 1'de L selfi üzerinden biriken enerji nedeni ile iletme geçecektir. Q anahtarı tekrar iletme sokuluncaya kadar (L endüktansında enerji bitmediği sürece), D diyodu akım akıtmaya devam edecektir. Endüktans akımı, L , C , R ve D üzerinden akım akıtmaya bu modda devam eder. Q anahtarı tekrar tetikleninceye kadar endüktans akımı **azalmaya** devam eder. Mod 2, Q anahtarının tekrar tetiklendiği T (periód) anında sona erer. Aşağıda verilen akım-gerilim değişimlerinde, akımın doğrusal olarak arttığı veya azaldığı kabul edilmiştir. Uygulamalarda Q, D, L ve C elemanlarının küçük de olsa bir iç dirençleri vardır. Çoğu uygulamada bu direnç etkileri ihmal edilir. Anahtarlama frekansına (f) bağlı olarak, L ve C içinden geçen akım kesintili olabilir. Düşürücü çevirici, bir adet anahtar gerektirir, basit yapıdadır ve %90 üzerinde verime sahiptir. Yük akımının değişimi L endüktansı tarafından sınırlanır. Ancak, giriş (kaynak) akımı, kesintiliidir ve normalde giriş akımını düzgünleştirecek endüktans (filtre) gereklidir. Yük geriliminin polaritesi sabittir ve çıkış akımı tek yöne akar. Diyodon kısa devre olmasına karşı koruma tedbiri alınmalıdır.



Şekil 1.1. Düşürücü (Buck) çevirici devre şeması

Düşürücü (Buck) çeviriciler iki farklı durumda çalışabilirler:

1) Sürekli akım durumu (CCM)

$$\begin{aligned} E &= V_L + V_C \\ E &= V_L + V_{yük} \\ E &= V_L(t) + V_C(t) \end{aligned}$$

2) Kesintili akım durumu (DCM)

1- Self off
2- $i_L = 0$
3- $V_L = 0$
4- $\Delta Q_L = 0$

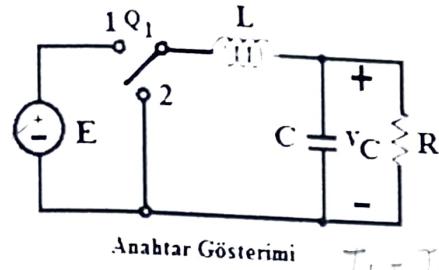
"Sürekli" ifadesi, L endüktansının üzerinden akan akımın bir periyod boyunca "devamlı" olması, "süreksiz" ifadesi ise, L endüktansının üzerinden akan akımın bir periyod boyunca "kesintili" olması anlamına gelmektedir. Endüktans akımının sürekli ya da süreksiz olması, devredeki D (duty cycle) anahtarlama oranı (doluluk oranı), anahtarlama frekansı (f) ve yük değerine bağlıdır.

True RMS Mode
 DC → Voltmetre → Oranlara dege düşer → Normal
 AC → Voltmetre → Efektif deger elde edilir → Etkinlikte
 Kareselde
 In Kt, Kt, Kt
 olur

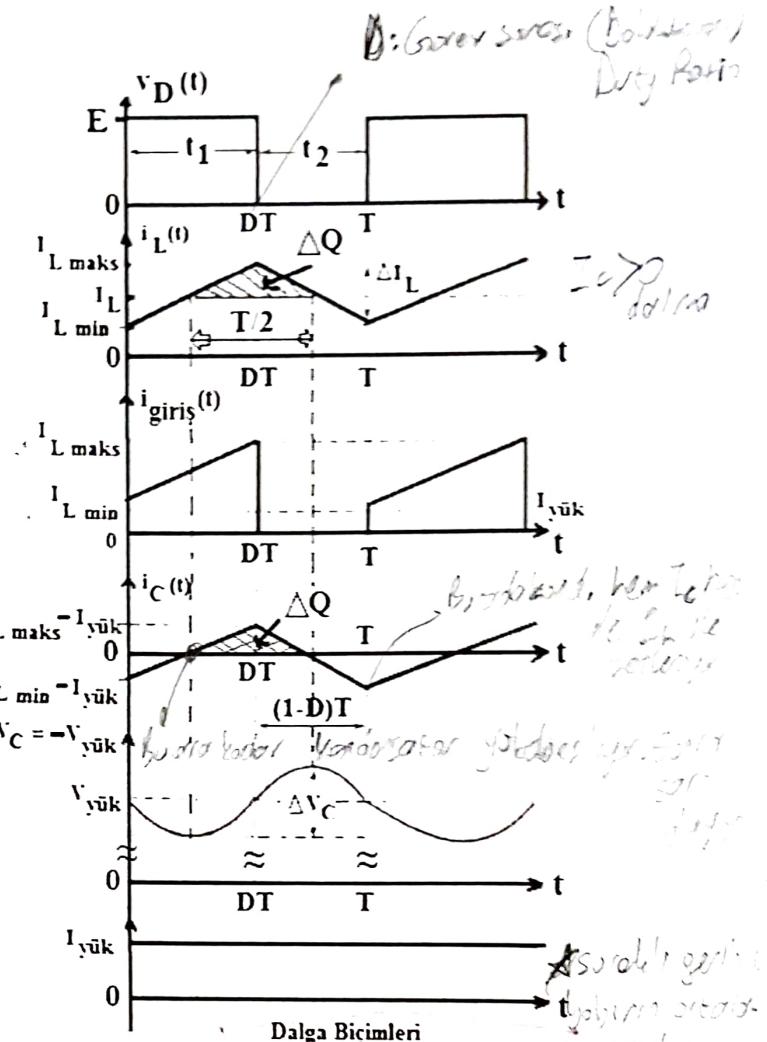
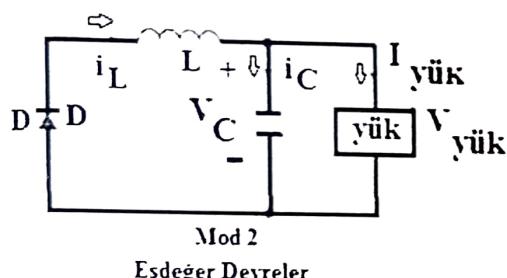
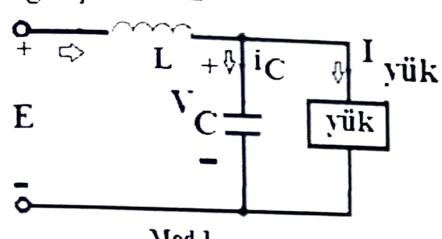
Nötr Dörtlü devrelerdeki dörtlü devrelerdeki
gerilimlerin ortalaması sıfır

$$\frac{T_{on}}{T+T_{off}} = \frac{T_{on}}{T} = D$$

151



$$i_{\text{giris}}(t) = i_L(t)$$



Şekil 1.2. Düşürücü devre çalışma mod eşdeğer devreleri ve dalga şekilleri

Devre, her iki çalışma durumu için ayrı ayrı incelenecaktır.

1) Sürekli akım durumu

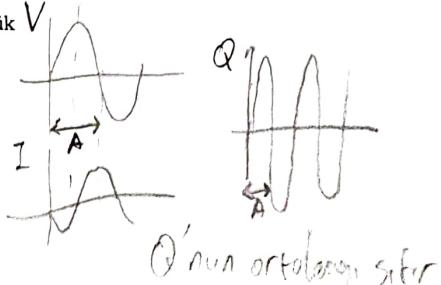
Şekil 1.2'de verilen akım ve gerilim değişimleri, sürekli çalışma durumuna ilişkindir. $t=0$ 'dan, $t=D*T$ anına kadar mod 1 çalışma durumu, $t=D*T$ anından $t=T$ anına kadar ise, mod 2 çalışma durumu söz konusudur. Buna göre $D*T$ süresince mod 1, $(1-D)*T$ süresince ise mod 2 durumu geçerli olacaktır. Şekil 1.2'de, bobin uçları arasındaki gerilimin ortalamasının sıfır volt olacağını hareketle (bkz şekil 1.4);

$$V_{\text{yük}} = D * E \quad (1.1)$$

yazılabilir. Devredeki elemanların kayıpsız olduğu ve yük akımının düzgün olduğu kabul edilirse, devredeki aktif güç eşitliğinden (i_{giris} ; kaynak akımı ortalama değeri olmak üzere);

$$P_{\text{giris}} = E * i_{\text{giris}} = P_{\text{yük}} = V_{\text{yük}} * I_{\text{yük}} = D * E * I_{\text{yük}}$$

$$I_{\text{giris}} = D * I_{\text{yük}}$$



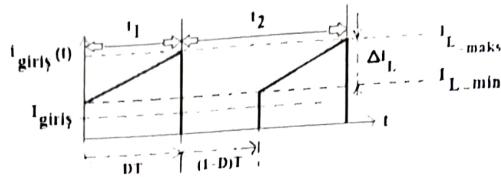
$$P_{\text{giris}} = D * E * I_{\text{yük}} \quad (1.2)$$

$$(1.3)$$

$P > 0 \rightarrow$ Döner

$Q > 0 \rightarrow$ Kapasitif mi yoksa

induktif

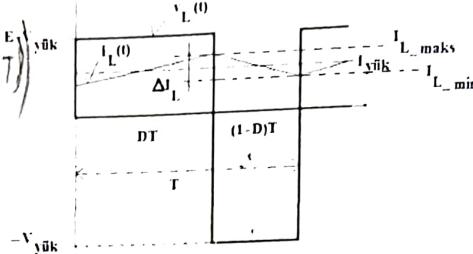


Şekil 1.3. Kaynak akımının değişimi

$$V_{yük} = 0 = \frac{1}{T} \left[((E - V_yük) D T) + (-V_yük (1 - D) T) \right]$$

$$0 = ED - V_yük D - V_yük + V_yük D$$

$$V_yük = E \cdot D$$



Şekil 1.4. Endüktans akımının kesintisiz olması durumu

yazılabilir. Şekil 1.3'de, kaynak akımının zaman bağlı değişimi verilmiştir. Şekil 1.4'de verilen, **endüktans akımının** (maksimum ve minimum noktaları arasındaki fark) **dalgalanma miktarı**, $t_1 = D \cdot T$; Q anahtarlarının iletimde kaldığı süre, $t_2 = (1 - D)T$; Q anahtarlarının kesimde kaldığı süre olarak kabul edilirse, endüktans tanım bağıntıları kullanılarak;

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$T = \frac{1}{f} = t_2 - t_1 = \frac{\Delta i_L * L}{E - V_{yük}} + \frac{\Delta i_L * L}{V_{yük}} = \frac{\Delta i_L * L * E}{V_{yük} * (E - V_{yük})} \quad (1.4)$$

$E - V_yük = \frac{i_{L\max} - i_{L\min}}{DT}$ elde edilir. (1.4) eşitliğinden, L endüktansındaki dalgalılık;

$$E - V_yük = \frac{\Delta i_L}{DT} \quad \boxed{\Delta i_L = \frac{V_{yük} * (E - V_{yük})}{f * L * E}}$$

$E - V_yük = \frac{\Delta i_L}{t_2 - t_1}$ veya ($V_{yük} = D * E$ olduğu hatırlanarak (Bkz.(1.2) eşitliği));

$$\boxed{\Delta i_L = \frac{E * D * (1 - D)}{f * L}}$$

olarak elde edilir.

$$P_S = P_Q$$

$$E \cdot I_{q_{inj}} = V_{yük} I_{q_{inj}} = E \cdot D \cdot I_{q_{inj}} \quad (1.5)$$

$$I_{q_{inj}} = D I_Q \Rightarrow \boxed{I_Q = \frac{I_{q_{inj}}}{D}} \quad (1.6)$$

Şekil 1.5'de, filtre kapasitesinin uçları arasındaki gerilimin değişimi, Şekil 1.6'da ise bu kapasite akımının zamana bağlı değişimi görülmektedir. **Filtre kapasitesinin (C) uçları arasındaki gerilimin dalgalanma miktarı** ise şöyle hesaplanır: Yükün bağlı olduğu düğüme kirchhoff akım yasası uygulanır ise;

$$i_L(t) = i_C(t) + i_{yük}(t) \quad I_L = I_C + I_{q_{inj}} \quad (I_C = 0 \text{ ortobanadır döleyi}) \quad (1.7)$$

elde edilir. Yük akımının dalgalanma miktarının ($\Delta i_{yük}$) ihmal edilecek kadar küçük olduğu kabulü ile, (1.7) eşitliğinden;

$$\boxed{\Delta i_L(t) = \Delta i_C(t)} \quad (1.8)$$

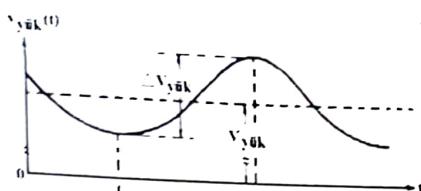
yazılabilir. C kapasitesinden $t_1 / 2 + t_2 / 2 = T / 2$ kadar süre boyunca arti yönde akan akımın ortalama değeri (Bakınız Şekil 1.6);

$$I_C = \frac{\Delta I_L}{4}; \quad \text{Not: } i_L(t) \text{ eğrisinde: } \Delta Q = \frac{T/2 * \Delta I_L / 2}{2} = I_C * T / 2 \Rightarrow I_C = \frac{\Delta I_L}{4} \quad (1.9)$$

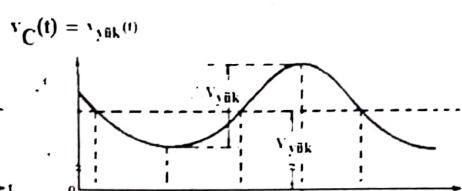
olacaktır (L ve C 'de biriken enerjinin eşitliğinden). C kondansatör gerilimi;

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt + v_C(t=0) \quad (1.10)$$

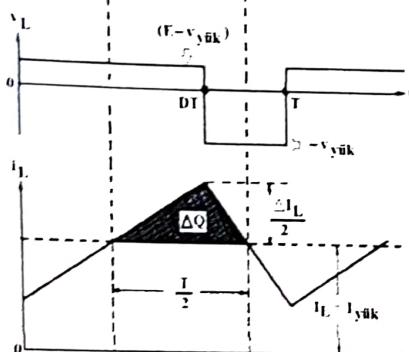
olduğu düşünülürse, **kondansatör geriliminin** (maksimum ve minimum noktaları arasındaki fark) dalgalanma miktarı;



Şekil 1.5 (a) Filtre kapasitesi uçları arasındaki gerilimin değişimi



Şekil 1.6. Kapasite gerilim ve akım değişimi



Şekil 1.5 (b) Bobin akımının değişimi

$$\Delta V_C = v_C(t=T/2) - v_C(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_L}{4} dt = \frac{\Delta I_L * T}{8 * C} = \frac{\Delta I_L}{8 * f * C}$$

(1.5) veya (1.6) eşitliğindeki ΔI_L değeri, (1.11) eşitliğinde yerine yazılırsa;

$$\Delta V_C = \frac{V_{yük} * (E - V_{yük})}{8 * L * C * f^2 * E} \quad (1.12)$$

veya

$$\Delta V_C = \frac{E * D * (1 - D)}{8 * L * C * f^2} \quad (1.13)$$

elde edilir.

Şekil 1.4'de verilen dalga şekillерinden, bobin akımının minimum ve maksimum değeri, (1.5-1.6) eşitlikleri kullanılarak;

$$I_{L_min} = I_{yük} - \frac{\Delta I_L}{2} = I_{yük} - \frac{E * D * (1 - D)}{2f * L} \quad (1.14)$$

(1.11)

Source switch
Anahatlarla kırılan
enel hizmetinin
Akım ve Gerilim
fazı kayası yolu

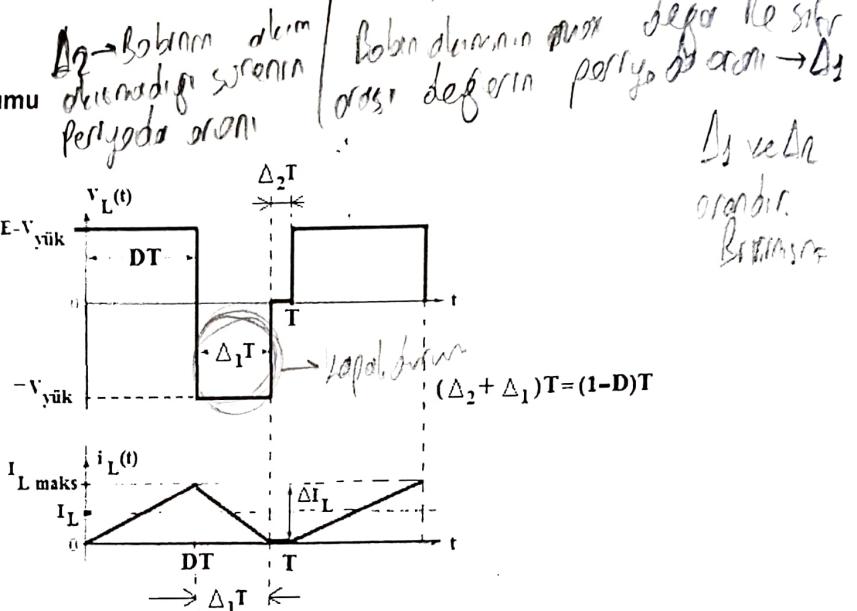
$$I_{L_{\min}} = I_{\text{yük}} - \frac{\Delta I_L}{2} = I_{\text{yük}} - \frac{V_{\text{yük}}(E - V_{\text{yük}})}{2f * L * E} \quad (1.15)$$

$$I_{L_{\max}} = I_{\text{yük}} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{\text{yük}} + \frac{E * D(l - D)}{2f * L} \quad (1.16)$$

$$I_{L_{\max}} = I_{\text{yük}} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{\text{yük}} + \frac{V_{\text{yük}} * (E - V_{\text{yük}})}{2f * L * E} \quad (1.17)$$

elde edilir.

2) Süreksiz akım durumu



Şekil 1.7. Endüktans akımının kesintili akım durumu

$$\frac{\Delta I_L \cdot T}{2} = I_L \cdot T \quad (\text{ortalaması})$$

$\frac{\Delta I_L}{2} = I_L$ Endüktans akımının sürekli olması için (Şekil 1.4'den), yük akımı ortalama değerinin (veya endüktans akımı ortalama değerinin), endüktans akımı dalgalanma (ΔI_L) değeri ile yük (ya da endüktans akımı ortalama değeri) arasında;

$$2I_L > \Delta I_L \quad (1.18)$$

ilişkisi vardır. Eğer $2I_L < \Delta I_L$ şartı sağlanıyor ise devre "süreksizlik modunda" çalışıyor anlamına gelir. $\Delta I_L = 2I_L$ "kritik koşulu" olması durumunda, kesinti-kesintisizlik sınırında çalışıyor demektir. Bu şartı sağlayan kritik endüktans değeri (L_{krit}), (1.1) ve (1.6) eşitliklerini kullanarak;

(not: Tam "sınır çalışma" durumunda (1.1) ve (1.6) eşitlikleri hala geçerlidir);

$$\frac{V_{\text{yük}}(1 - D)}{f * L} = 2 * I_L = 2 * I_{\text{yük}} = \frac{2 * D * E}{R} \quad (1.19)$$

denkleminde kritik endüktans değeri;

$$L_{\text{krit}} = \frac{(1 - D) * R}{2f} \quad (1.20)$$

$L_{\text{krit}} \leq L$ ise kesintisiz

Not: Devredeki L değeri, L_{krit} değerinden küçük ise bobin akımında kesinti başlar. Bu yorumun ispatı şöyledir: (1.14) eşitliğinde ΔI_{Lmin} eşitliğinin ikinci terimi büyütüldüğünde, tüm ifade ya sıfır ya da negatif olur. Bu durumda bobin akımında kesinti başlar. Eşitliğin ikinci teriminin büyütülmesi paydada yer alan L değerinin küçültülmesi ile mümkün olabilir. Bu nedenle, L_{kritik} değerin altındaki L değerlerinde bobin akımında kesinti olacaktır. (1.14)

Şekil 1.5'den, kapasite gerilimi ortalama değerinin (veya yük gerilimi ortalama değerinin), kapasite gerilimi dalgalanma (ΔV_C) değeri ile yük (ya da yük gerilimi ortalama değeri) arasında;

$$2V_{yük} > \Delta V_C \quad (1.21)$$

ilişkisi vardır. Eğer $2V_{yük} < \Delta V_C$ şartı sağlanıyor ise devre süreksizlik modunda çalışıyor demektir. $\Delta V_C = 2V_{yük}$ "kritik koşulu" olması durumunda, kesinti-kesintisizlik sınırında çalışıyor demektir. Bu şartı sağlayan kritik kapasite değeri (C_{krit}), (1.1) ve (1.13) eşitliklerini kullanarak;

(not: Tam "sınır çalışma" durumunda (1.1) ve (1.13) eşitlikleri hala geçerlidir);

$$\frac{E * (1 - D) * D}{8 * L * C * f^2} = 2 * V_{yük} = 2 * D * E \quad (1.22)$$

denkleminden kritik kapasite değeri;

$$C_{krit} = \frac{1 - D}{16 * L * f^2} \quad (1.23)$$

olarak bulunur.

Not: Devredeki C değeri, C_{krit} değerinden küçük ise kapasite geriliminde kesinti başlar. Bu yorumun ispatı şöyledir: (1.13) eşitliğinde C değeri küçülürse, ΔV_C büyük. Bu da yük geriliminde kesintili olması anlamına gelir. Bu nedenle, C_{kritik} değerin altında çıkış geriliminde kesinti ortaya çıkacaktır. (1.13)

Önemli not: C_{krit} değeri, yük akımı dalgalılığının ($\Delta i_{yük}$) ihmali edilecek kadar küçük değerler aldığı durumlarda geçerlidir. Bu durum ise ancak, f anahtarlama frekansının yüksek değerler alması durumunda mümkün olabilir. Eğer, anahtar (f) tetikleme frekansı 500 Hz, 1000 Hz gibi çok küçük değerler alırsa, çıkış geriliminin minimum değerinin, (1.23) eşitliği ile hesaplanan C_{krit} değeri için, sıfır volt'a inmesini beklemek, doğru bir yaklaşım olmaz. *Yüksek frekansda* *Düşük frekansda*

Şekil 1.1'de verilen devrede, L endüktansı uçları arasındaki gerilimin ortalama değeri sıfır olduğundan (Şekil 1.7'den);

$$(E - V_{yük}) * D * T - V_{yük} * \Delta_1 * T = 0$$

$$\frac{V_{yük}}{E} = \frac{D}{D + \Delta_1}$$

elde edilir. L endüktans tanım bağıntısından, endüktans akımı tepe değeri;

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = E - V_{yük} = L * \frac{I_{L_maks}}{D * T} \quad (1.26)$$

$$I_{L_max} = \frac{(E - V_{yük}) * D * T}{L} \quad (1.27)$$

$$1.1 \text{ de } K = D \quad (1.24)$$

$$1.23 \text{ tan } K = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (1.25)$$

otomatik olarak gergi katsayısı

veya

$$v_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{dt} = -V_{yuk} = L * \frac{0 - I_{L_maks}}{\Delta_1 * T} \quad (1.28)$$

$$I_{L_maks} = \frac{V_{yuk} * \Delta_1 * T}{L} \quad (1.29)$$

elde edilir. Endüktans akımı ortalama değeri, yük akımı ortalama değerine eşit olduğundan, endüktans akımının ortalaması;

$$I_{yuk} * T = I_L * T = (D + \Delta_1) * T * \frac{I_{L_maks}}{2} \quad (1.30)$$

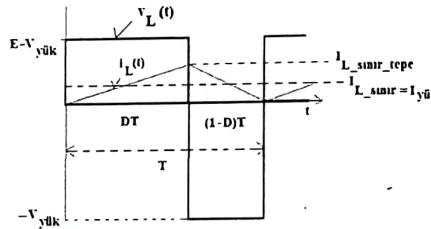
yazılabilir. (1.30) eşitliğinde, (1.29) eşitliği kullanılırsa;

$$I_{yuk} = \frac{(D + \Delta_1) * V_{yuk} * \Delta_1 * T}{2 * L} \quad (1.31)$$

elde edilir. (1.31) eşitliğinde, (1.25) eşitliği kullanılırsa;

$$I_{yuk} = \frac{E * D * \Delta_1 * T}{2 * L} \quad (1.32)$$

elde edilir.



Şekil 1.8. Endüktans akımının kesintili-kesintisiz akım sınırlarında olması

Şekil 1.8'den, **endüktans akımının kesintili-kesintisiz akım sınırlarındaki ortalama akım değeri; $I_{L_sınır}$** ve **bu durumdaki endüktans akımı tepe değeri; $I_{L_sınır_tepe}$** olmak üzere, endüktans tanım bağıntısından;

$$v_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{dt} = E - V_{yuk} = L * \frac{I_{L_sınır_tepe} - 0}{D * T} \quad (1.33)$$

ve bobin akımı ortalama (dolayısı ile yük akımı değerinden) yola çıkarak;

$$T * I_{L_sınır} = \frac{I_{L_sınır_tepe} * T}{2} \Rightarrow I_{L_sınır} = \frac{I_{L_sınır_tepe}}{2} \quad (1.34)$$

yazılabilir. Kesintili-kesintisiz akım sınırlarındaki endüktans tanım bağıntısından;

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = E - V_{yuk} = L \frac{I_{L_tepe_sınır}}{D * T} \quad (1.35)$$

$$I_{L_sınır_tepe} = \frac{(E - V_{yük}) * D * T}{L} \quad (1.36)$$

$$I_{L_sınır} = \frac{(E - V_{yük}) * D * T}{2 * L} \quad (1.37)$$

veya

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_{yük} = L \frac{0 - I_{L_sınır_tepe}}{(1 - D) * T} \quad (1.38)$$

$$V_{yük} = L * \frac{I_{L_sınır_tepe}}{(1 - D) * T} \quad (1.39)$$

$$I_{L_sınır} = \frac{(1 - D) * T * V_{yük}}{2 * L} \quad (1.40)$$

olacaktır.

Örnek Problem

Sürekli akım modunda, alçaltıcı bir çeviricide; $V_{giriş} = 12V$, $R=500 \text{ ohm}$, $V_{yük} = 5V$, $\Delta V_C = 20\text{mV}$, $\Delta I_L = 0.8 \text{ A}$, $f=25 \text{ kHz}$ olduğuna göre;

a) $D=?$ b) $L=?$ c) $C=?$ d) $L_{krit}=?$ e) $C_{krit}=?$ değerlerini hesaplayınız.

Çözüm

$$a) V_{yük} = D * E \Rightarrow D = \frac{5}{12} = 41.67\%$$

$$b) \Delta I_L = \frac{V_{yük} * (E - V_{yük})}{f * L * E} \Rightarrow L = \frac{5(12 - 5)}{0.8 * 25000 * 12} = 145.83 \mu\text{H}$$

$$c) \Delta V_C = \frac{\Delta I_L}{8 * f * C} \Rightarrow C = \frac{0.8}{8 * 20 * 10^{-3} * 25000} = 200 \mu\text{F}$$

$$d) L_{krit} = \frac{(1 - D) * R}{2 * f} = \frac{(1 - 0.4167) * 500}{2 * 25 * 10^3} = \cancel{5.83 \text{ mH}} = 116,66 \mu\text{H}$$

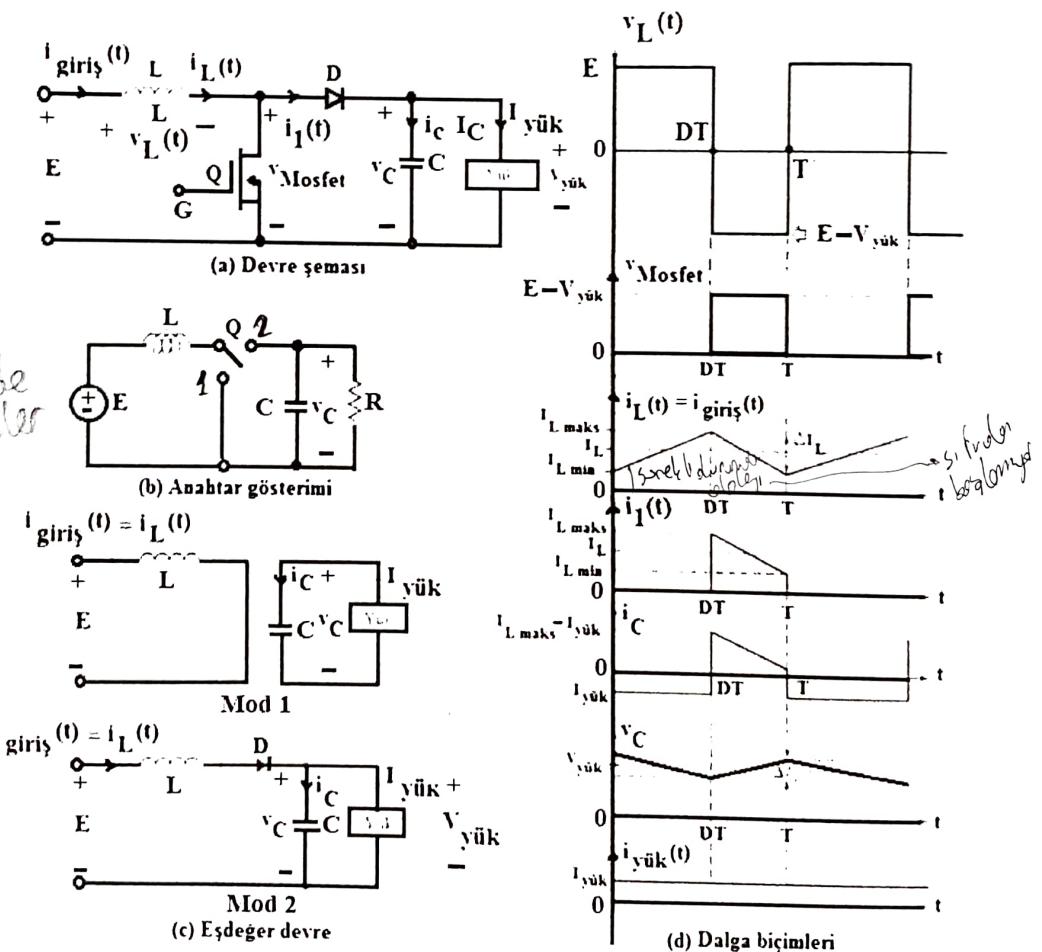
$$e) C_{krit} = \frac{1 - D}{16 * L * f^2} = \frac{1 - 0.4167}{16 * 145.83 * 10^{-6} * (25 * 10^3)^2} = 0.4 \mu\text{F}$$

$I_{yük} > I_{L_sınır}$
oldugundan kesinize

1.2. YÜKSELTİCİ (BOOST) ÇEVİRİCİ DEVRE

Teorik bilgi:

Şekil 1.9(a)'da verilen BOOST (yükseleten) çevircide, yükle ilişkin ortalamama gerilim değeri ($V_{yük}$), daima devreyi besleyen doğru gerilim değerinden (E) yüksektir. Devrede yük olarak R direnci seçilmiştir. Bu devrede yer alan anahtarlar iki adettir: Kontrollü anahtar (MOSFET), kontrolsüz anahtar (diyod). Devre iki farklı modda çalışır. Şekil 1.9(c)'de, her bir mod için elde edilen devre şemaları ve dalga şekilleri verilmiştir. **Mod 1**, Q anahtarı $t=0$ anında iletme geçince başlar. Giriş akımı artarak, devrenin çıkış filtre elemanı olan L endüktansı ve Q anahtarı üzerinden geçer. **Mod 2** ise, Q anahtarının $t=t_1$ anında kesime sokulması ile başlar. Daha önce L endüktansı üzerinden geçen akım, bu modda, D diyodu, L endüktansı ve C kapasitesi üzerinden yükle ulaşır. Q anahtarı tekrar iletme sokuluncaya kadar L endüktans akımı azalmaya devam edecektir. L endüktansı üzerinde mod 1'de depolanan enerji bu modda yük üzerine aktarılır. Q anahtarı tekrar tetikleninceye kadar endüktans akımı **azalmaya** devam eder. Mod 2, Q anahtarının tekrar tetiklendiği T (periyod) anında sona erer. Şekil 1.9(d)'de verilen akım-gerilim değişimlerinde, akımın doğrusal olarak arttığı veya azaldığı kabul edilmiştir. Uygulamalarda Q, D, L ve C elemanlarının küçük de olsa bir iç dirençleri vardır. Çoğu uygulamada bu direnç etkileri ihmal edilir. Anahtarlama frekansına (f) bağlı olarak, L ve C içinden geçen akım kesintili olabilir.



Şekil 1.9

yükselten çevirici, transformator olmaksızın gerilim yükseltebilmektedir. Devrede bir adet anahtar olduğu için yüksek bir verime sahiptir. Giriş akımı süreklidir, ancak, yüksek değerli bir akım anahtar üzerinden akmaktadır. Çıkış (yük) gerilimi, D doluluk oranına çok hassastır. Bu nedenle, çeviricinin kararlı çalışmasını temin etmek zor olabilir. Ortalama çıkış akımı (yük akımı), ortalama endüktans akımından $(1-D)$ oranında küçük değerdedir. Bu nedenle, çıkış (filtre) kondansatöründen akan akımın etkin değeri çok daha yüksek olur. Bundan dolayı, BUCK çeviriciye oranla, BOOST çeviricide kullanılan L ve C değerinden daha yüksek değerde L ve C kullanılması gereklidir.

Yükseltici (Boost) çeviriciler iki farklı durumda çalışabilirler:

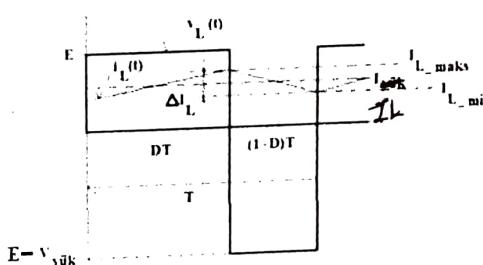
1) Sürekli akım durumu

2) Kesintili akım durumu

"Sürekli" ifadesi, L endüktansının üzerinden akan akımın bir periyod boyunca "devamlı" olması, "süreksiz" ifadesi ise, L endüktansının üzerinden akan akımın bir periyod boyunca "kesintili" olması anlamına gelmektedir. Endüktans akımının sürekli ya da süreksiz olması, devredeki D (duty cycle) anahtarlama oranı (doluluk oranı), anahtarlama frekansı (f) ve yük değerine bağlıdır.

Devre, her iki çalışma durumu için ayrı ayrı inceleneciktir.

1) Sürekli akım durumu



Şekil 1.10. Endüktans akımının kesintisiz akım durumu

Şekil 1.9(d)'de verilen akım ve gerilim değişimleri, sürekli çalışma durumuna ilişkindir. $t=D*T$ anına kadar mod 1 çalışma durumu, $t=D*T$ anından $t=T$ anına kadar ise, mod 2 çalışma durumu söz konusudur. Buna göre $D*T$ süresince mod 1, $(1-D)*T$ süresince ise mod 2 durumu geçerli olacaktır. Şekil 1.10'da endüktans geriliminin ortalama değerinin sıfır olması gereği prensibinden;

$$E * D * T + (E - V_{\text{yük}})(1 - D) = 0 \Rightarrow V_{\text{yük}} = \frac{E}{1 - D} \quad \text{not linear} \quad (1.41)$$

yazılabilir. Devredeki elemanların kayıpsız olduğu ve yük akımının düzgün olduğu kabul edilirse, devredeki aktif güç eşitliğinden ($I_{\text{giriş}}$; kaynak akımı ortalama değeri olmak üzere);

$$P_{\text{giriş}} = E * I_{\text{giriş}} = P_{\text{yük}} = V_{\text{yük}} * I_{\text{yük}} = \frac{E}{1 - D} * I_{\text{yük}} \quad (1.42)$$

$$I_{\text{giriş}} = \frac{1}{1 - D} * I_{\text{yük}} \quad (1.43)$$

Yükseltici çeviricide, endüktans akımı, kaynak akımına eşittir.

Şekil 1.4'de verilen, **endüktans akımının** (maksimum ve minimum noktaları arasındaki fark) **dalgalanma miktarı**, $t_1 = D * T$; Q anahtarlarının iletimde kaldığı süre, $t_2 = (1-D)*T$; Q anahtarlarının kesimde kaldığı süre olarak kabul edilirse, endüktans tanım bağıntıları kullanılarak;

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_L * L}{E} + \frac{\Delta I_L * L}{V_{yuk} - E} = \frac{\Delta I_L * L * V_{yuk}}{E * (V_{yuk} - E)} \quad (1.44)$$

elde edilir. (1.44) eşitliğinden, L endüktansındaki dalgalılık;

$$\Delta I_L = \frac{E(V_{yuk} - E)}{f * L * V_{yuk}} \quad (1.45)$$

veya;

$$\Delta I_L = \frac{E * D}{f * L} \quad (1.46)$$

olarak elde edilir.

$0 < t < t_1$ aralığında, mosfet ilerimdeyken, yük akımını C kondansatörü temin eder. Bu süre boyunca ortalama kondansatör akımı, yük akımı ortalama değerine eşit olur ($I_C = I_{yuk}$). Kondansatörde tepeden tepeye dalgalanma gerilimi ise;

$$\Delta V_C = \overbrace{v_C(t=t_1) - v_C(t=0)}^{(0)} = \overbrace{\frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_C(t) dt}^{(0)} = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_{yuk}(t) dt = \frac{t_1 * I_{yuk}}{C} \quad (1.47)$$

olacaktır. (1.44) eşitliğinden t_1 'in karşılığı çekilir, (1.45) eşitliğinde karşılığı yazılırsa;

$$\Delta V_C = \frac{t_1 * I_{yuk}}{C} = \frac{\Delta I_L * L * I_{yuk}}{C * E} = \frac{(V_{yuk} - E) * I_{yuk}}{C * f * V_{yuk}} \quad (1.48)$$

veya (1.41) eşitliğinden;

$$\Delta V_C = \frac{t_1 * I_{yuk}}{C} = \frac{\Delta I_L * L * I_{yuk}}{C * E} = \frac{D * I_{yuk}}{C * f} \quad (1.49)$$

elde edilir. Şekil 1.10'da verilen dalga şekillerinden, bobin akımının minimum ve maksimum değeri, (1.45-46) eşitlikleri kullanılarak;

$$I_{L_min} = I_{yuk} - \frac{\Delta I_L}{2} = I_{yuk} - \frac{E * (V_{yuk} - E)}{2f * L * V_{yuk}} \quad (1.50)$$

$$I_{L_min} = I_{yuk} - \frac{\Delta I_L}{2} = I_{yuk} - \frac{E * D}{2f * L} \quad (1.51)$$

$$I_{L_maks} = I_{yuk} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{yuk} + \frac{E * (V_{yuk} - E)}{2f * L * V_{yuk}} \quad (1.52)$$

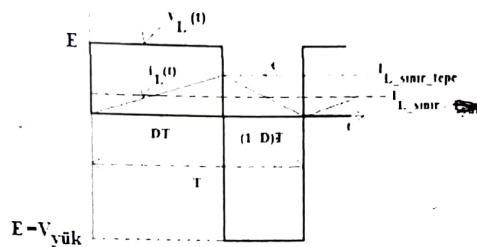
$$I_{L_maks} = I_{yuk} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{yuk} + \frac{E * D}{2f * L} \quad (1.53)$$

elde edilir.

Endüktans akımı ve kondansatör geriliminin sürekli olması için (Şekil 1.11'den), endüktans akımı dalgalanma (ΔI_L) değeri ile endüktans akımı ortalama değeri arasında;

$$2I_L > \Delta I_L \quad (1.54)$$

ilişkisi vardır. Eğer $2I_L < \Delta I_L$ şartı sağlanıyor ise devre "kesintili modda" çalışıyor demektir. $\Delta I_L = 2I_L$ "kritik koşulu" olması durumunda, kesinti-kesintisizlik sınırında çalışılıyor demektir. Bu şartı sağlayan kritik endüktans değeri (L_{krit}), (1.41) ve (1.46) eşitliklerini kullanarak;



Şekil 1.11. Endüktans akımının kesintili-kesintisiz akım sınırlarında olması

$$\frac{E * D}{f * L} = 2I_L = 2I_{giriş} = \frac{2 * E}{(1 - D)^2 * R} \quad (1.55)$$

denkleminde, $E = (1 - D) * V_{yük}$ ve (1.43) eşitliğini kullanarak, kritik endüktans değeri;

$$L_{krit} = \frac{D * (1 - D)^2 * R}{2f} \quad (1.56)$$

olarak bulunur.

Şekil 1.5'den, kapasite gerilimi ortalama değerinin (veya yük gerilimi ortalama değerinin), kapasite gerilimi dalgalanma (ΔV_C) değeri ile yük (ya da yük gerilimi ortalama değeri) arasında;

$$\Delta V_C > 2V_{yük} \quad (1.57)$$

ilişkisi vardır. Eğer $\Delta V_C < 2V_{yük}$ şartı sağlanıyor ise devre kesintili modda çalışıyor demektir. $\Delta V_C = 2V_{yük}$ "kritik koşulu" olması durumunda, kesinti-kesintisizlik sınırında çalışılıyor demektir. Bu şartı sağlayan kritik kapasite değeri (C_{crit}), (1.49) eşitliğini kullanarak;

$$\frac{I_{yük} * D}{C * f} = 2V_{yük} = 2I_{yük} * R \quad (1.58)$$

denkleminden, kritik kapasite değeri;

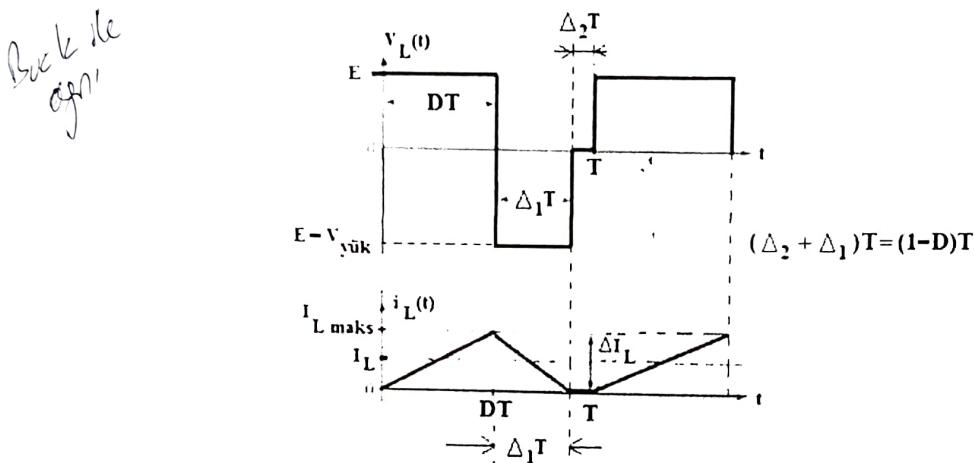
$$C_{crit} = \frac{D}{2R * f} \quad (1.59)$$

olarak bulunur.

Not: Devredeki C değeri, C_{crit} değerinden küçük ise kapasite geriliminde kesinti başlar.

Önemli not: C_{crit} değeri, yük akımı dalgalılığının ($\Delta I_{\text{yük}}$) ihmali edilecek kadar küçük değerler aldığı durumlarda geçerlidir. Bu durum ise ancak, f anahtarlama frekansının yüksek değerler olması durumunda mümkün olabilir. Eğer, anahtar (f) tetikleme frekansı (deneyde kullandığınız; 1000, 500 Hz gibi) çok küçük değerler alırsa, çıkış geriliminin minimum değerinin, (1.23) eşitliği ile hesaplanan C_{crit} değeri için, sıfır volt'a inmesini beklemek, doğru bir yaklaşım olmaz.

2) Kesintili akım durumu



Şekil 1.12. Endüktans akımının kesintili akım durumu

Şekil 1.12'de verilen devrede, L endüktansı uçları arasındaki gerilimin ortalama değeri sıfır olduğundan (Şekil 1.7'den);

$$E * D * T + (E - V_{\text{yük}}) * \Delta_1 * T = 0 \quad (1.60)$$

$$\frac{V_{\text{yük}}}{E} = \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} \quad (1.61)$$

elde edilir.

Devrede aktif güç kaybı olmadığı kabulü ile;

$$P_{\text{giriş}} = E * I_{\text{giriş}} = P_{\text{yük}} = V_{\text{yük}} * I_{\text{yük}} = \frac{(D + \Delta_1) * E}{\Delta_1} * I_{\text{yük}} \quad (1.62)$$

devrenin giriş ve çıkış akımları arasında;

$$I_{\text{giriş}} = \frac{(D + \Delta_1)}{\Delta_1} * I_{\text{yük}} \quad (1.63)$$

eşitliği elde edilir.

L endüktans tanım bağıntısından, endüktans akımı tepe değeri;

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = E = L * \frac{I_{\text{L maks}}}{D * T} \quad (1.64)$$

$$I_{\text{L maks}} = \frac{E * D * T}{L} \quad (1.65)$$

veya

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = E - V_{yuk} = L \frac{0 - I_{L_maks}}{\Delta_1 T} \quad (1.66)$$

$$I_{L_maks} = \frac{(V_{yuk} - E) * \Delta_1 * T}{L} \quad (1.67)$$

elde edilir. Endüktans akımı ortalama değeri, giriş akımı ortalama değerine eşit olduğundan, endüktans akımının ortalaması;

$$I_{giris} * T = I_L * T = (D + \Delta_1) * T * \frac{I_{L_maks}}{2} \quad (1.68)$$

yazılabilir. (1.68) eşitliğinde, (1.61) ve (1.67) eşitliği kullanılrsa;

$$I_{giris} = (D + \Delta_1) * \frac{E * D * T}{2L} \quad (1.69)$$

elde edilir. (1.69) eşitliği, (1.63) eşitliğinde kullanılrsa;

$$I_{yuk} = \frac{E * D * T * \Delta_1}{2L} \quad (1.70)$$

elde edilir. (1.70) eşitliği, Δ_1 değerini bulmak için de kullanılabilir.

Örnek Problem

Sürekli akım modunda, yükseltici bir çeviricide; $V_{giris} = E = 5V$, $V_{yuk} = 15V$, $I_{yuk} = 0.5A$, $f = 25\text{ kHz}$, $L = 150\text{ }\mu\text{H}$, $C = 220\text{ }\mu\text{F}$ olduğuna göre;

a) $D = ?$ b) $\Delta I_L = ?$ c) $I_{L_maks} = ?$ d) $\Delta V_C = ?$ e) L_{krit} ve C_{krit} değerlerini hesaplayınız.

Çözüm

$$a) V_{yuk} = \frac{E}{1-D} = \frac{5}{1-D} = 15 \Rightarrow D = \%66.67 ; \quad b) \Delta I_L = \frac{E * (V_{yuk} - E)}{f * L * V_{yuk}} = \frac{5 * (15 - 5)}{25000 * 150 * 10^{-6} * 15} = 0.89A$$

$$c) I_{L_maks} = I_{yuk} + \frac{\Delta I_L}{2} = 0.5 + \frac{0.89}{2} = 0.945A$$

$$d) \Delta V_C = \frac{D * I_{yuk}}{C * f} = \frac{0.6667 * 0.5}{220 * 10^{-6} * 25 * 10^3} = 60.61\text{ mV}$$

$$e) R = \frac{V_{yuk}}{I_{yuk}} = \frac{1.5}{0.5} = 30\Omega ; \quad L_{krit} = \frac{D * (1-D)^2 * R}{2f} = \frac{0.6667 * (1-0.6667)^2 * 30}{2 * 25 * 10^3 * 30} = 133\mu\text{H}$$

$$C_{krit} = \frac{D}{2 * f * R} = \frac{0.6667}{2 * 25 * 10^3 * 30} = 0.44\mu\text{F}$$

2.1. ALÇALTICI-YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİ DEVRE

Şekil 2.1'de verilen Alçaltıcı-Yükseltici çevirici devrelerinde, yükle ilişkin ortalama gerilim değeri ($V_{yük}$), D (doluluk oranı) değerine bağlı olarak, devreyi besleyen doğru gerilim değerinden küçük veya büyük olabilir. Devrede yük olarak R direnci seçilmiştir. Şekil 2.1(a)'de verilen devrede anahtar, basit bir sürücü devresi (low side) yardımı ile tetiklenebilir. Şekil 2.1(b)'de verilen devre ise, tetikleme devresinin (high side) izole edilmesi gereği için ilk devreye göre tercih edilmez. Bu devrelerde yer alan anahtarlar iki adettir: Kontrollü anahtar (BJT, IGBT, Mosfet), kontolsüz anahtar (diyot). Devre iki farklı modda çalışır. Şekil 2.2'de, her bir mod için elde edilen devre şemaları ve dalga şekilleri verilmiştir. **Mod 1**, Q anahtarı $t=0$ anında iletme geçince başlar. D diyodu ise kesimdedir. Giriş akımı Q anahtarı üzerinden ve L bobini üzerinden artar. **Mod 2** ise, Q anahtalarının $t=t_1$ anında kesime sokulması ile başlar. L bobini üzerinden akmakta olan akım, yolunu L, C, D ve yük üzerinden tamamlar. Serbest geçiş diyodu olarak görev yapan D diyodu, Vak değeri pozitif olacağından bu modda iletimdedir. Q anahtarı tekrar iletme sokuluncaya kadar (L endüktansında enerji bitmediği sürece), D diyodu akım akıtmaya devam edecektir. Endüktans akımı, L, C, R ve D üzerinden akım akıtmaya bu modda devam eder. Q anahtarı tekrar tetikleninceye kadar endüktans akımı **azalmaya** devam eder. Mod 2, Q anahtalarının tekrar tetiklendiği T (periyod) anında sona erer. Aşağıda verilen akım-gerilim değişimlerinde, akımın doğrusal olarak arttığı veya azaldığı kabul edilmiştir. Uygulamalarda Q, D, L ve C elemanlarının küçük de olsa bir iç dirençleri vardır. Çoğu uygulamada bu direnç etkileri ihmal edilir. Anahtarlama frekansına (f) bağlı olarak, L ve C üzerinden geçen akım kesintili olabilir. Alçaltıcı-Yükseltici çevirici, bir adet anahtar gerektirir, basit yapıdadır ve verimi yüksektir. Yük geriliminin polaritesi terstir. Anahtarın hatalı çalışması durumunda, hata akımının dI/dt değişim oranı, L bobini tarafından E/L şeklinde sınırlanır. çıkışa kısa devre koruması yerleştirmek kolaydır. Giriş akımı kesintilidir. Anahtardan yüksek tepe akımları akar.

Anahtar ne kadar uzun süre ON durumunda olursa, bobin o kadar uzun süre enerji depolar. Bunun sonucu olarak, anahtarın OFF durumunda, yükü besleyen C, o kadar çok enerjiyi yüke aktarabilir. Dolayısı ile, yük geriliminin E değerinden daha da yükselmesi anahtarın ON süresinin uzunluğuna bağlı olacaktır.

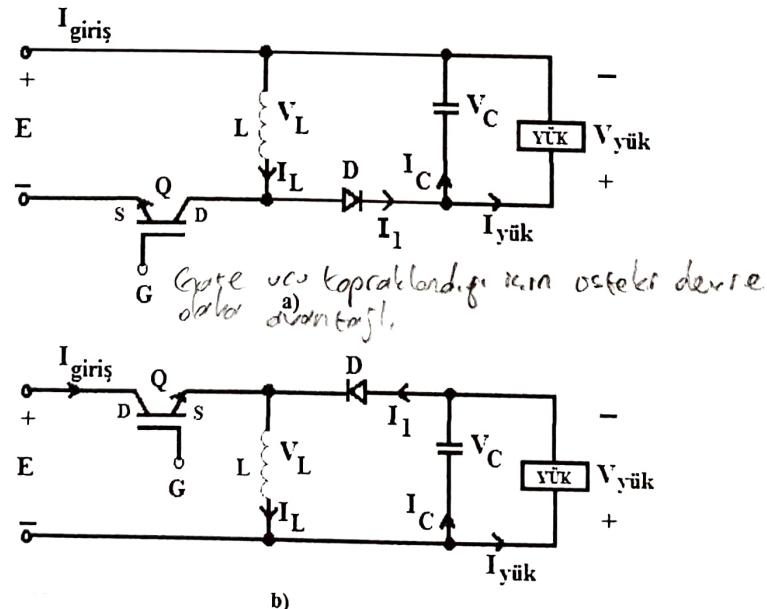
1. $V_{yük}$ anahtarı

$$2. I_C = C \frac{dV_C}{dt}$$

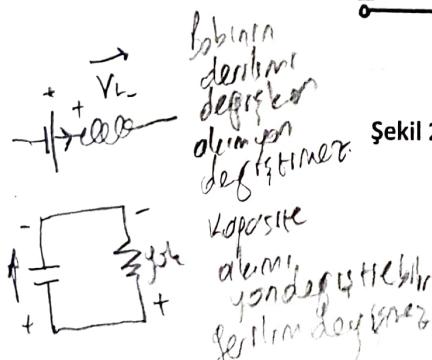
$$3. V_L = L \frac{dI_L}{dt}$$

$$4. Q_L = Q_C$$

$$5. P_{giriş} = P_{yük}$$



Şekil 2.1. Alçaltıcı-Yükseltici çevirici devre şemaları



Giriş grise göre ters polaritede

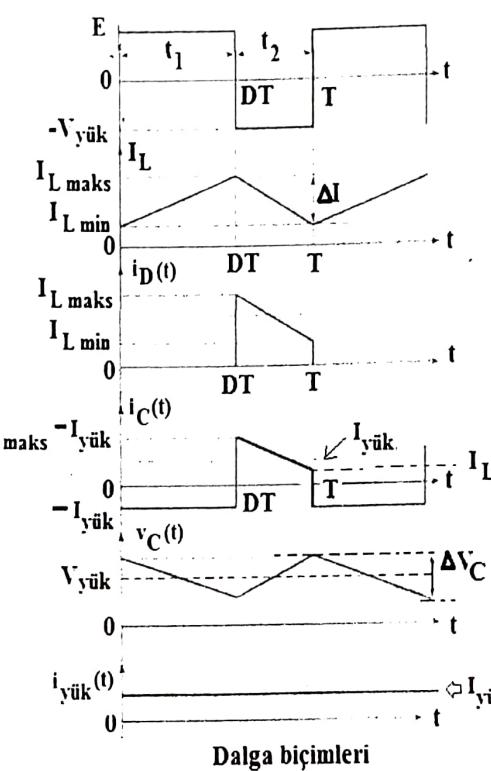
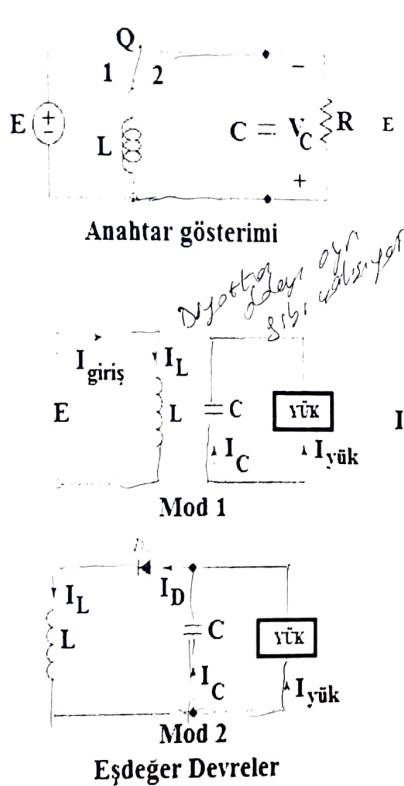
akımı yondedilebilir
gerilim değidenez

Alçaltıcı-Yükseltici çeviriciler iki farklı durumda çalışabilirler:

1) Sürekli akım durumu

2) Kesintili akım durumu

"Sürekli" ifadesi, L endüktansının üzerinden akan akımın bir periyod boyunca "devamlı" olması, "süreksiz" ifadesi ise, L endüktansının üzerinden akan akımın bir periyod boyunca "kesintili" olması anlamına gelmektedir. Endüktans akımının sürekli ya da süreksiz olması, devredeki D (duty cycle) anahtarlama oranı (doluluk oranı), anahtarlama frekansı (f) ve yük değerine bağlıdır. (Pratikte D değeri; %5 ile %95 arasında değişirilir)



Kapasiteye göre
besleme, bobin
de m. yahdet
sıfatlarını oluşturur

Şekil 2.2. Alçaltıcı-Yükseltici devre çalışma modu eşdeğer devreleri ve dalga şekilleri

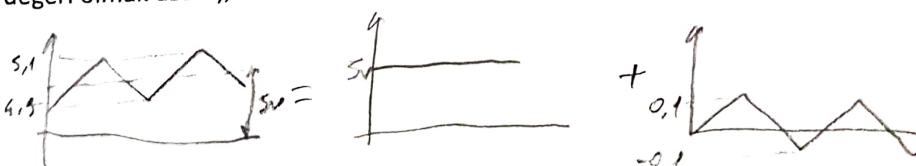
Devre, her iki çalışma durumu için ayrı ayrı incelenecaktır.

1) Sürekli akım durumu

Şekil 2.2'de verilen akım ve gerilim değişimleri, sürekli çalışma durumuna ilişkindir. $t=DT$ anına kadar mod 1 çalışma durumu, $t=DT$ anından $t=T$ anına kadar ise, mod 2 çalışma durumu söz konusudur. Buna göre $D*T$ süresince mod 1, $(1-D)*T$ süresince ise mod 2 durumu geçerli olacaktır. Şekil 2.2'den, bobin gerilimi ortalama değerinin sıfır olması gereğinden hareketle;

$$E * D * T = V_{\text{yük}} * (1 - D) * T \Rightarrow \frac{V_{\text{yük}}}{E} = \frac{D}{1 - D} \quad D > 0.5 \text{ için yükseltici oluyor} \quad (2.1)$$

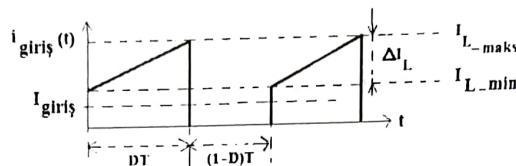
yazılabilir. Yük gerilimi, giriş gerilimine göre **ters polaritededir**. Devredeki elemanların kayıpsız olduğu ve yük akımının düzgün olduğu kabul edilirse, devredeki aktif güç eşitliğinden ($I_{\text{giriş}}$; kaynak akımı ortalama değeri olmak üzere);



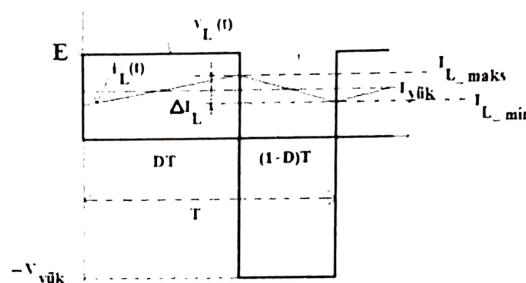
Ayrıca
bu döşemeli
ne hizmet
bu hizmet se
kullanılsın

$$P_{\text{giris}} = E * I_{\text{giris}} = P_{\text{yük}} = V_{\text{yük}} * I_{\text{yük}} = \frac{D * E}{1 - D} * I_{\text{yük}} \quad (2.2)$$

$$I_{\text{giriş}} = \frac{D}{| -D |} * I_{\text{yük}} \quad (2.3)$$



Şekil 2.3. Kaynak akımının değişimi



Şekil 2.4. Endüktans akımının kesintisiz olması durumu

yazılabilir. Şekil 2.3'de, kaynak akımının zaman bağlı değişimi verilmiştir. Şekil 2.4'de verilen, **endüktans akımının** (maksimum ve minimum noktaları arasındaki fark) **dalgalanma miktarı**, $t_1 = D*T$; Q anahtarının iletimde kaldığı süre, $t_2 = (1 - D)*T$; Q anahtarının kesimde kaldığı süre olarak kabul edilirse, endüktans tanım bağıntıları kullanılarak;

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_L * L}{E} + \frac{\Delta I_L * L}{V_{yuk}} = \frac{\Delta I_L * L * (V_{yuk} + E)}{V_{yuk} * E} \quad (2.4)$$

elde edilir. (2.4) eşitliğinden, L endüktansındaki dalgalılık;

$$\Delta I_L = \frac{V_{yuk} * E}{f * L * (V_{yuk} + E)} \quad (2.5)$$

veya aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\Delta I_L = \frac{E^* D}{f^* L} \quad (2.6)$$

Şekil 1.5'de, filtre kapasitesinin uçları arasındaki gerilimin değişimi, Şekil 1.6'da ise bu kapasite akımının zamana bağlı değişimi görülmektedir. **Filtre kapasitesinin (C) uçları arasındaki gerilimin dalgalanma miktarı** ise şöyle hesaplanır: Bobinin bağlı olduğu düğüme kirchhoff akım yasası uygulanır ise (yük akımı ortalama değerinin, diyon akımı ortalama değerine eşit olduğu düşünülürse), bobin akımı ortalama değeri;

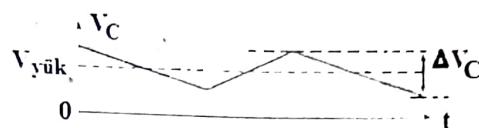
$$I_L = I_{y\ddot{u}k} + I_{giris} = I_{y\ddot{u}k} + \frac{D}{1-D} I_{y\ddot{u}k} = \frac{I_{y\ddot{u}k}}{1-D} \quad (2.7)$$

olarak elde edilir

$D*T$ süresince, D diyon akımı sıfır olduğu için, bu aralıkta C kondansatör gerilimi;

$$i_C(t) = C * \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (2.8)$$

olduğu düşünülürse, kondansatör geriliminin (maksimum ve minimum noktaları arasındaki fark) dalgalanma miktarı;



Şekil 2.5. Filtre kapasitesi ucları arasındaki gerilimin değişimi

$$i_C(t) = C * \frac{dv_C(t)}{dt} = C * \frac{\Delta V_C}{D * T} = I_{yük} \quad ; \quad [0 \text{ } DT] \text{ aralığında } i_C(t) = -I_{yük} \quad (2.9)$$

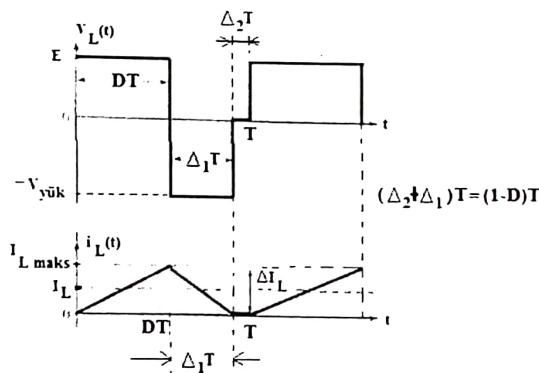
$$\Delta V_C = \frac{D * I_{yük}}{C * f}$$

NOT: $I_{L_{max}} + I_{L_{min}} = 2 I_L$ (2.10)

olarak elde edilir.

*Sürekli geleneksel durumda buck, boost, buck-boost
tg̃in d̃rm̃e degr̃.*

2) Süreksiz akım durumu



Şekil 2.6. Endüktans akımının kesintili akım durumu

Endüktans akımı ve kondansatör geriliminin sürekli olması için (Şekil 1.4'den), yük akımı ortalama değerinin (veya endüktans akımı ortalama değerinin), endüktans akımı dalgalanma (ΔI_L) değeri ile yük (ya da endüktans akımı ortalama değeri) arasında;

$$I_L \geq 2\Delta I_L \quad (2.11)$$

ilişkisi vardır. $\Delta I_L = 2I_L$ "kritik koşulu" olması durumunda, kesinti-kesintisizlik sınırında çalışılıyor demektir. Bu şartı sağlayan kritik endüktans değeri (L_{krit}), (2.1) ve (2.6) eşitliklerini kullanarak;

$$\Delta I_L = \frac{E * D}{f * L} = 2I_L = 2 \frac{I_{yük}}{1-D} = \frac{2V_{yük}}{(1-D)*R} = \frac{2E * D}{R * (1-D)^2} \quad (2.12)$$

denkleminden kritik endüktans değeri aşağıdaki gibi olacaktır:

$$L_{\text{krit}} = \frac{(1-D)^2 * R}{2f} \quad (2.13)$$

Not: Devredeki L değeri, L_{krit} değerinden küçük ise bobin akımında kesinti başlar.

Şekil 2.5'den, kapasite gerilimi ortalama değerinin (veya yük gerilimi ortalama değerinin), kapasite gerilimi dalgalanma (ΔV_C) değeri ile yük (ya da yük gerilimi ortalama değeri) arasında;

$$V_{\text{yük}} \geq 2\Delta V_C \quad \text{Yük geriliminin sıfır olması için} \quad \Delta V_C \quad V_{\text{yük}} \quad (2.14)$$

ilişkisi vardır. $\Delta V_C = 2V_{\text{yük}}$ "kritik koşulu" olması durumunda, kesinti-kesintisizlik sınırında çalışılıyor demektir. Bu şartı sağlayan kritik kapasite değeri (C_{krit}), (2.10) eşitliğini kullanarak;

$$\frac{D * I_{\text{yük}}}{Cf} = 2V_{\text{yük}} = 2I_{\text{yük}} * R \quad (2.15)$$

denkleminden kritik kapasite değeri aşağıdaki değere eşit olacaktır.

$$C_{\text{krit}} = \frac{D}{2R * f} \quad (2.16)$$

Not: Devredeki C değeri, C_{krit} değerinden küçük ise kapasite geriliminde kesinti başlar.

Önemli not: C_{krit} değeri, yük akımı dalgalılığının ($\Delta I_{\text{yük}}$) ihmal edilecek kadar küçük değerler aldığı durumlarda geçerlidir. Bu durum ise ancak, f anahtarlama frekansının yüksek değerler alması durumunda mümkün olabilir. Eğer, anahtar (f) tetikleme frekansı (deneyde kullandığınız; 1000, 500 Hz gibi) çok küçük değerler alırsa, çıkış geriliminin minimum değerinin, (2.16) eşitliği ile hesaplanan C_{krit} değeri için, sıfır volt'a inmesini beklemek, doğru bir yaklaşım olmaz.

Şekil 2.1'de verilen devrede, L endüktansı uçları arasındaki gerilimin ortalama değeri sıfır olduğundan (Şekil 2.4'den);

$$E * D * T - V_{\text{yük}} * \Delta I * T = 0 \quad (2.17)$$

$$\frac{V_{\text{yük}}}{E} = \frac{D}{\Delta I} \quad (2.18)$$

elde edilir.

Devredeki elemanların kayıpsız olduğu ve yük akımının düzgün olduğu kabul edilirse, devredeki aktif güç eşitliğinden ($I_{\text{giriş}}$; kaynak akımı ortalama değeri olmak üzere);

$$P_{\text{giriş}} = E * I_{\text{giriş}} = P_{\text{yük}} = V_{\text{yük}} * I_{\text{yük}} = \frac{D * E}{\Delta I} * I_{\text{yük}} \quad (2.18a)$$

$$I_{\text{giriş}} = \frac{D}{\Delta I} * I_{\text{yük}} \quad (2.18b)$$

elde edilir. Bobin akımı ile yük akımı ve giriş akımı arasındaki ilişkiden aşağıdaki denklem bulunur:

$$I_L = I_{\text{yük}} + I_{\text{giriş}} = I_{\text{yük}} + \frac{D}{\Delta I} * I_{\text{yük}} = \frac{(\Delta I + D)I_{\text{yük}}}{\Delta I} \quad (2.18c)$$

Endüktans tanım bağıntısından, endüktans akımı tepe değeri;

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = E = L \frac{I_{L_maks}}{DT} \quad (2.19)$$

$$I_{L_maks} = \frac{E * D * T}{L} \quad (2.20)$$

veya

$$v_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{dt} = -V_{yük} = L * \frac{0 - I_{L_maks}}{\Delta_1 * T} \quad (2.21)$$

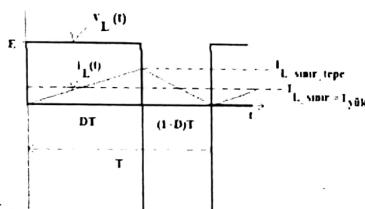
$$I_{L_maks} = \frac{V_{yük} * \Delta_1 * T}{L} \quad (2.22)$$

elde edilir. (2.18c), (2.20) ve endüktans akımı alan formülünü kullanarak;

$$I_L = I_{yük} * \frac{(\Delta_1 + D)}{\Delta_1} = (D + \Delta_1) * T * \frac{E * D}{2L} \quad (2.23)$$

yazılabilir. (2.23) eşitliğinde, (2.22) eşitliği kullanılırsa;

$$I_{yük} = \frac{E * D * \Delta_1}{2L * f} \quad (2.24)$$



elde edilir. $-V_{yük}$

Şekil 2.7. Endüktans akımının kesintili-kesintisiz akım sınırlarında olması

Şekil 1.8'den, **endüktans akımının kesintili-kesintisiz akım sınırlarındaki ortalama akım değeri**; $I_{L_sınır}$ ve bu durumda endüktans akımı tepe değeri; $I_{L_sınır_tepe}$ olmak üzere, endüktans tanım bağıntısından;

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = E = L * \frac{I_{L_sınır_tepe} - 0}{D * T} \quad (2.26)$$

ve bobin akımı ortalama (dolayısı ile yük akımı değerinden) yola çıkarak;

$$T * I_{L_sınır} = \frac{I_{L_sınır_tepe} * T}{2} \Rightarrow I_{L_sınır} = \frac{I_{L_sınır_tepe}}{2} \quad (2.27)$$

yazılabilir. Kesintili-kesintisiz akım sınırlarındaki endüktans tanım bağıntısından;

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = E = L * \frac{I_{L_sınır_tepe}}{D * T} \quad (2.28)$$

$$I_{L_smr_tepe} = \frac{E * D * T}{L} \quad (2.29)$$

$$I_{L_smr} = \frac{E * D^2 * T}{2L} \quad (2.30)$$

veya

$$v_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{dt} = -V_{yuk} = L * \frac{0 - I_{L_smr_tepc}}{(1-D)*T} \quad (2.31)$$

$$V_{yuk} = L * \frac{I_{L_smr_tepe}}{(1-D)*T} \quad (2.32)$$

$$I_{L_smr} = \frac{D * (1-D) * T * V_{yuk}}{2L} \quad (2.33)$$

olacaktır.

Örnek Problem

Sürekli akım modunda, alçaltıcı bir çeviricide; $V_{giris} = 12V$, $D=0.25$, $I_{yuk} = 1.25A$, $L=150\mu H$, $C=220\mu F$, $f=25\text{ kHz}$ olduğuna göre; $\Delta V_C = 20mV$, $\Delta I_L = 0.8 A$

a) $V_{yuk} = ?$ **b)** $\Delta V_C = ?$ **c)** $\Delta I_L = ?$ **d)** $I_{mosfet_tepe} = ?$ **e)** $L_{krit} = ?, C_{krit} = ?$
değerlerini hesaplayınız.

Çözüm

$$\text{a)} \quad V_{yuk} = 12 * 0.25 / (1 - 0.25) = 4V ; \text{ b)} \quad \Delta V_C = \frac{1.25 * 0.25}{25000 * 220 * 10^{-6}} = 56.8mV$$

$$\text{c)} \quad \Delta I_L = \frac{12 * 0.25}{25000 * 150 * 10^{-6}} = 0.8A ; \text{ d)} \quad I_{mosfet_tepe} = \frac{I_{giris}}{D} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{0.4167}{0.25} + \frac{0.8}{2} = 2.067A$$

$$\text{e)} \quad R_{yuk} = \frac{V_{yuk}}{I_{yuk}} = \frac{4}{1.25} = 3.2\text{ohm}$$

$$L_{krit} = \frac{(1-D)^2 * R}{2f} = 72\mu H ; C_{krit} = \frac{D}{2R * f} = 1.56\mu F$$

NOT: Konunun en başında bahsedilen diğer DA-DA çevirici türleri, "Güç Elektroniki Endüstriyel Uygulamaları" adlı seçmeli derste, bir sonraki yarıyılıda anlatılmaya devam edilecektir.