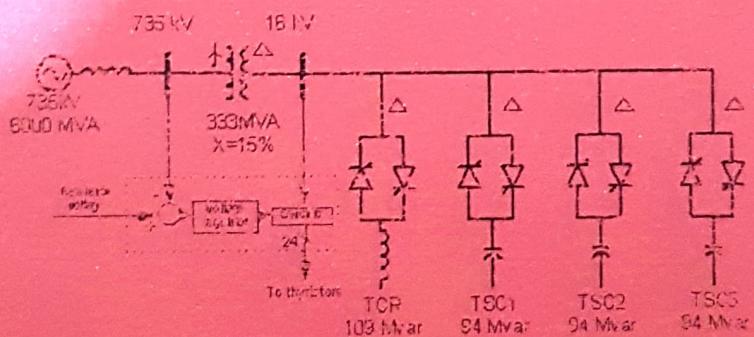
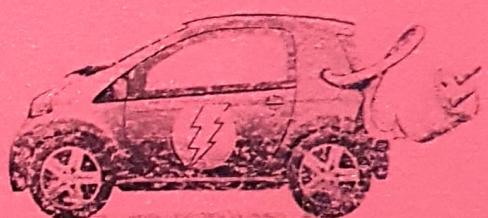
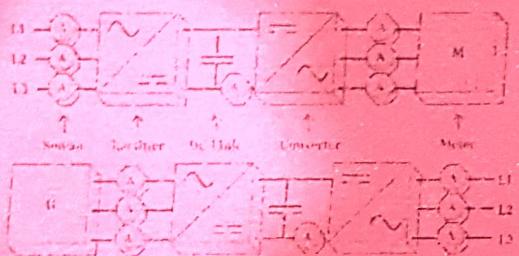


T.C.

**SAKARYA ÜNİVERSİTESİ MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ**  
**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ**

**GÜÇ ELEKTRONİĞİ ENDÜSTRİYEL UYGULAMALARI**  
**DERS NOTLARI**



**Prof. Dr. UĞUR ARIFOĞLU**

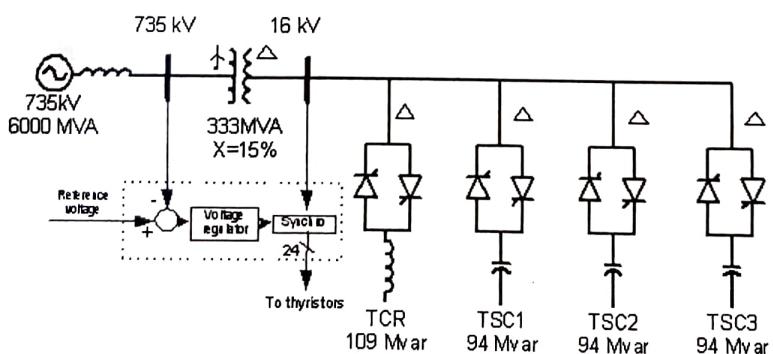
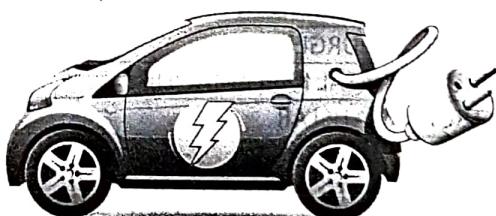
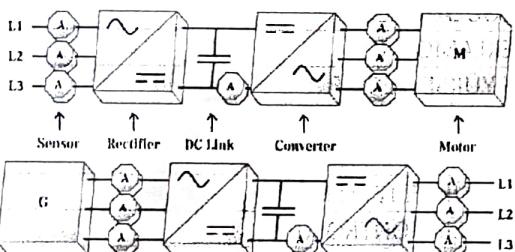
**2018**



T.C.

**SAKARYA ÜNİVERSİTESİ MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ**  
**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ**

**GÜC ELEKTRONİĞİ ENDÜSTRİYEL UYGULAMALARI**  
**DERS NOTLARI**



**Prof. Dr. UĞUR ARIFOĞLU**

**2018**

**©**

**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 ASEKRON MOTOR KONTROLÜ
BULAŞIK MAKİNALARI	LOKOMOTİFLER
BUZDOLAPLARI	MEDENCİLİK
CİVALI ARK LAMBA BALASTLARI	MIKNATISLAR
ÇELİK DEĞİRMEMLERİ	MODEL TRENLER
ÇIMENTO ÖĞÜTÜCÜLER	MOTOR KONTROL
ÇOK DÜŞÜK FREKANSLI AKTARICILAR	MOTOR SÜRÜCÜLER
DİKİŞ MAKİNALARI	NÜKLEER REAKTOR 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
FLASH CİHAZLARI	TV YANSITICILARI
FORKLİFTLER	UÇAK GÜÇ KAYNAKLARI
FOTOĞRAF ALETLERİ	UZAY GÜÇ KAYNAKLARI
FOTOKOPİ	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
HIRSIZ ALARMLARI	ZAMANLAYICILAR
İŞIK FLAŞÖRLERİ	
İKLİMLENDİRME	

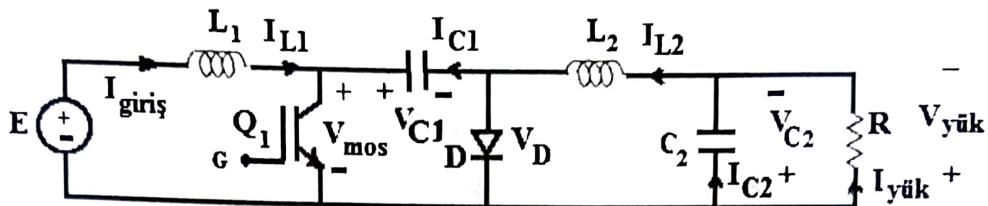
**GÜÇ ELEKTRONİĞİ ENDÜSTRİYEL UYGULAMALARI DERS NOTU'NDA YARARLANILAN KAYNAKLAR**

- [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

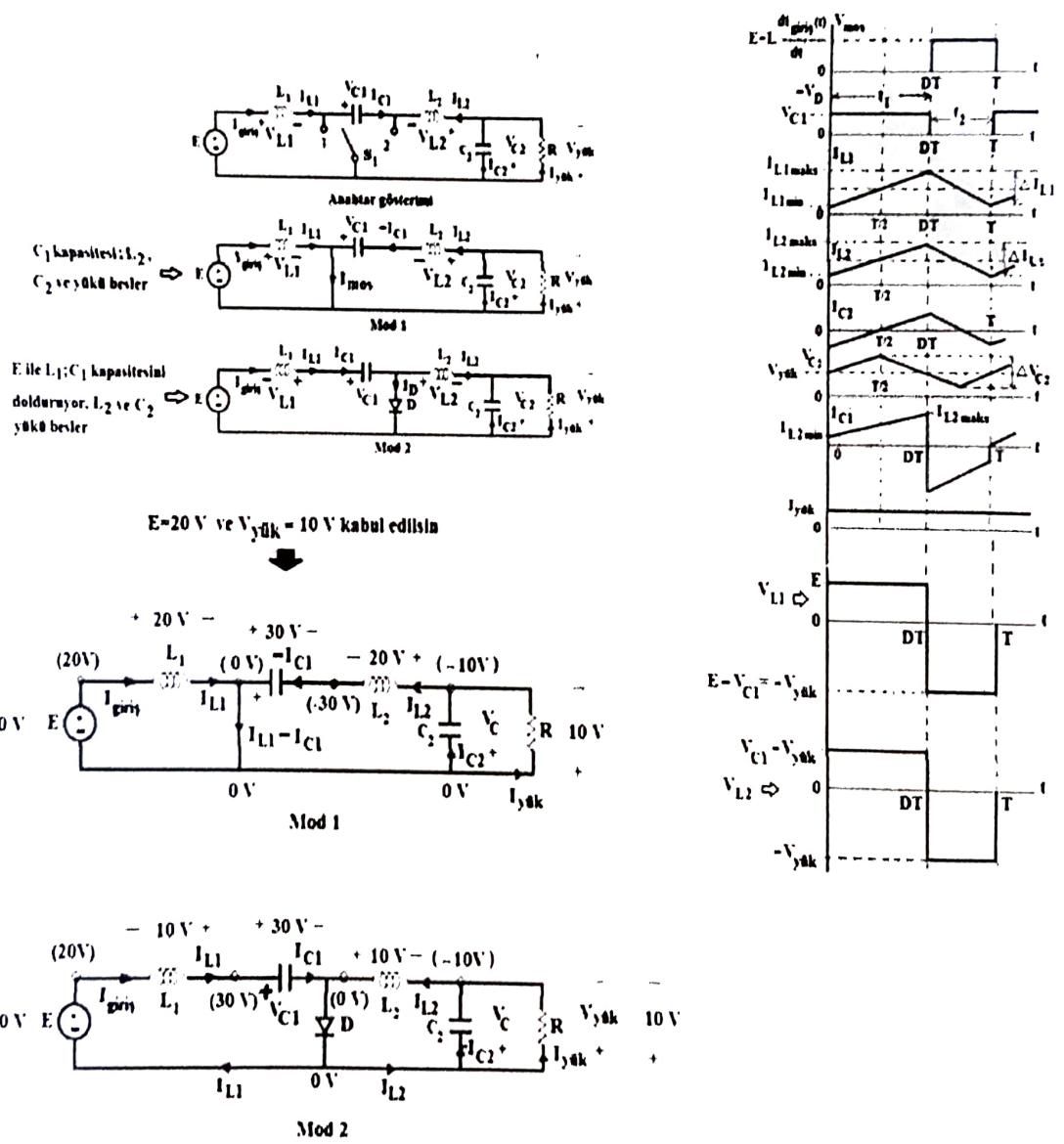
**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİNDE, GÜÇ ELEKTRONİĞİ İLE BAĞLANTILI OLAN DİĞER DISİPLİNLER**

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

## 1.1. CUK ÇEVİRİCİ DEVRE



Şekil 1.1. CUK çevirici devre şeması



Şekil 1.2. CUK çevirici mod gösterimi ve dalga şekilleri

Şekil 1.1'de, CUK çevirici devresi verilmiştir. Aynı alçaltan–yükseleten çeviricide olduğu gibi, CUK çevirici de, çıkış uçlarında, giriş geriliminin altında ya da üstünde gerilim değeri üretebilir. Çıkış gerilimi, giriş gerilimine göre ters polariteye sahiptir.  $Q_1$  anahtarı kesimdeyken, D diyodu iletime geçer,  $C_1$  kapasitesi,  $L_1$ , D ve giriş kaynağı üzerinden dolar.  $Q_1$  anahtarı kontrollü, D diyodu ise kontrolsüz anahtar gibi görev yapar. Bu iki eleman birlikte iki konumlu anahtar gibi çalışır. Devre iki modda çalışır. Mod 1,  $Q_1$  anahtarının  $t=0$  anında iletime sokulması ile başlar.  $L_1$  bobininden akım artarak akmaya başlar. Aynı zamanda  $C_1$  kondansatörü üzerindeki gerilim D diyodunu ters kutuplar.  $C_1$  kondansatörü,  $C_1$ ,  $C_2$ , yük ve  $L_2$  üzerinden boşalmaya başlar.  $t=t_1$  anında,  $Q_1$  anahtarı kesime yollanır. Bu andan itibaren mod 1 biter, mod 2 başlar.  $C_1$  kondansatörü " $E+V_{L1}$ " gerilimi ile dolar.  $L_2$ 'de biriken enerji yüké aktarılır. D diyodu ve  $Q_1$  anahtarı senkron anahtarlama yapar.  $C_1$  kondansatörü, kaynaktan yüké enerji aktarımında aracılık yapar. Şekil 1.2'de devrenin çalışma modları ve eğriler gösterilmiştir.  $C_2$  kapasitesi ne kadar uzun süre şarj edilirse, yükün ortalama gerilimi o kadar E den yüksek olur. Bu da ancak anahtarın ON olduğu sürenin uzatılması ile mümkündür.

CUK çeviriciler iki farklı durumda çalışabilirler:

### 1) Sürekli akım durumu

### 2) Kesintili akım durumu

### 1) Sürekli Akım durumu

Şekil 1.2'de görüldüğü gibi  $L_1$  bobin akımı  $t_1$  süresince  $I_{L1\min}$  değerinden  $I_{L1\max}$  değerine doğrusal olarak arttığını kabul edersek (Şekil 1.2'de mod 1 devresinden,  $D*T$  aralığındı);

$$E = L_1 * \frac{I_{L1\max} - I_{L1\min}}{DT} = L_1 * \frac{\Delta I_{L1}}{DT} \quad (1.1)$$

elde edilir. Şekil 1.2'de, mod 2 devresinden,  $(1-D)*T$  zaman aralığındı, ortalama gerilim ifadeleri yazılırsa ( $E - V_{C1} = v_{L1}$ );

$$E - V_{C1} = L_1 * \frac{-\Delta I_{L1}}{(1-D)*T} \quad (1.2)$$

bulunur. (1.1) ve (1.2) eşitliklerinden  $\Delta I_{L1}$  yok edilirse;

$$V_{C1} = \frac{E}{1-D} \quad (1.3)$$

elde edilir. Benzer işlemler  $L_2$  bobini için yapılrsa (Şekil 1.2'de mod 1 devresinden,  $D*T$  aralığındı);

$$V_{C1} - V_{yük} = L_2 * \frac{I_{L2\max} - I_{L2\min}}{D*T} = L_2 * \frac{\Delta I_{L2}}{D*T} \quad (1.4)$$

elde edilir. Şekil 1.2'de, mod 2 devresinden,  $(1-D)*T$  zaman aralığındı, ortalama gerilim ifadeleri yazılırsa;

$$-V_{yük} = L_2 * \frac{-\Delta I_{L2}}{(1-D)*T} \quad (1.5)$$

bulunur. (1.4) ve (1.5) eşitliklerinden  $\Delta I_{L2}$  yok edilirse;

$$V_{C1} = \frac{V_{yük}}{D} \quad (1.6)$$

elde edilir. (1.3) ve (1.6) eşitliklerinden;

$$V_{yük} = \frac{E * D}{1 - D} \quad D > 0.5 \text{ için devre yükseltici} \quad (1.7)$$

elde edilir. Eğer devredeki tüm elemanlar kayıpsız kabul edilirse, (1.7) eşitliğinden;

$$I_{yük} = \frac{(1 - D) * I_{giriş}}{D} \quad (1.8)$$

elde edilir. Şekil 1.1'den, ortalama akım değerleri üzerinden;

$$I_{L1} = I_{giriş} \quad (1.9)$$

ve kapasitenin ortalama akım değerinin sıfır olduğundan hareketle;

$$I_{L2} = I_{yük} \quad (1.10)$$

elde edilir.

**Açıklama:** (1.3) ve (1.6) eşitlikleri başka bir yoldan da elde edilebilirdi. Şekil 1.1'de,  $L_1$  ve  $L_2$  bobinlerinin uçları arasındaki ortalama gerilimlerin  $T$  süresi boyunca sıfır olması gerekiğinden hareketle, Şekil 1.3'den;

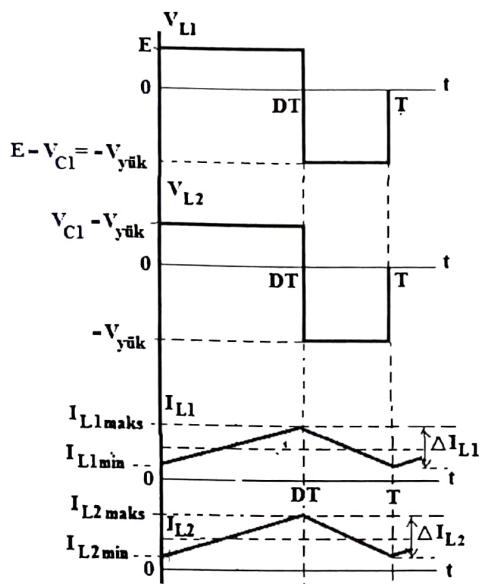
$$L_1 \text{ bobini için: } E * D * T + (E - V_{C1}) * (1 - D) * T = 0 \quad (1.11)$$

$$V_{C1} = \frac{E}{1 - D}$$

$$L_2 \text{ bobini için: } (V_{C1} - V_{yük}) * D * T + (-V_{yük}) * (1 - D)T = 0 \quad (1.12)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{yük}}{D}$$

elde edilebilirdi.



**Şekil 1.3. CUK bobinleri üzerindeki gerilim değişimi ve akımları**

**Bobinlerdeki dalgalanma miktarını bulmak için;**

$$T = t_1 + t_2 = D * T + (1 - D) * T \quad (1.13)$$

(1.1) eşitliğinden;

$$D * T = \frac{L_1 * \Delta I_{L1}}{E} \quad (1.14)$$

ve (1.2) eşitliğinden;

$$(1 - D) * T = L_1 * \frac{-\Delta I_{L1}}{E - V_{C1}} \quad (1.15)$$

$$T = D * T + (1 - D) * T = \frac{L_1 * \Delta I_{L1}}{E} - L_1 * \frac{\Delta I_{L1}}{E - V_{C1}} = \frac{\Delta I_{L1} * L_1 * V_{C1}}{E * (E - V_{C1})} \quad (1.16)$$

elde edilir. (1.16) eşitliğinden  $L_1$  bobin akımının dalgalanma miktarı;

$$\Delta I_{L1} = \frac{E * (E - V_{C1})}{f * L_1 * V_{C1}} \quad (1.17)$$

veya

$$\Delta I_{L1} = \frac{E * D}{f * L_1} \quad (1.18)$$

olarak bulunur. Benzer şekilde  $L_2$  bobin akımının dalgalanma miktarı;

$$\Delta I_{L2} = \frac{D * E}{f * L_2} \quad (1.19)$$

olacaktır.

Eğer kapasitelerdeki gerilim dalgalanma miktarı bulunmak istenir ise, önce  $C_1$  kapasitesi için hesaplama yapılırsa, Şekil 1.2'de, mod 2 devresinde, Q anahtarı kesimde olduğu  $(1-D)*T$  süresi boyunca kapasitenin tanım bağıntısı kullanılabilir. Bu zaman diliminde, kaynak akımı ile  $C_1$  kapasite akımı, aynı ortalama akım değerine sahip olacağından;

$$I_{C1} = C_1 * \frac{dV_{C1}(t)}{dt} = I_{\text{giriş}} = C_1 * \frac{\Delta V_{C1}}{(1-D)*T} \quad (1.20)$$

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_{\text{giriş}} * (1-D)}{f * C_1} \quad (1.21)$$

elde edilir.  $C_2$  kapasitesindeki gerilim dalgalanma miktarını bulmak için, Şekil 1.2'de verilen eğrilerden,  $i_{c2}(t)$  ve  $v_{c2}(t)$  değişimleri incelenecaktır. Yük akımındaki dalgalanma miktarı ( $\Delta i_{\text{yük}}(t) = 0$ ) ihmal edilirse,  $\Delta i_{L2}(t) = \Delta i_{C2}(t)$  olacaktır.  $C_2$  kapasitesinin  $T/2$  süresince akan ortalama şarj akımı

$$I_{C2}(t) = \Delta I_{L2} / 4 ; \text{ Not: } i_{L2}(t) \text{ eğrisinde: } \Delta Q = \frac{T/2 * \Delta I_{L2}/2}{2} = I_{C2} * T/2 \Rightarrow I_{C2} = \frac{\Delta I_{L2}}{4}$$

olacaktır (bak. Şekil 1.2).  $C_2$  kapasitesinin,  $T/2$  süresince, tepeden tepeye dalgalanma gerilimi;

$$\Delta V_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} I_{C2} dt = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_{L2}}{4} dt = \frac{\Delta I_{L2}}{8f * C_2} \quad (1.22)$$

veya

$$\Delta V_{C2} = \frac{V_{\text{yük}} * (1-D)}{8f^2 * L_2 * C_2} = \frac{D * E}{8f^2 * L_2 * C_2} \quad (1.23)$$

olacaktır.

## 2) Kesintili akım durumu

Öncelikle, kesinti–kesintisizlik sınırlardaki kritik değerler bulunacaktır.

$L_1$  bobininin ortalama akım değeri  $I_{L1}$  ise, bobin dalgalanma akımı  $\Delta I_{L1} = 2I_{L1}$  olacaktır. (1.8) ve (1.18) eşitliğinden;

$$\frac{D * E}{f * L_1} = 2I_{L1} = 2I_{\text{giriş}} = \frac{2D * I_{\text{yük}}}{1-D} = 2 * \left(\frac{D}{1-D}\right)^2 * \frac{E}{R} \quad (1.24)$$

$$L_{1\text{krit}} = \frac{R * (1-D)^2}{2D * f} \quad (1.25)$$

elde edilir.  $L_2$  bobininin ortalama akım değeri  $I_{L2}$  ise, bobin dalgalanma akımı  $\Delta I_{L2} = 2I_{L2}$  olacaktır. (1.7) ve (1.19) eşitliğinden;

$$\frac{D * E}{f * L_2} = 2I_{L2} = 2I_{\text{yük}} = \frac{2V_{\text{yük}}}{R} = 2 \frac{D * E}{(1 - D) * R} \quad (1.26)$$

$$L_{2\text{krit}} = \frac{R * (1 - D)}{2f} \quad (1.27)$$

elde edilir.

$C_1$  kapasitesinin ortalama gerilim değeri  $V_{C_1}$  ise, kondansatör dalgalanma gerilimi  $\Delta V_{C_1} = 2V_{C_1}$  olacaktır. (1.21) eşitliğinden;

$$\frac{I_{\text{giriş}} * (1 - D)}{f * C_1} = 2V_{C_1} \quad (1.28)$$

elde edilir. (1.28) eşitliğinde, (1.6) eşitliği kullanılırsa;

$$C_{1\text{krit}} = \frac{D^2}{2f * R} \quad (1.29)$$

elde edilir.  $C_2$  kapasitesinin ortalama gerilim değeri  $V_{\text{yük}}$  ise, kondansatör dalgalanma gerilimi  $\Delta V_{C_2} = 2V_{\text{yük}}$  olacaktır. (1.7) ve (1.23) eşitliğinden;

$$\frac{D * E}{8L_2 * f^2 * C_2} = 2V_{\text{yük}} = \frac{2D * E}{1 - D} \quad (1.30)$$

elde edilir. (1.30) eşitliğinde, (1.27) eşitliği kullanılırsa;

$$C_{2\text{krit}} = \frac{1}{8f * R} \quad (1.31)$$

elde edilir.

**Şimdi artık, kesintili çalışma ile ilgili denklemlere dönebiliriz:**

Şekil 1.3'de,  $L_1$  ve  $L_2$  bobinlerinin uçları arasındaki ortalama gerilimlerin  $T$  süresi boyunca sıfır olması gerekiğinden hareketle, Şekil 1.4'den;

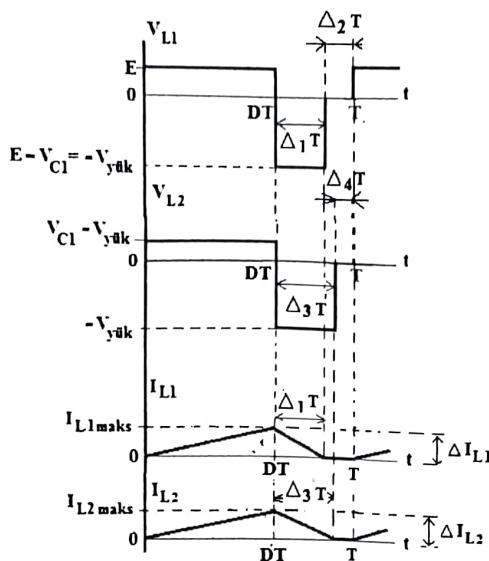
$$L_1 \text{ bobini için; } E * D * T + (E - V_{C_1}) * \Delta_1 * T = 0 \quad (1.32)$$

$$V_{C_1} = \frac{E * (D + \Delta_1)}{\Delta_1} \quad (1.33)$$

$$L_2 \text{ bobini için; } (V_{C_1} - V_{\text{yük}}) * D * T + (-V_{\text{yük}}) * \Delta_3 * T = 0 \quad (1.34)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_{\text{yük}} * (\Delta_3 + D)}{D} \quad (1.35)$$

elde edilebilir. (1.33) ve (1.35) eşitlikleri birbirlerine eşitlenir ise;



**Şekil 1.4. Kesintili çalışma durumunda, CUK bobinleri üzerindeki gerilim değişimleri ve akımları**

$$\frac{E * (D + \Delta_1)}{\Delta_1} = \frac{V_{\text{yük}} * (\Delta_3 + D)}{D} \quad (1.36)$$

elde edilir.

Şekil 1.4'de görüldüğü gibi,  $L_1$  bobin akımı  $D*T$  süresince 0 değerinden  $I_{L1\text{maks}}$  değerine doğrusal olarak arttığını kabul edersek, (Şekil 1.2'de mod 1 devresinden,  $D*T$  aralığında);

$$E = L_1 * \frac{I_{L1\text{maks}}}{D * T} = L_1 * \frac{\Delta I_{L1}}{D * T} \quad (1.37)$$

elde edilir. Şekil 1.2'de, mod 2 devresinden,  $\Delta_1 * T$  zaman aralığında, ortalama gerilim ifadeleri yazılırsa;

$$-(V_{C1} - E) = L_1 * \frac{-\Delta I_{L1}}{\Delta_1 * T} \quad (1.38)$$

bulunur. (1.37) ve (1.38) eşitliklerinden  $\Delta I_{L1}$  yok edilirse;

$$V_{C1} = \frac{E * (\Delta_1 + D)}{\Delta_1} \quad (1.39)$$

elde edilir. Benzer işlemler  $L_2$  bobini için yapılarsa (Şekil 1.2'de, mod 1 devresinden,  $D*T$  aralığında);

$$V_{C1} - V_{\text{yük}} = L_2 * \frac{I_{L2\text{maks}}}{D * T} = L_2 * \frac{\Delta I_{L2}}{D * T} \quad (1.40)$$

elde edilir. Şekil 1.2'de, mod 2 devresinden,  $\Delta_3 * T$  zaman aralığında, ortalama gerilim ifadeleri yazılırsa;

$$-V_{\text{yük}} = L_2 * \frac{-\Delta I_{L2}}{\Delta_3 * T} \quad (1.41)$$

bulunur. (1.40) ve (1.41) eşitliklerinden  $\Delta I_{L2}$  yok edilirse;

$$V_{Cl} = \frac{V_{yük} * (\Delta_3 + D)}{D} \quad (1.42)$$

elde edilir. (1.39) ve (1.42) eşitliklerinden;

$$\frac{E * (D + \Delta_1)}{\Delta_1} = \frac{V_{yük} * (\Delta_3 + D)}{D} \quad (1.43)$$

elde edilir. Eğer devredeki tüm elemanlar kayıpsız kabul edilirse, (1.43) eşitliğinden;

$$I_{giriş} = \frac{I_{yük} * (D + \Delta_1) * D}{\Delta_1 * (\Delta_3 + D)} \quad (1.44)$$

elde edilir. Şekil 1.3'den, ortalama akım değerleri üzerinden;

$$I_{L1} = I_{giriş} \quad (1.45)$$

ve kapasitenin ortalama akım değerinin sıfır olduğundan hareketle;

$$I_{L2} = I_{yük} \quad (1.46)$$

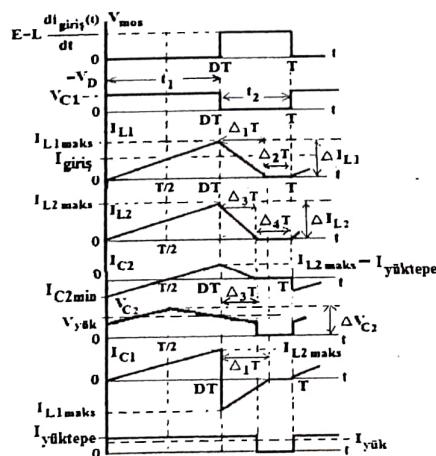
elde edilir.  $L_1$  ve  $L_2$  bobin akımlarındaki dalgalanma miktarı ise, (1.37) ve (1.41) eşitliklerinden;

$$I_{L1maks} = \Delta I_{L1} = \frac{E * D}{f * L_1} \quad (1.47)$$

$$I_{L2maks} = \Delta I_{L2} = \frac{V_{yük} * \Delta_3 * T}{L_2} \quad (1.48)$$

elde edilir.

Eğer kapasitelerdeki gerilim dalgalanma miktarı bulunmak istenir ise, önce  $C_1$  kapasitesi için hesaplama yapılırsa, Şekil 1.2'de, mod 2 devresinde,  $\Delta_1 T$  süresi boyunca, kapasitenin tanım bağıntısı kullanılabilir. Bu zaman diliminde, kaynak akımı ile  $C_1$  kapasite akımı, aynı ortalama akım değerine sahip olacağından;



Şekil 1.5. Kesintili çalışma durumunda, gerilim ve akım değişimleri

$$I_{C1} = C_1 * \frac{dV_{C1}(t)}{dt} = I_{\text{giriş}} = C_1 * \frac{\Delta V_{C1}}{\Delta_1 * T} \quad (1.49)$$

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_{\text{giriş}} * \Delta_1}{f * C_1} \quad (1.50)$$

elde edilir.

Şekil 1.5'de verilen en alt eğriden;

$$I_{\text{yüktepe}} * (D + \Delta_3) * T = I_{\text{yük}} * T$$

$$I_{\text{yüktepe}} = \frac{I_{\text{yük}}}{(D + \Delta_3)} \quad (1.51)$$

elde edilir.  $v_{C2}(t)$  dalga şeklärinden (yamuk alan formülünden);

$$((I_{\text{yüktepe}} * R) + \Delta V_{C2}) * T / 2 + (0.5 + \Delta_3) * T * (\Delta V_{C2} + (I_{\text{yüktepe}} * R)) = V_{\text{yük}} * T \quad (1.52)$$

$$\Delta V_{C2} = I_{\text{yük}} * \frac{R * (1 - 2\Delta_3 - D)}{f * (D + \Delta_3) * (\Delta_3 * D - 1)} \quad (1.53)$$

elde edilir.

Şekil 1.5'de verilen  $i_{L1}(t)$  eğrisinden;

$$(D + \Delta_1) * T * I_{L1\text{maks}} * 0.5 = I_{\text{giriş}} * T \quad (1.54)$$

$$I_{L1\text{maks}} = \frac{2I_{\text{giriş}}}{(D + \Delta_1)} \quad (1.55)$$

elde edilir. Şekil 1.5'de verilen  $i_{C2}(t)$  eğrisinden;

$$I_{C2\text{min}} * 0.5 * T = (I_{L2\text{maks}} - I_{\text{yüktepe}}) * (T / 2 + \Delta_3 T) \quad (1.56)$$

$$I_{C2\text{min}} = 2f * V_{\text{yük}} * \left( \frac{\Delta_3 * T}{L_2} - \frac{R}{(D + \Delta_3)} \right) * (T / 2 + \Delta_3 T) \quad \text{kontrol et} \quad (1.57)$$

elde edilir.

### Örnek Problem

Sürekli akım modunda, cuk bir çevircide; E=12 V; D=0.25;  $I_{\text{yük}} = 0.25$  A;  $C_1 = 200\mu\text{F}$ ;  $C_2 = 220\mu\text{F}$ ,  $L_1 = 180 \mu\text{H}$ ;  $L_2 = 150 \mu\text{H}$ ; f=25 kHz olduğuna göre;

- a)  $V_{\text{yük}} = ?$     b)  $I_{\text{giriş}} = ?$     c)  $\Delta I_{L1} = ?$     d)  $\Delta V_{C1} = ?$     e)  $\Delta I_{L2} = ?$     f)  $\Delta V_{C2} = ?$   
 g)  $I_{\text{mosfet\_tepe}} = ?$  değerlerini hesaplayınız.

### Çözüm

a)  $V_{\text{yük}} = 12 * 0.25 / (1 - 0.25) = 4\text{V}$  ; b)  $I_{\text{giriş}} = \frac{1.25 * 0.25}{1 - 0.25} = 0.42\text{A}$

$$c) \Delta I_{L1} = \frac{12 * 0.25}{25000 * 180 * 10^{-6}} = 0.67 \text{ A} ; \quad d) \Delta V_{C1} = \frac{0.42 * (1 - 0.25)}{25000 * 200 * 10^{-6}} = 63 \text{ mV}$$

$$e) \Delta I_{L2} = \frac{12 * 0.25}{25000 * 150 * 10^{-6}} = 0.8 \text{ A} ; \quad f) \Delta V_{C2} = \frac{0.8}{8 * 25000 * 220 * 10^{-6}} = 18.18 \text{ mV}$$

g) Diyod üzerindeki ortalama gerilim;

$$V_D = -D * V_{C1} = -\frac{E * D}{1 - D} = E = -4 \text{ V}$$

Kayıpsız devrede;

$$I_{L2} * V_D = V_{\text{yük}} * I_{\text{yük}}$$

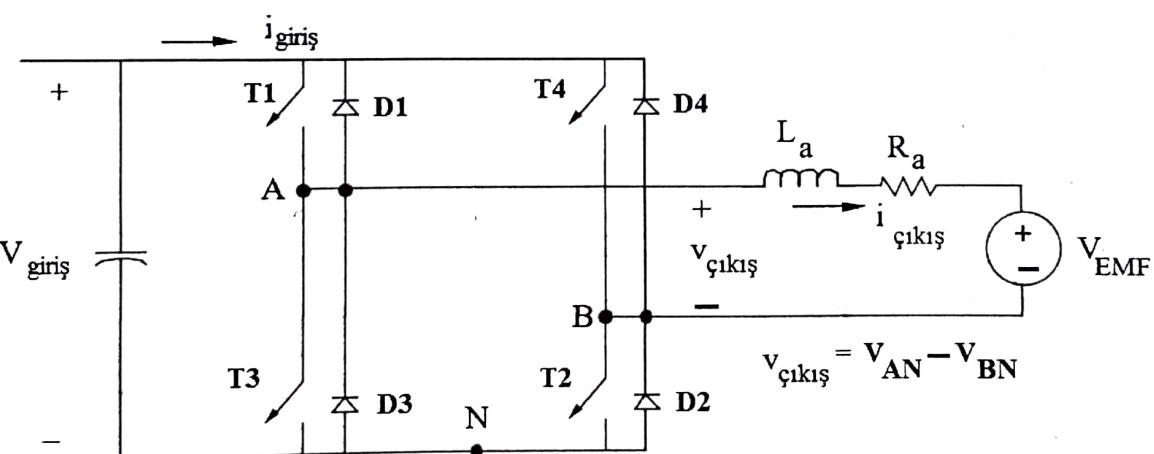
olduğundan, L2 bobininin ortalama akımı;

$$I_{L2} = \frac{I_{\text{yük}} * V_{\text{yük}}}{V_D} = \frac{0.25 * 4}{4} = I_{\text{yük}} = 0.25 \text{ A}$$

olacaktır. Buradan, mosfet tepe akımı değeri, aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$I_{\text{mosfet\_tepe}} = I_{\text{giriş}} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 0.42 + \frac{0.67}{2} + 1.25 + \frac{0.8}{2} = 2.405 \text{ A}$$

## 2. TAM KÖPRÜ DA-DA ÇEVİRİCİ [10]



Şekil 2.1. Tam köprü D.A-D.A çeviriçi devresi

Tam köprü çeviriçi devresinin üç farklı uygulaması bulunmaktadır:

- 1) D.A motor sürücü devreleri
- 2) Kesintisiz D.A güç kaynaklarında D.A-A.A (sinüs) çevriminde
- 3) Anahtarlamalı ve transformatör yalıtımlı D.A güç kaynaklarında D.A-A.A (orta yüksek frekans) çevriminde.

Yukarıda açıklanan her üç amaç için de, Şekil 2.1'de gösterilen devre kullanılmaktadır. Farklı olan tek şey, anahtarların tetikleme süreleridir. Burada, D.A motor sürücü devrelerinde kullanılan köprü tipine odaklanılacaktır. Buradaki yöntem D.A-A.A çevirici mantığına da uygundur. "V<sub>giriş</sub>" giriş gerilimi sabittir. "V<sub>çıkış</sub>" geriliminin hem değeri hem de yönü değiştirilebilir. **V<sub>çıkış</sub> IN işaretini, çıkış işaretine bağlı değildir.** Bu nedenle, D.A motor 4 bölgeli olarak bu devre yardımcı ile çalıştırılabilir. Şekil 2.1'de anahtarın kapalı olması, içinden mutlaka akım akacağı olarak düşünülmemelidir. Anahtar ON konumuna getirildiğinde, "çıkış" akımının yönüne bağlı olarak, anahtar akım iletir ya da iletmez. Her bir diyon, paralel bağlı olduğu kontrol edilen anahtara ters olarak bağlanmıştır. Şekil 2.1'de iki adet KOL bulunmaktadır. Her bir kol üzerinde iki adet kontrol edilebilen anahtar yer alır. Aynı kol üzerindeki anahtarlar, biri iletimdeyken diğerinin mutlaka kesimdedir, **aynı anda asla iletimde olmazlar.** Uygulamada, aynı kol üzerinde yer alan her iki anahtarın kesimde olduğu, "boş zaman" (ya da ölü zaman) olarak da adlandırılan, kısa bir zaman aralığı (D.A girişin kısa devre olmasını engellemek için) vardır. Burada, anahtarların ideal olduğu, yani, iletim ya da kesim işaretini geldiğinde anahtarın hemen devreye girdiği, dolayısı ile boş zaman aralığına ihtiyaç olmadığı kabul edilmiştir.

Şekil 2.1'e bakıldığında, çıkış geriliminin kontrolü, yalnızca anahtarların ON/OFF durumuna göre değişmektedir. Mesela, A kolu ele alınınsın: Negatif olan N noktasına göre tanımlanan "V<sub>AN</sub>" çıkış gerilimi, anahtarların konumuna bağlı olarak şu şekilde değişir: T1 anahtarı ON ise (bunun anlamı, aynı kol üzerindeki T3 anahtarının OFF olmasıdır), çıkış pozitif ise, çıkış akımı T1 üzerinde akacaktır. Eğer çıkış negatif ise, çıkış akımı D1 üzerinde akacaktır. Her iki durumda da, A noktasının kaynağı (V<sub>giriş</sub>) pozitif ucu ile aynı potansiyele sahip olması anlamına gelir. Bu nedenle;

$$V_{AN} = V_{giriş} \quad (T1 \text{ ON}, T3 \text{ OFF}) \quad (2.1)$$

olacaktır. Benzer şekilde A noktası, N noktasının bulunduğu çizgiye göre;

$$V_{AN} = 0 \quad (T1 \text{ OFF}, T3 \text{ ON}) \quad (2.2)$$

olacaktır. (2.1) ve (2.2) eşitlikleri, "V<sub>AN</sub>" değerinin, "çıkış" akımından bağımsız olarak kontrol edilebileceği anlamına gelecektir. T1 anahtarının Ts anahtarlama periyodu içinde ON olduğu süre artırıldığında V<sub>AN</sub>=V<sub>giriş</sub> değeri artarken, T1 anahtarının, Ts anahtarlama periyodu içinde OFF olduğu süre artırıldığında ise V<sub>AN</sub>=V<sub>giriş</sub> değeri azalacaktır. Bu nedenle T1 anahtarının ON-OFF süresine bağlı olarak;

V<sub>AN</sub>=V<sub>giriş</sub> değeri kontrol edilir:

$$V_{AN} = \frac{V_{giriş} * t_{ON} + 0 * t_{OFF}}{T_s} = V_{giriş} * D_{T1} \quad (2.3)$$

(2.3) eşitliğinde V<sub>AN</sub>; v<sub>AN</sub>(t) ani değerinin ortalama değeri olarak adlandırılır. D<sub>T1</sub> ise, T1 anahtarının anahtar çalışma oranı (duty cycle) dir. t<sub>ON</sub>; T1 anahtarının iletimde kaldığı süre, t<sub>OFF</sub> ise T1 anahtarının kesimde kaldığı süredir.

Benzer olarak, Şekil 2.1'de verilen devredeki B KOLU içinde benzer işlemler yapılır. Bu durumda T1 anahtarının yerini T4 anahtarı olacaktır. Yukarıda T1 için yazılan şeylerin bu durumda T4 için geçerli olduğu kabul edilirse, ara adım ve açıklamalar ihmal edilerek;

$$V_{BN} = \frac{V_{giriş} * t_{ON} + 0 * t_{OFF}}{T_s} = V_{giriş} * D_{T4} \quad (2.4)$$

yazılabilir.  $t_{ON}$ ; T4 anahtarının iletimde kaldığı süre,  $t_{OFF}$ ; T4 anahtarının kesimde kaldığı süredir.  $D_{T4}$  ise, T4 anahtarının anahtar çalışma oranı (duty cycle) dır.

Yukarıda yapılan açıklamalara bağlı olarak, yük uçlarındaki gerilimin ortalama değeri;

$$V_{çıkış} = V_{AN} - V_{BN} \quad (2.5)$$

olacaktır. Çıkış gerilimi, çıkış akımının değer ve yönünden bağımsız olarak, anahtarların D çalışma oranları kontrol edilerek ayarlanabilir. (2.5) ifadesine bakıldığında;

$$V_{AN} < V_{BN} \quad (2.6)$$

olduğunda,

$$V_{çıkış} < 0 \quad (2.7)$$

olacak ve çıkış işaret değiştirecektir. (3.6) eşitliğinin sağlanması için (bakınız (2.3) ve (2.4) eşitlikleri);

$$D_{T4} > D_{T1} \quad (2.8)$$

olması yeterlidir.

Daha önce incelenen "tek anahtarlı D.A-D.A çeviricilerde", çıkış geriliminin kutuplanması "tek yönlü" idi. Bu nedenle doğru akım formundaki "testere dışı" şeklindeki (anahtarlama frekansında) işaret ile "kontrol geriliminin" karşılaşırmasından elde edilen PWM kontrol işaretini, tek anahtara uygulanmaktadır. Fakat, Şekil 2.1'de verilen TAM KÖPRÜ D.A-D.A çeviri devresinde, kutup yönü değiştirilebilir olduğundan, alternatif akım formundaki "testere dışı" şeklindeki (anahtarlama frekansında) işaret kullanılır.

**NOT:** Daha önce anlatılan (klasik) D.A-D.A çeviri devrelerinde çıkış akımı, yükün durumuna göre kesintili olabiliyor idi. FAKAT, tam köprü D.A-D.A çeviricilerde, yük akımının düşük değerlerinde bile, yük akımı kesintili olmaz.

Tam köprü D.A-D.A çeviri iki farklı yöntem ile kullanılır:

### 1) ÇİFT KUTUPLU GERİLİM ANAHTARLAMALI PWM (çıkış gerilimi pozitif ve negatif olur)

T1 ve T2 bir anahtar çifti, T3 ve T4 ise diğer anahtar çifti olarak ele alınırsa, bir anahtar çifti devredeyken (ON), diğer anahtar çifti kesinlikle (OFF) devre dışına çıkartılır. Diğer bir ifade ile örneğin, "T1 ve T2" ON ise "T3 ve T4" kesinlikle OFF durumunda tutulur (tersi de doğrudur). Bir tek vkontrol işareteti vardır.

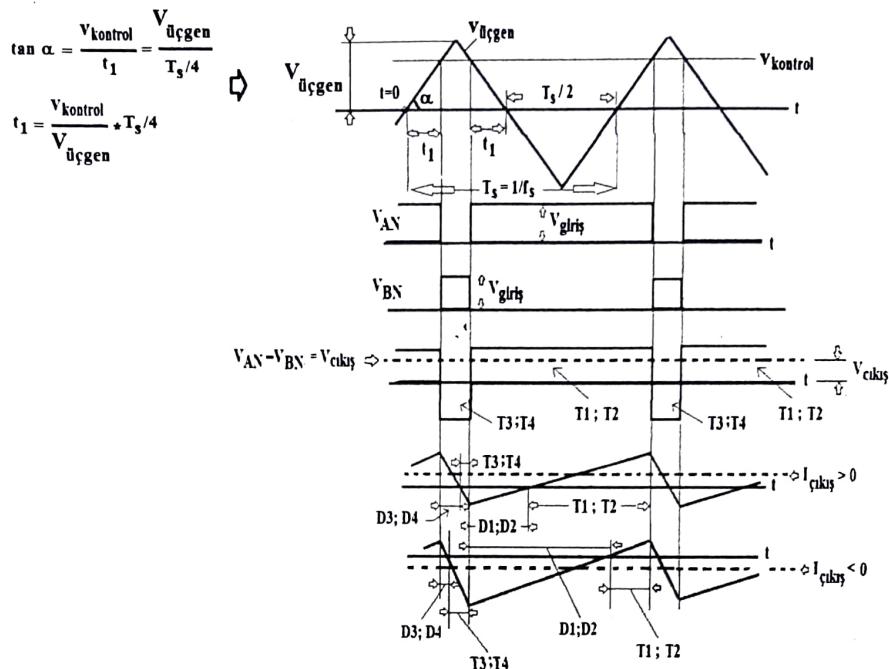
### 2) TEK KUTUPLU GERİLİM ANAHTARLAMALI PWM (çıkış gerilimi pozitif veya negatif olur)

Bu yöntemde, her bir KOL ayrı bir kontrol işareteti ile kontrol edilir. Yani, bir KOL, vkontrol işareteti ile denetlenirken, diğer KOL ise -vkontrol işareteti ile denetlenir.

Tam köprü D.A-D.A çeviricilerde, "igiriş" akımının yönü değiştirilebildiğinden, kaynak empedansının düşük değerde olması elzemdir. Bu nedenle, D.A kaynağı paralel olarak bağlanan **C kapasitesi**, igiriş(t) için arzu edilen "düşük empedans yolunu" sağlar. (T1T2 sonra T1T4 olabilir)

Aşağıda her iki kontrol yöntemi ile ilgili daha detaylı bilgi verilmektedir:

### 1) ÇİFT KUTUPLU GERİLİM ANAHTARLAMALI PWM



**Şekil 2.2. Çift Kutuplu D.A–D.A Çevirici Eğrileri**

Şekil 2.2'de gösterildiği gibi,  $v_{kontrol} > v_{üçgen}$  şartı sağlanıyor ise, T1 ve T2 ON, T3 ve T4 OFF durumunda olacaktır.  $v_{kontrol} < v_{üçgen}$  şartı sağlandığında ise, T1 ve T2 OFF, T3 ve T4 ON durumunda olacaktır.  $v_{kontrol} = v_{üçgen}$  olduğu zamana,  $t=t_1$  anı denir.

T1 (dolayısı ile de T2) anahtarlarının "anahtar kullanım oranı"  $D_{T1} = t_{on}/T_s$  olmak üzere ve T3 (dolayısı ile de T4) anahtarlarının "anahtar kullanım oranı"  $D_{T3} = t_{on}/T_s$  olmak üzere, çıkış gerilimi ortalama değeri; ( $D_{T1}+D_{T3}=1$  ve  $t_{ON}=2*t_1+0.5*T_s$  olduğuna dikkat edilmelidir (Şekil 2.2'de T1T2 iletim aralığı) :

$$v_{çıkış} = v_{AN} - v_{BN} = D_{T1} * v_{giriş} - D_{T3} * v_{giriş} = (D_{T1} - D_{T3}) * v_{giriş}$$

$$v_{çıkış} = (2D_{T1} - 1) * v_{giriş} \quad (2.9)$$

olacaktır. (2.9) eşitliği;

$$V_{çıkış} = \frac{V_{giriş}}{V_{üçgen}} v_{kontrol} = K * v_{kontrol} \quad (2.10)$$

eşitliği kullanılarak da elde edilebilir. (2.10) eşitliğinde  $\frac{V_{giriş}}{V_{üçgen}}$  oranı sabittir. Buna göre (2.10) eşitliği,

$V_{çıkış}$  ile  $v_{kontrol}$  arasında lineer bir ilişki olduğu anlamına da gelmektedir. Yalnız, bu durumun bir anahtar çifti devredeyken diğer anahtar çiftinin açık devre olduğu ve anahtarlamalar arasında bir "zaman boşluğu" olmadığı kabulu ile olduğu asla unutulmamalıdır. Gerçek hayatı, kısa devre

olmaması için anahtarlamalar arasında ölü zaman dilimi bırakılacağından, (2.10) eşitliğinin lineerden non lineere doğru evrileceği de unutulmamalıdır. Şekil 3.2'de çıkış gerilimi dalga şekline bakılırsa, çıkış geriliminin  $-V_{\text{giriş}}$  ile  $+V_{\text{giriş}}$  arasında değiştiği görülecektir. Bu nedenle bu anahtarlama yöntemine **ÇİFT KUTUPLU** adı verilir.

## 2) TEK KUTUPLU GERİLİM ANAHTARLAMALI PWM

Şekil 2.3'de, tek kutuplu tam köprü D.A-D.A çevircine ilişkin çeşitli değişimler gösterilmiştir. A KOLU'ndaki anahtarları (T1 ve T3) kontrol etmek için  $V_{\text{kontrol}}$ , B KOLU'ndaki anahtarları (T2 ve T4) kontrol etmek için ise  $-V_{\text{kontrol}}$  işaretini kullanılır. Yani;

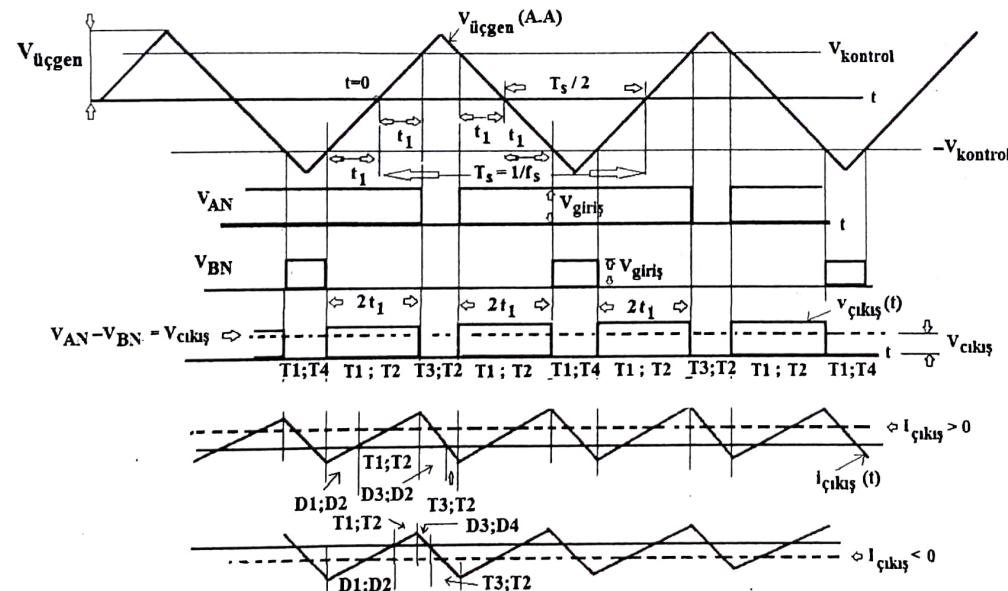
$$V_{\text{kontrol}} > V_{\text{üçgen}} \Rightarrow T1 \text{ ON} \quad T2 \text{ OFF} \quad (2.11)$$

$$V_{\text{kontrol}} < V_{\text{üçgen}} \Rightarrow T1 \text{ OFF}, \quad T2 \text{ ON} \quad (2.12)$$

$$-V_{\text{kontrol}} > V_{\text{üçgen}} \Rightarrow T4 \text{ ON} \quad T3 \text{ ON} \quad (2.13)$$

$$-V_{\text{kontrol}} < V_{\text{üçgen}} \Rightarrow T4 \text{ OFF}, \quad T3 \text{ OFF} \quad (2.14)$$

Bu devrenin bir diğer özelliği de, T1 ve T4 aynı anda ON yapılarak,  $v_{\text{çıkış}}(t) = 0$  yapılabilmesidir. Benzer şekilde, T3 ve T2 aynı anda ON yapılarak,  $v_{\text{çıkış}}(t) = 0$  yapılabilir. Bu özellik, çıkış gerilimini düzeltmek için kullanılabilir. (2.9) ve (2.10) eşitlikleri, bu devre için geçerlidir.

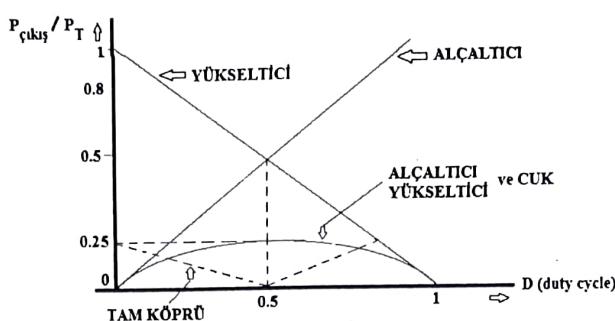


Şekil 2.3. Tek Kutuplu Çevirici Eğrileri

Yukarıda anlatılan "çift kutuplu" ve "tek kutuplu" D.A-D.A çeviriciler için anahtarlama frekansı (üçgen dalganın frekansı) eşit seçildiğinde, "tek kutuplu" çalışmada "çıkış geriliminin dalgalandırığı" azaldığından,

dolayı, daha iyi bir  $v_{\text{çıkış}}(t)$  gerilimi ve buna bağlı frekans cevabı elde edilir. Zira tek kutuplu çalışmada, çıkış geriliminin etkin anahtarlama frekansı 2 katına çıkmaktadır.

## DA-DA ÇEVİRİCİLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI



DA-DA ÇEVİRİCİLERDE ANAHTAR KULLANIM ORANLARI

**Şekil 2.4. [10]**

Alçaltıcı, yükseltici, alçaltıcı-yükseltici ve CUK çeviriciler, temel olarak enerjiyi yalnızca tek yönlü olarak (kaynaktan yüze doğru) iletirler (tek yönlü anahtar içerdiklerinden dolayı). Tam köprü çevricide ise, enerji akışı iki yönlü olarak sağlanabilir. Tam köprüde,  $v_{çıkış}(t)$  ve  $i_{çıkış}(t)$  yönleri birbirlerinden bağımsız olarak değiştirilebilir.  $v_{çıkış}(t)$  ve  $i_{çıkış}(t)$  düzleminin 4 bölgesinde de çalışılabilmesi, tam köprü çeviricilerin, D.A-A.A (inverter) olarak çalıştırılabilmelerini de mümkün kılar. Şekil 2.4'de, çeşitli çeviricilerin anahtar kullanım oranlarının  $P_{çıkış} / P_T$  değişimine karşı gelen eğrileri verilmiştir.

$V_T$  : Anahtar gerilimi anma değeri (dalgalılık yok ve akım kesintisiz ise)

$I_T$  : Anahtar akımı anma değeri ;  $P_T$  : Anahtar güç oranı

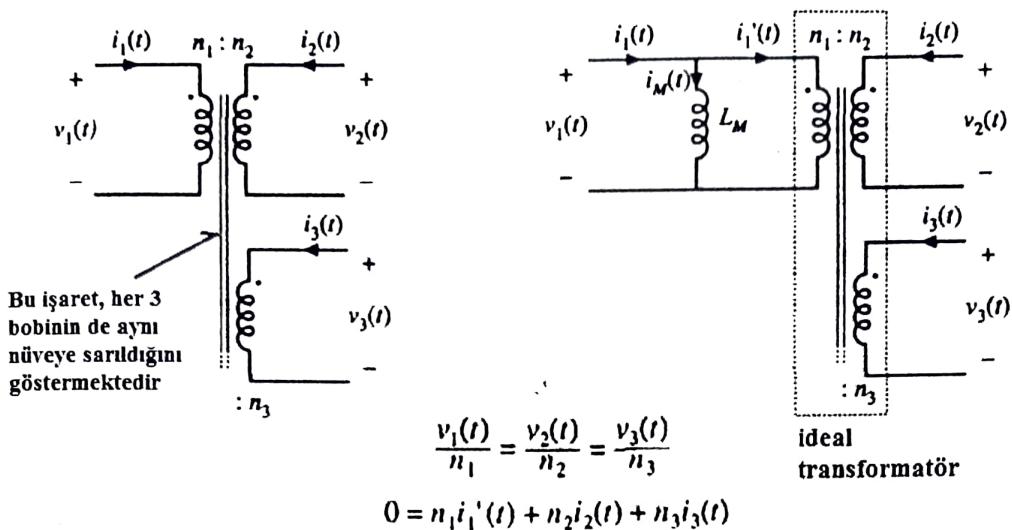
$P_{çıkış} / P_T$  : Anahtarın verimli kullanım oranı

olmak üzere, Şekil 2.4'e bakıldığında, yükseltici ve alçaltıcı çeviriciler için giriş ve çıkış gerilimleri birbirlerine ne kadar yaklaşırılsa (diğer bir ifade ile  $D=0.5$ 'e ne kadar yakın çalışılır ise), anahtar verimliliğinin o kadar iyileşmekte olduğu görülmektedir. Alçaltıcı-yükseltici ve Cuk çeviricilerde ise, anahtar kullanım oranı kötüdür. Bu çeviriciler için Şekil 4'e bakıldığından, anahtar veriminin  $D=0.5$  için en yüksek oran, yani 0.25 olduğu (%25 verim) göze çarpmaktadır. Tam köprü D.A-D.A çeviricilerde ise,  $D$ 'nin tüm değerleri için çok kötü verim değerleri söz konusudur.

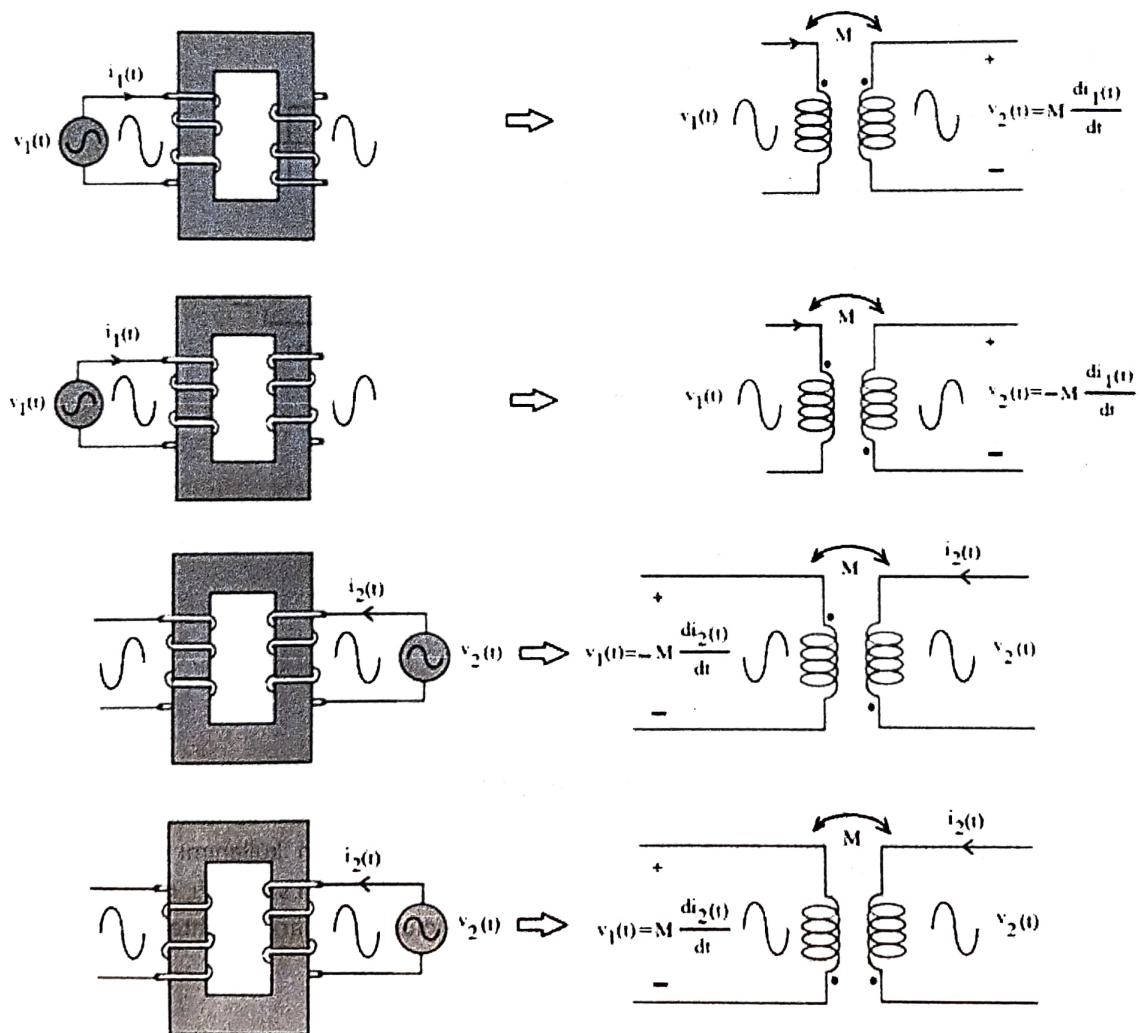
Sonuç olarak, yalıtımsız D.A-D.A çeviricilerde, anahtarların verimli kullanımı açısından, alçaltıcı ya da yükseltici çeviriçi kullanmak tercih edilebilir. Eğer, giriş bazen çıkıştan yüksek, bazen düşük oluyor ise, ya da, giriş ile karşılaşıldığında negatif kutuplu çıkış isteniyor ise, alçaltıcı-yükseltici ya da CUK çeviriçi kullanılması gereklidir (zorunluluk). Eğer bir D.A motor kontrolü (4 bölgeli) çalıştırılma isteniyor ise (zorunluluk) tam köprü D.A-D.A çeviriçi kullanılmalıdır.

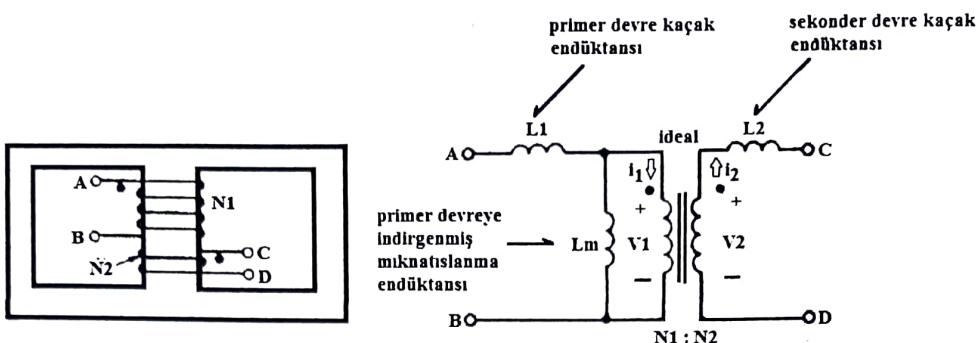
Sürekli hal çalışma koşulları altında, çeviriçi devrelerinde, kapasite anlık gerilim kaynağı, endüktans ise anlık akım kaynağı olarak görülebilir. Çeviricilerde, anahtarlama olayı, akım ya da gerilim kaynağının değerinde herhangi bir sıçramaya ya da süresizligé neden olmaz. Alçaltıcı ve yükseltici çeviricilerde, enerji aktarımı  $L$  ve  $C$  arasında gerçekleşir. Alçaltıcı-yükseltici ve Cuk çeviricilerde ise enerji aktarımı benzer iki eleman (2 adet  $L$  veya 2 adet  $C$ ) arasında gerçekleşir. Fakat aynı tür kaynaklar birbirlerinden diğer tür kaynak ile ayırmışlardır (yani 2 adet  $L$  arasına bir adet  $C$ , ya da 2 adet  $C$  arasına bir adet  $L$  konulmuştur.)

## HATIRLATMA 1:

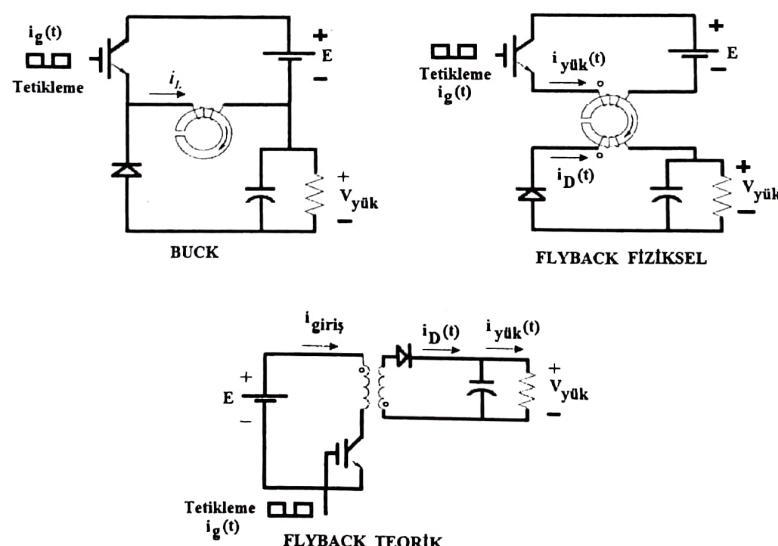


## HATIRLATMA 2:

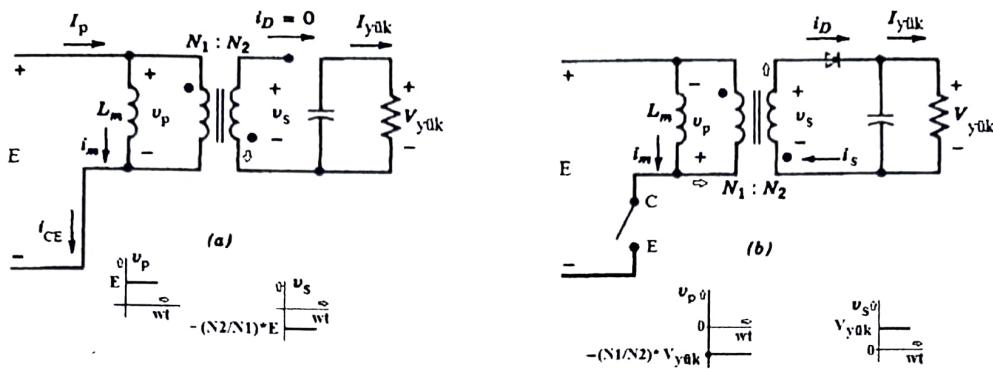


**HATIRLATMA 3:**

**NOT:** Anahtarlama gücü kaynağında, primer ve sekonder sargı arasında sıkı bir manyatik bireştirme (kuplaj) yapılarak  $L_1$  ve  $L_2$  kaçak endüktanslarının değerlerini düşürmek oldukça önemlidir. Kaçak endüktansların enerjisi, anahtarlama elementleri ve bunların söndürücü devreleri tarafından emilirler. Bu nedenle, anahtarların emdiği bu enerjinin minimum yapılması çok önemlidir. Ayrıca,  $L_m$  miknatışlanma endüktansı üzerinden akan  $i_m$  miknatışlanma akımının değerinin de düşürülmesi, bu akımın anahtarlar üzerinden aktığı düşünüldüğünde oldukça önemlidir. Miknatışlanma akımının değerinin düşürülmesi,  $L_m$  değerinin büyük yapılması ile sağlanabilir.  $L_1$  ve  $L_2$  etkisi devre anahtarları seçiminde ve söndürücü tasarımda önemli olmakla birlikte, çeviricinin gerilim taşımamasında çok küçük bir etkiye sahip olduğu için, çevirici hesaplamalarında ihmal edilecektir. Çevirici devrelerinde, burada transformator, hem endüktans gibi enerji depolayan, hem de transformator gibi yalıtm sağlayen, çift sargılı bir endüktans gibi tasarlanmıştır.

**3.1. FLYBACK (GERİ DÖNÜŞLÜ) ÇEVİRİCİ HAKKINDA GENEL BİLGİLER****Şekil 3.1.1**

**NOT:** D.A-D.A çeviricilerde elektriksel izolasyon da istendiğinden, şu ana kadar öğrendiğimiz D.A-D.A çeviricilerin izole türleri (trafolu) geliştirilmiştir. Bu devrelerde; trafonun kullanımı ve özellikleri, nüvenin B-H kapasitesinin ne ölçüde kullanıldığı (verim), akayı hangi akımın sağladığı, miknatışlanma akımının resetlenmesi (sıfırlanması), kaçak endüktansların olumsuzlukları, anahtarların verimli kullanılması öne çıkan kavamlardır.



Şekil 3.1.2 Flyback çeviriçi devresi

Şekil 3.1.2'de görülen FLYBACK çeviriçi, "alçaltıcı-yükseltici" çeviricinin izoleli bir biçimidir ve trafo kullanımındaki aşırı kısıtlar nedeni ile 100 W altı yük uygulamalarında kullanılır. Primer ve sekonderi hiçbir şekilde aynı anda görev yapmadığı için, buradaki trafoya "kuplajlı endüktans" adı da verilir. "Alçaltıcı-yükseltici" çeviricide çıkış geriliminin ters yönde olma zorunluluğu, bu devrede ortadan kalkar. Trafo giriş ve çıkışındaki ana akım aynı zamanda mıknatışlanma akımıdır ve tek yönlüdür. Nüve hacminin ve maliyetin artmaması için, nüve hava aralıklı yapıldığından, kaçak endüktans değerleri yüksektir. Çıkış geriliminin yüksek olmasının istediği düşük güçlü uygulamalarda tercih edilirler. En belirgin özelliği basit ve düşük maliyyette olmasıdır. Flyback trafosu enerji depoladığı için, Forward transformatörünün aksine, aynı çıkış geriliği için (göreceli olarak) daha büyük boyutta tasarlanır. Forward çeviriçi çıkışındaki L endüktansı ve D3 diyodu nedeni ile forward çıkış akımı, flyback çıkış akımına göre daha düzgündür. Bu nedenle, flyback çıkış kapasitörü olarak, forward çıkış kapasitöründe göre daha büyük dalgalanma akımlı bir kapasitör kullanılır. D=0.5 için transistörün  $V_{CE}$  gerilimi  $2*E$  değerinde olacaktır. Eğer  $D < 0.5$  alınacak olursa,  $V_{CE}$  gerilimi  $2*E$  değerinin de üstüne çıkar. Bu ise transistörün maliyetini artıracaktır.

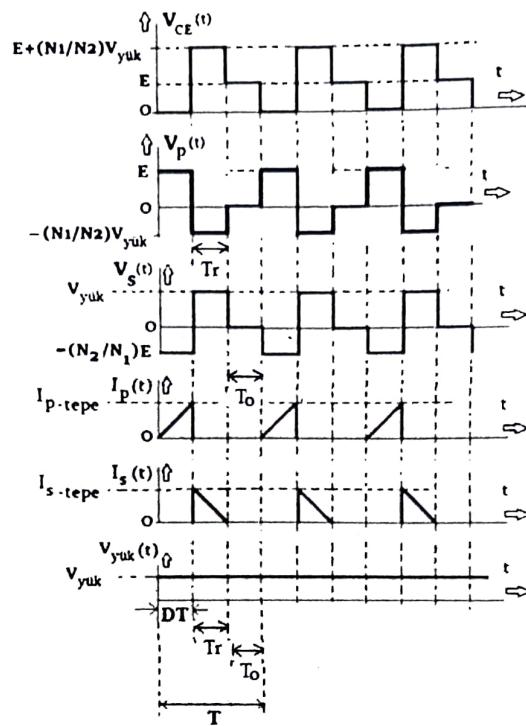
"Sürekli akım" çalışma modunda, anahtar elemanı, sekonder akımı sıfıra inmeden iletme sokulur. Sürekli akım çalışma modu, aynı  $I_{p\_tepe}$  değeri için daha yüksek güç kapasitesi sağlayabilir. Yani, aynı çıkış gücü (yük güç) değeri için, "kesintili akım" çalışma modundaki akımın tepe değeri, sürekli akım durumundaki akımın tepe değerine göre daha yüksektir. Bu nedenle kesintili akım çalışma durumunda, daha yüksek akım değerine sahip bir anahtar kullanılması gereklidir. Ayrıca kesintili akım çalışma durumunda, akımın tepe değeri, kesintisiz akım duruma göre daha yüksek olduğu için, kesme giderken, daha yüksek bir gerilim sıçraması olacaktır. Tüm bu olumsuzluklara rağmen, devrenin kesintili modda çalışması tercih edilir. Bunun nedeni ise; 1) Kesintili çalışma modunda, çeviriçi, mıknatışlanma endüktansının nispeten küçük olması nedeniyle **daha hızlı cevap** verebilir. Bu durumda, giriş gerilimi ve yükteki ani değişimlerin çıkışta yarattığı geçici değişimler nispeten küçük değerde olacaktır. 2) Sürekli çalışma modunda, transfer fonksiyon düzleminin **sağ tarafında bir sıfır** belirir. Bu durumda geri beslemeli **kontrol devresinin tasarımını zorlaşırlı**.

Anahtarın **on** (kapalı) ve **off** (açık) olduğu duruma göre, devrenin iki çalışma modu bulunmaktadır:

- 1) Süreksiz akım modu, 2) Sürekli akım modu

### 3.1.1. Süreksiz akım modunda çalışma

**MOD 1 (Anahtar kapalı):**



**Şekil 3.2. Flyback çevirici devresine ilişkin akım ve gerilim değişimleri (kesintili çalışma)**

$0 < t \leq DT$  aralığında geçerli olan bu modda, "D" doluluk oranı (anahtar çalışma oranı), "T" anahtarlama periyodu, "E" devreyi besleyen doğru gerilim değeri, " $i_p(t)$ " primer akımı anı değeri, " $i_s(t)$ " sekonder akımı anı değerini, " $v_p(t)$ " primer gerilimi anı değeri, " $v_s(t)$ " sekonder gerilimi anı değerini göstersin.  $n=N_1/N_2$  ise, transformatörün çevirme oranı olsun.

Bu modda, primer akımı artarak primer sargıda enerji depolar. FLYBACK trafonunun primer ve sekonder sargılarının polaritesi ters yönde olduğundan (sarımlar buna göre sarılmış), bu modda D diyodu ters yönde kutuplanır (yani iletme geçemez, zira akım yönü katottan anoduna doğrudur). Bu nedenle trafonun primer tarafından sekonder tarafına enerji akışı olmaz. Bu modda yükü, C kapasitesinin sabit (kabul edilen) gerilim değeri besler. Bu modda primer akımı tepe değeri  $I_{P\_tepe}$  olmak üzere, Bobin tanım bağıntısından;

$$v_p(t) = E = L_m * \frac{I_{p\_tepe} - 0}{DT} \Rightarrow I_{p\_tepe} = \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.1)$$

elde edilir. Transformatörün tanım bağıntısı gereği, trafonun sekonder akım tepe değeri ise;

$$I_{s\_tepe} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right) * \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.2)$$

olacaktır. Bu modda, trafonun sekonder gerilimi ise;

$$\frac{V_p}{V_s} = -\frac{N_1}{N_2} \Rightarrow V_s = -\frac{N_2}{N_1} * V_p = -\frac{N_2}{N_1} * E = V_s \quad (3.3)$$

olacaktır. (3.3) eşitliğindeki eksi işaretin nedeni, FLYBACK trafosunun sargı yönlerinin polaritesinden kaynaklanmaktadır. Bu modda, anahtarlama elemanın kollektör-emetör gerilim değeri ( $V_{CE}$ ) sıfır değerini alır (anahtar iletimde). Aynı şekilde diyod yönü nedeni ile, trafo sekonder akım değeri  $i_s(t) = 0$  olacaktır. Bu aralıktı yük uçlarındaki gerilim (dalgalılık ihmali edilirse)  $V_{yük}$  değerini alır.

Eğer primer akımının ani değeri ( $i_p(t)$ ) hesaplanmak istenir ise, akımın  $t=0$  anından  $t=D*T$  anına kadar lineer olarak arttığı ve  $D*T$  anında (3.1) eşitliği ile verilen değeri aldığı düşünülürse,

$$i_p(t) = \frac{E}{L_m} t \quad (3.4)$$

olacaktır.

#### MOD 2 (Anahtar açık):

$DT < t \leq T$  aralığında geçerlidir. Bu aralığın bir kısmında sekonder sargıdan akımı akarken ( $T_r$ ), bir kısmında ise sekonder sargıdan herhangi bir akım akmamaktadır ( $T_0$ ). Trafonun primer tarafındaki akım değeri ani olarak değişimeyeceğinden (Lenz kanunu gereği), trafonun primer gerilim değeri ters dönecektir. Bir önceki modda, enerji sekonder devreye (diyodun ters kutuplanması nedeni ile) aktarılamamıştı. Mod 2 de bu akım sekonder tarafa (diyod doğru yönde kutuplandırdan) aktarılır.  $i_s(t)$  akımı,  $D*T$  anından sonra,  $I_{s\_tepe} = \frac{N1}{N2} * I_{p\_tepe} = (\frac{N1}{N2}) * \frac{E * D * T}{L_m}$  değerinden sıfıra doğru azalmaya başlar.  $DT$  anından itibaren başlayan Mod 2 evresinde, trafo, primer devreyi besleyen E kaynağı ile olan bağlantısını kestiği için, diyot da kısa devre olduğundan, trafonun primer tarafının gerilimi, sekonder gerilimi olan (yük tarafındaki)  $V_C = V_{yük}$  tarafından oluşturulur. Bu durumda trafonun tanım bağıntısı gereği;

$$\frac{V_p}{V_S} = \frac{V_p}{V_{yük}} = -\frac{N1}{N2} \Rightarrow V_p = -\frac{N1}{N2} * V_{yük} \quad (3.5)$$

olacaktır.  $D*T$  anından sonra başlayan süreçte, trafonun primer tarafına kirchhoff gerilim yasası uygulanır ise, anahtarın  $v_{CE}(t)$ ;

$$v_{CE}(t) = E - v_p(t) = E - V_p = E - \left(-\frac{N1}{N2} * V_{yük}\right) = E + \frac{N1}{N2} * V_{yük} \quad (3.6)$$

olacaktır. "(3.6) eşitliğinin,  $i_s(t)$  akımının aktığı süre boyunca geçerli olduğu unutulmamalıdır". (3.6) eşitliğinde görüldüğü gibi anahtar gerilimi, primer tarafı besleyen kaynak gerilim değerinden yüksek değer almaktadır.

Eğer, sekonder akımının ani değeri ( $i_s(t)$ ) hesaplanmak istenir ise, akımın  $t=D*T$  anından itibaren sıfıra düşüğü ana kadar lineer olarak azaldığı ve akmaya başladığı anda tepe değer olarak (3.2) eşitliğindeki değeri aldığı düşünülürse;

$$i_s(t) = I_{S\_tepe} - \frac{V_{yük}}{L_s} t ; \text{ not: } L_S = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 L_m \quad (3.7)$$

olacaktır.

Trafonun, E kaynağından enerjiyi yalnızca  $D*T$  aralığında aldığı düşünülürse, kaynaktan çekilen (giriş) güç (ortalama) değeri;

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v(t) * i(t) * dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} E * i(t) * dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} E * \frac{E}{L_m} * t * dt = \frac{E^2 * t^2}{T * 2 * L_m} = \frac{E^2 * (DT)^2}{T * 2 * L_m} = \frac{(DE)^2}{2 * f * L_m}$$

veya

$$P_{\text{giriş}} = \frac{W(\text{enerji})}{T(\text{zaman})} = \frac{0.5 * L_m * I_{p\_tepe}^2}{T} = \frac{(D * E)^2}{2 * f * L_m} \text{ Watt} \quad (3.8)$$

olacaktır. (3.8) eşitliğinde,  $I_{p\_tepe}$  yerine (3.1) eşitliğindeki değeri kullanılmıştır.

Transformatörün verimi  $\eta$  ile gösterilecek olursa, transformatörün sekonder uçlarından çekilen (yük tarafından) aktif güç (ortalama) değeri ise;

$$P_{\text{yük}} = \eta P_{\text{giriş}} = \eta * \frac{0.5 * L_m * I_{p\_tepe}^2}{T} = \eta * \frac{(D * E)^2}{2 * f * L_m} \quad (3.9)$$

olacaktır. (3.9) eşitliği, (yük R değerinde bir direnç olduğu kabulu ile);

$$P_{\text{yük}} = V_{\text{yük}}^2 / R \quad (3.10)$$

(3.10) eşitliği (3.9) eşitliğinde kullanılırsa;

$$V_{\text{yük}} = E * D \sqrt{\frac{\eta * R}{2 * f * L_m}} \quad (3.11.a)$$

elde edilir. (3.11) eşitliğinde görüldüğü gibi, D ile oynanarak yük gerilim değeri değiştirilebilir.

Primer devre endüktans değeri ( $\eta$ : devrenin verimini göstermek üzere);

$$L_m = \frac{E^2 * D^2 * \eta}{2 * f * P_{\text{yük}}} \quad (3.11.b)$$

olacaktır.

Kesintili çalışma demek,  $i_s(t)$  akımının sona erdiği anda, T periyodunun tamamlanamaması demektir. Bu durumda (yani  $i_s(t)$  akımı sıfır olduktan sonra) T anına kadar geçen süre boyunca, ne primer sargasında enerji bulunur, ne de sekonder sargasında. Bunun nedeni, zaten primer akımı DT anından sonra sekondere aktarılmıştır ve primer enerjisi sona ermiştir. Mod 2'de sekonder akımı da sona erdiği andan itibaren (anahtar açık olduğundan) primer sargı beslenemez. Bu zaman aralığında (Mod 2), C den gelebilecek enerjiyi, diyod ters kutuplandığından dolayı alamayacağı için, sekonder sargı enerjilenemeyecektir. Primer sarginın hem üst hem de alt ucu (anahtar açık devre ve sargı içinden akım akmadığından dolayı) E değerinde olacaktır. Bunun anlamı, primer sargı gerilimi "sıfır volt" demektir. Bu zaman aralığında, trafonun primer tarafına kirchoff gerilim yasası uygulanırsa;

$$v_{CE}(t) = E - v_P(t) = E - 0 = E \quad (3.12)$$

elde edilir. Mod 2'de, yani;  $DT < t < T$  aralığında, (3.6) ve (3.12) eşitlikleri nedeni ile, anahtar gerilimi iki farklı değer almaktadır:

$$v_{CE}(t) = E + \frac{N_1}{N_2} V_{yük}; \quad DT < t < DT+Tr \quad (3.13.a)$$

$$v_{CE}(t) = E; \quad DT+Tr < t < T \quad (3.13.b)$$

**Önemli Not:**  $v_p(t)$  ve  $v_s(t)$  eğrilerinde, pozitif ve negatif alternans altındaki alanlar birbirlerine eşit olmalıdır. Buradan hareketle, eğer sistem kesintili–kesintisiz sınırında çalışıyor ise;

$$T * D * E = \frac{N_1}{N_2} * V_{yük} * (1 - D) * T \quad (v_p(t) \text{ eğrisinden}) \quad (3.14)$$

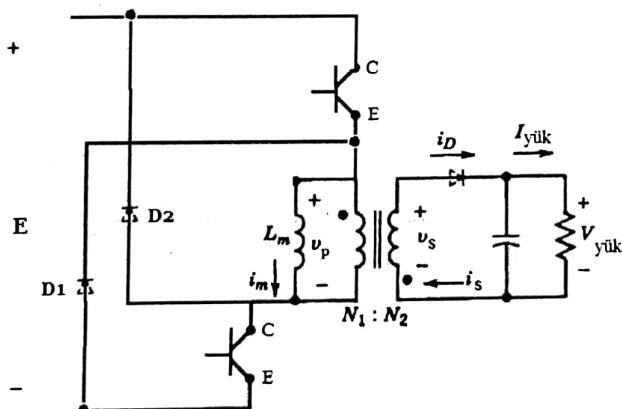
$$\frac{N_2}{N_1} * E * D * T = V_{yük} * (1 - D) * T \quad (v_s(t) \text{ eğrisinden}) \quad (3.15)$$

eşitlikleri yazılabılır.

**Not 1:**  $DT+Tr < t < T$  zaman aralığında, trafonun ne primer ne de sekonder sargılarından herhangi bir akım akmadığından dolayı, bu aralık kesinti aralığı olarak adlandırılır.

**Not 2:** Devrenin kesintili–kesintisiz sınırında çalışması demek, sekonder akımı biter bitmez, anahtarın iletme sokulması demektir.

**Not 3:** Devrenin kesintisiz modda çalışması demek, sekonder akımı bitmeden, anahtarın iletme sokulması demektir.



Çift yönlü Flyback çeviriçi

Anahtarlama elemanı, (3.13.a) eşitliğinde verilen gerilim değerine dayanabilecek özellikte olmalıdır. Eğer (3.13.a) eşitliğinde verilen gerilim çok yüksek ise, yukarıda devresi verilen "çift yönlü (çift yönlü çekirdek akısı anlamında) FLYBACK çeviriçi" kullanılmalıdır. Bu topolojide, her iki anahtar aynı anda çalışır. D1 ve D2 diyodlarının kullanım nedeni, maksimum anahtar gerilimini, E değeri ile sınırlandırmaktır. Flyback çevricide anahtarın CE uçları arasındaki gerilimi yükselten neden, sekonder geriliminin primer gerilimine  $\frac{N_1}{N_2} * V_{yük}$  değerini yansıtması sebebi ile (anahtar da açık devre olduğundan) CE uçları arasına  $E + \frac{N_1}{N_2} * V_{yük}$  geriliminin binmesiydi. Halbuki, yukarıda verilen devrede,

CE uçları açık olsa bile, D1 ve D2 diyodları kısa devre yaparak, CE uçları arasında E değeri olacak, buna ilave olarak  $\frac{N1}{N2} * V_{yuk}$  değeri CE uçlarına binmeyecektir.

### 3.1.2. Sürekli akım modunda çalışma

#### MOD 1 (Anahtar kapalı):

$0 < t \leq DT$  aralığında geçerli olan bu modda, "D" doluluk oranı (anahtar çalışma oranı), "T" anahtarlama periyodu, "E" devreyi besleyen doğru gerilim değeri, " $i_p(t)$ " primer akımı anı değeri, " $i_s(t)$ " sekonder akımı anı değerini, " $v_p(t)$ " primer gerilimi anı değeri, " $v_s(t)$ " sekonder gerilimi anı göstermektedir. Şekil 3.1.2.a devresinden;

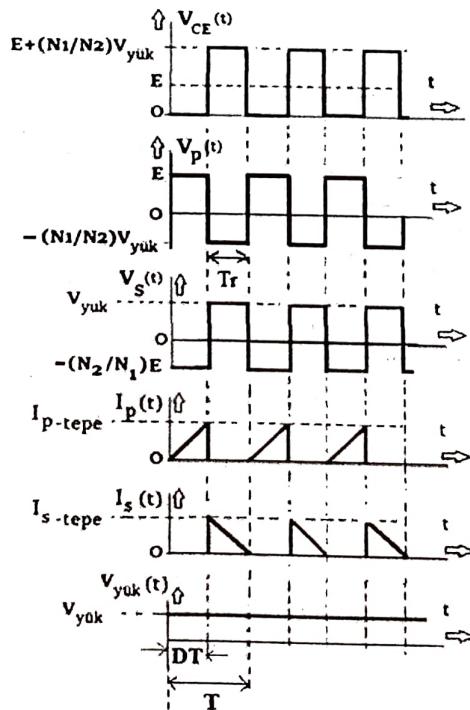
$$V_p = E \quad (3.16)$$

$$i_p(t) = \frac{E}{L_m} t \quad (3.17)$$

$$I_{p-tepe} = \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.18)$$

$$V_s = \frac{N2}{N1} * V_p = \frac{N2}{N1} * E = V_{yuk} \quad (3.19)$$

elde edilir.



Şekil 3.3. Flyback çeviriçi devresine ilişkin kesintisiz akım çalışma koşulunda  
akım ve gerilim değişimleri (kesintili-kesintisiz sınır çalışma)

**MOD 2 (Anahtar açık):**

Şekil 3.1.b'devresinden;

$$V_P = \frac{N1}{N2} * V_S \quad (3.20)$$

$$V_S = V_{\text{yük}} \quad (3.21)$$

$$I_{S\_tepe} = \left( \frac{N1}{N2} \right) * \frac{\overbrace{E * D * T}^{=I_{ptepe}}}{L_m} \quad (3.22)$$

yazılabilir.  $L_m$  endüktansının geriliminin ortalama değeri sıfır olması gerekiğinden hareketle;

$$T * D * E = \frac{N1}{N2} * V_{\text{yük}} * (1 - D) * T \quad (3.23)$$

$$V_{\text{yük}} = \frac{N2}{N1} * E * \frac{D}{1 - D} \quad (3.24)$$

elde edilir. Yük uçlarındaki gerilim değişimi ise aşağıdaki gibi olacaktır:

$$\frac{\Delta V_C}{V_{\text{yük}}} = \frac{D}{f * C * R} \quad (3.25)$$

( $dt=DT$  zaman aralığında, diyon açık, yük akımı=kapasite akımı, kapasite tanım bağıntısını kullan)

**Problem**

$V_{\text{yük}} = 24V$ ;  $R=0.8$  ohm. Devre, sürekli-süreksizlik sınırında çalışıyor.  $D=0.5$ ;  $f=1kHz$ . Tristör gerilim düşümü  $\Delta V_{CE} = 1.2V$ ; Diyod gerilim düşümü  $\Delta V_D = 0.7V$ .  $N1/N2=n=4$ .

- a) Giriş akımı ortalama değerini bulunuz.
- b) Trafonun verimini ( $\eta$ ) bulunuz.
- c) Transistörün ortalama akım değerini bulunuz ( $I_{CE}$ ).
- d) Transistör akımının tepe değerini bulunuz.
- e) Transiztör etkin akım değerini bulunuz.
- f) Transistör gerilimi tepe değerini bulunuz.
- g)  $L_m$  mıknatışlanma endüktans değerini bulunuz.

Transformatör kayıpları ile çıkış gerilimindeki dalgalılık ihmal edilecektir.

**Çözüm**

$$n=N1/N2=4; \quad I_{\text{yük}} = V_{\text{yük}} / R = 24 / 0.8 = 30A$$

- a) Transformatörün primer gerilimi, tranzistör iletimdeyken;

$$v_p = E - \Delta V_{CE}$$

Transformatörün primer gerilimi, tranzistör kesimdeyken;

$$v_p = n * (V_{\text{yük}} + \Delta V_D)$$

Devre iletim-kesim sınırında çalıştırıldığından, (3.14) eşitliği yardımcı ile;

$$D * (E - \Delta V_{CE}) = (1 - D) * n * (V_{yük} + \Delta V_D)$$

$0.5 * (E - 1.2) = (1 - 0.5) * 4 * (24 + 0.7) \rightarrow E = 100 \text{ V}$  bulunur. Bu durumda çıkış gücü;

$$P_{\text{yük}} = V_{\text{yük}}^2 / R = V_{\text{yük}} * I_{\text{yük}} = 24 * 30 = 720 \text{ W}$$
 olacaktır.

Tüm devredeki aktif güç dengesinden (devrede kayıp güç olduğundan);

$$P_{\text{giriş}} = \Delta P_{\text{transistör}} + \Delta P_{\text{yük}} + \Delta P_{\text{diyod}}$$

$$E * I_{\text{giriş}} = 1.2 * I_{\text{giriş}} + 720 + \Delta V_D * I_{\text{yük}}$$

$$100 * I_{\text{giriş}} = 1.2 * I_{\text{giriş}} + 720 + 0.7 * 30 \quad I_{\text{giriş}} = 7.5 \text{ A}$$

b)  $P_{\text{giriş}} = E * I_{\text{giriş}} = 100 * 7.5 = 750 \text{ W}$

$$\text{dönüştürücü verimi} = \eta = \frac{P_{\text{yük}}}{P_{\text{giriş}}} = \frac{720}{750} = \% 96$$

c)  $I_{CE} = I_p = 7.5 \text{ A}$

d) Primer akım ortalama değeri  $I_p = 7.5 \text{ A}$  olduğundan,  $i_p(t)$  eğrisinin  $D*T$  zaman aralığı boyunca altında kalan üçgen alanın hesaplanması ile;

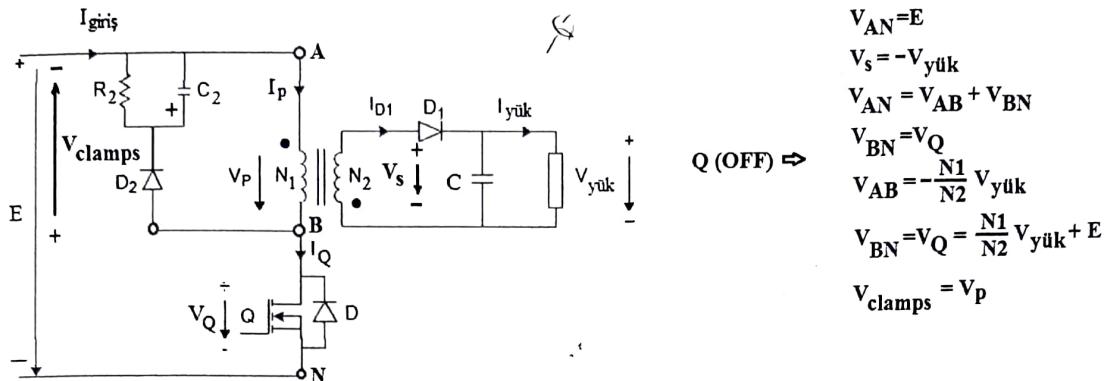
$$TI_p = DT(I_{p\_tepe}/2) \Rightarrow I_{p\_tepe} = 30 \text{ A}$$
 bulunur.

e)  $I_{CE\_etkin} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left( \frac{30}{D*T} * t \right)^2 dt} = 30 \sqrt{\frac{D}{3}} = 12.25 \text{ A}$  (primer akımı ile transistör akımı aynıdır)

f)  $V_{CE\_tepe} = E + \frac{N1}{N2} * V_s = E + \frac{N1}{N2} * (V_{\text{yük}} + \Delta V_D) = 100 + 4 * (24 + 0.7) = 198.8 \text{ V}$

g)  $v_p(t) = L_m * \frac{di_p(t)}{dt} \Rightarrow E = L_m * \frac{I_{p\_tepe} - 0}{D*T} = 100 = L_m * \frac{30 - 0}{0.5 * (1/1000)} \Rightarrow L_m = 1.67 \text{ mH}$

### 3.2. RC RESETLİ FLYBACK DEVRESİ



Şekil 3.4. RC resetli Flyback devresi

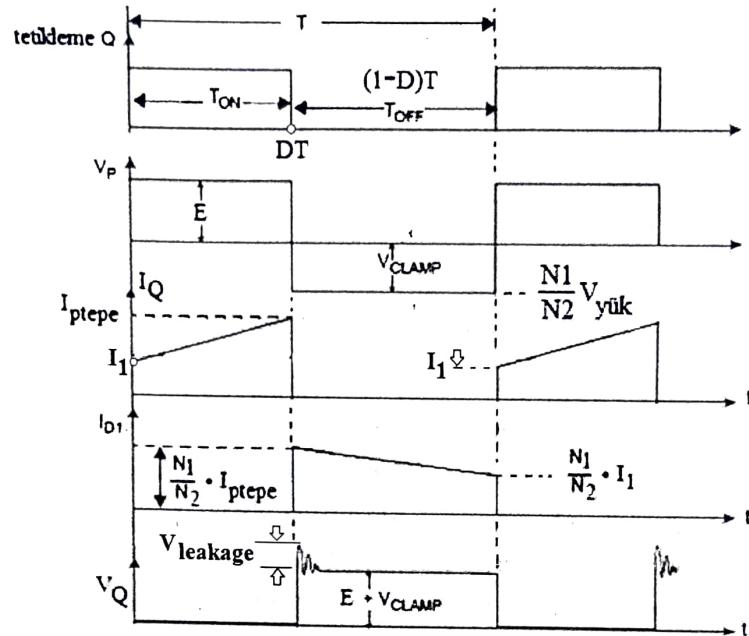
RC resetli Flyback devresinde Q anahtarı, transformatörün primer sargasına seri olarak bağlanmıştır. Q anahtarı kısa devre olduğunda, D<sub>1</sub> diyodunun ters kutuplanması nedeni ile, primer sarga biriken enerji, sekonder sargı üzerinden yüke aktarılabilir. Bu durumda, **transformatör endüktansı L<sub>m</sub>** olan bir **bobin gibi enerji depolar**. Bu durumda primer sarga akımı, I<sub>pmin</sub> değerinden I<sub>pmax</sub> değerine doğru lineer olarak artar. Bu zaman diliminde yük, yalnızca çıkış kapasitesi olan C tarafından beslenir. Bu nedenle, C kapasitesinin, (Q anahtarının kısa devre olduğu) T<sub>on</sub> (=D\*T) süresi boyunca, yükü besleyebilecek enerjiyi depolayabilecek bir büyülüklükte seçilmesi gerekmektedir.

Q anahtarı seçilirken, anahtar iletimdeyken üzerinden geçebilecek maksimum akıma, anahtar kesimdeyken ise anahtar uçları arasındaki maksimum gerilime dikkat edilmelidir.

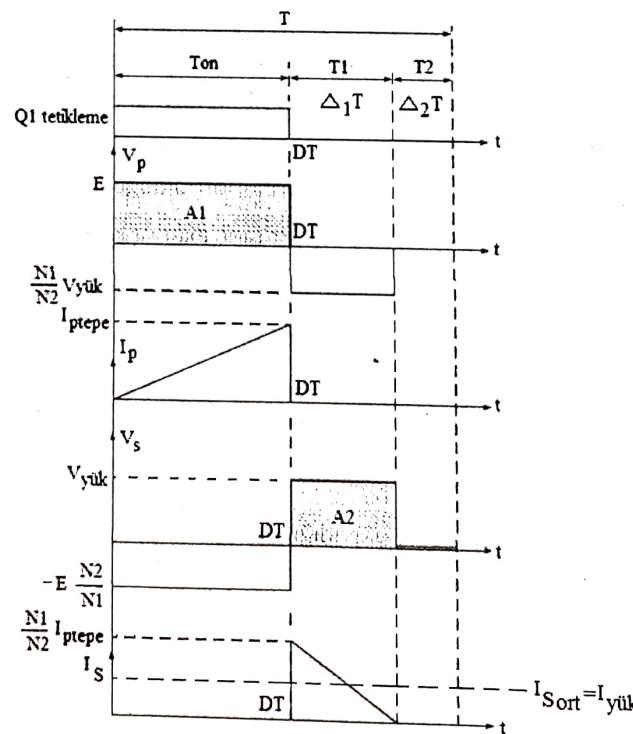
Q anahtarı açık devre yapıldığında, transformatörün primer akımı anı olarak yön değiştiremeyeceğinden dolayı, mıknatışlanma akımı nedeni ile primer gerilimi işaret ters dönecektir. Bu zaman diliminde hem D<sub>1</sub> diyodu hem de D<sub>2</sub> diyodu (Clamps) iletme geçecektir. D<sub>1</sub> diyodunun iletme geçmesi nedeni ile, bu zaman dilimi boyunca, sekonder gerilimi yük gerilimine eşit olacaktır. T<sub>on</sub> boyunca transformatörde biriken enerji, Q anahtarının off olduğu süre boyunca, sekonder sargı üzerinden yüke ve çıkışa ait C kapasitesine aktarılır. Primer akımı (I<sub>p</sub>), N<sub>1</sub>/N<sub>2</sub> oranı ile çarpılarak, sekonder (I<sub>s</sub> = I<sub>D1</sub>) akımını oluşturur. Clamp gerilimi (V<sub>clamp</sub>), R<sub>2</sub> ve D<sub>2</sub> üzerindeki toplam gerilim değeridir. D\*T süresi boyunca I<sub>giriş</sub>=I<sub>Q</sub> olduğu unutulmamalıdır. Q anahtarı kesime götürüldüğünde, D<sub>2</sub> ve C<sub>2</sub> elemanları, transformatörü reset eder. D<sub>2</sub>'nin akımı kesildiğinde ise C<sub>2</sub> kapasitesi, R<sub>2</sub> üzerinden boşalır ve periyodda bir enerji kaybı meydana gelir. Bu nedenle bu tip çeviriciler 500 W altında kullanılırlar.

T<sub>on</sub> (=DT) süresi sonunda Q anahtarı açık devre yapıldığında, T<sub>on</sub> süresince, mıknatışlanma akımı nedeni ile, transformatörün **manyetik devresinde depolanan** (I<sub>m</sub> akımının oluşturduğu) enerjinin (leakage energy) dağıtılması gereklidir (aksi halde manyetik devre doyuma gidecektir). Bu amaca ulaşmak için çeşitli yollar mevcuttur. Bunlardan bir tanesi de, Şekil 4.4'de verilen RC reset devresini kullanmaktadır. T<sub>on</sub> süresini takip eden zaman dilimi boyunca D<sub>2</sub> diyodu iletimde olacağinden, trafoyun manyetik devresinde depolanan leakage enerjisi R<sub>2</sub> üzerinden boşalır. Resetleme sürecinin başlangıcında, C<sub>2</sub> kapasitesi, sekonder geriliminin primere yansıtımı gerilimin biraz üzerine çıkan (overshoot) gerilime

maruz kalır. Sürekli hal koşulları altında, diğer tüm koşulların sabit kaldığı kabulü ile, clamps gerilimi,  $R_2$  direnç değeri ile doğru orantılıdır. Bu zaman diliminde **primer devresinde oluşan aşırı gerilim (overshoot), sekonder devreye de (dolayısı ile yüke) yansıyacağından**, trafonun verimini de arttırmır.



Şekil 3.5. RC resetli Flyback devresi sürekli hal, akım ve gerilim değişimleri



Şekil 3.6. RC resetli Flyback devresi süreksız hal, akım ve gerilim değişimleri

Şekil 3.5'den, **sürekli akım koşulu** altında, primer sargı geriliminin ortalama değerinin sıfır olması gerekiğinden hareketle,  $(1-D)*T$  zaman aralığında;

$$E * D * T = \left(\frac{N_1}{N_2}\right) * V_{\text{yük}} * (1 - D) * T \quad (3.26)$$

$$\frac{V_{\text{yük}}}{E} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) * \frac{D}{1 - D} \quad (3.27)$$

yazılabilir. Şekil 3.5'de, Q anahtarı üzerindeki açık devre gerilim tepe değeri;

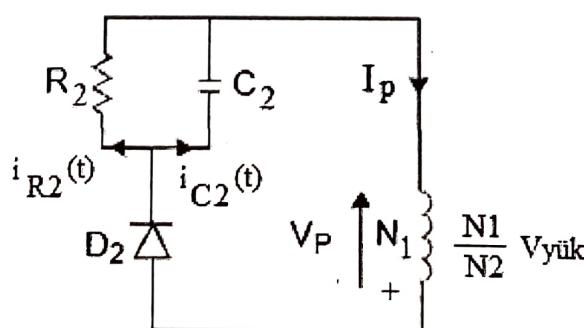
$$V_Q = V_{DS} = E + V_{\text{clamp}} + V_{\text{leakage}} \quad (3.28)$$

olacaktır. (3.28) eşitliğinde görülen  $V_{\text{clamp}}$  değeri, (clamp) reset devresinde  $R_2$  ve  $D_2$  diyodlarındaki toplam gerilim düşümüdür.  $V_{\text{leakage}}$  ise, mıknatışlanma akımının oluşturduğu (leakage) enerji nedeni ile ortaya çıkan gerilim zıplamalarının tepe değerini göstermektedir.  $(1-D)T$  süresi boyunca, primer sargısının,  $E$  kaynağı ile bağlantısı olmadığı için, primer sargı uçlarındaki gerilim değeri, sekonder geriliminin primer sargıya yansyan gerilime eşit olacaktır.  $V_Q$  değeri,  $E$  değerinin 3 katı civarında olduğundan, anahtar elemanının gerilim dayanım değeri önem kazanmaya başlar.

Flyback topolojisi, 5–150W aralığında yaygın olarak kullanılır. Düşük maliyetli bir devredir. Çıkışında bobin ve sekonder devrede yüze ters yönde (forward devrenin aksine) bir ek diyon içermemesi, maliyeti, devre hacmini ve sekonder devre kayıplarını azaltıcı etkiye sahiptir. En uygun çalışma bölgesi 15–20 watt çıkış gücü ve 400 V a kadar çıkış gerilimidir. Çıkış diyodu ve bobini içermemesi, yüksek çıkış gerilimi üretmesini mümkün kılmaktadır. Flyback devreleri, birden çok çıkış verebilmesi açısından da avantaja sahiptir. Sekonderde bobin olmaması nedeni ile çıkış kapasitesi direkt olarak sekonder sargıya paralel hale geldiğinden, anahtar OFF olduğunda, kapasite bu zaman diliminde bir gerilim kaynağı gibi davranır. Yük akımı 12–15 amperleri aşlığında, kapasite akımının dalgalılık (ripple) değeri çok büyük olmaya başlar. Bu ise C kapasitesinin ömrü açısından ciddi bir sıkıntıdır. Bu nedenle, bu akım seviyelerinden sonra, flyback yerine, forward devre tercih edilmelidir.

#### Sürekli akım çalışma modu

Şekil 3.5'de verilen akım ve gerilim değişimleri de gözetilerek, reset devresinden  $(1-D)*T$  süresi boyunca akım akacağı için, bu zaman dilimi boyunca primer eşdeğer devresi Şekil 3.7'deki gibi olacaktır.



Şekil 3.7. Reset zaman aralığında, primer devre eşdeğeri

Şekil 3.5'den,  $D*T$  zaman aralığında,  $i_p(t) = i_Q(t)$  olduğundan;

$$V_L = E = L_m * \frac{di_p(t)}{dt} \quad (3.29)$$

$$E = L_m * \frac{I_{ptepe} - I_1}{D*T} \quad (3.30)$$

$$I_{ptepe} - I_1 = \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.31)$$

elde edilir.

$Q$  anahtarı,  $(1-D)*T$  zaman aralığında açık devre olduğundan, primer sargası, sekonder sargı geriliminin primer devreye yansımıası ile beslenecektir. Bu nedenle, primer sargı gerilimi, bu zaman diliminde;

$$V_P = \left( \frac{N_1}{N_2} \right) * V_{yük} \quad (3.32)$$

olacaktır.

Şekil 3.5'de  $i_{D1}(t)$  akımının tepe değeri (diğer bir ifade ile sekonder akımı tepe değeri);

$$I_{D1tepe} = \frac{N_1}{N_2} * I_{ptepe} \quad (3.33)$$

ve  $i_{D1}(t)$  akımının minimum değeri (diğer bir ifade ile sekonder akımı minimum değeri);

$$I_{D1\_min} = \frac{N_1}{N_2} * I_1 \quad (3.34)$$

olacaktır.  $i_{D1}(t)$  akımının ortalama akım değeri, yük akımının ortalama değerine eşit olduğundan;

$$I_{D1} = I_{yük} = \frac{V_{yük}}{R_{yük}} \quad (3.35)$$

yazılabilir. Şekil 3.5'de  $i_{D1}(t)$  akımının ortalama değeri (yamuğun alanı);

$$I_{D1} * T = \left( \frac{N_1 * I_{ptepe}}{N_2} + \frac{N_1 * I_1}{N_2} \right) * 0.5 * (1-D) * T \quad (3.36)$$

yazılabilir. (3.36) eşitliğinden;

$$I_{ptepe} + I_1 = \frac{2 * N_2}{N_1} * \frac{V_{yük}}{R_{yük} * (1-D)} \quad (3.37)$$

elde edilir. (3.31) ve (3.37) eşitlikleri birlikte kullanılırsa aşağıdaki formüller elde edilir:

$$I_{ptepe} = \frac{0.5 * E * D * T}{L_m} + \frac{N_2 * V_{yük}}{N_1 * R_{yük} * (1-D)} \quad (3.38)$$

$$I_1 = \frac{N_2 * V_{yuk}}{N_1 * R_{yuk} * (1-D)} - \frac{0.5 * E * D * T}{L_m} \quad (3.39)$$

Buraya kadar elde edilen tüm eşitliklerde RESET sargı eşitlikleri hesaba katılmamıştır. Şekil 3.5'de,  $(1-D)*T$  süresi boyunca, primer sargı sekonder sarginın primere yansiyarı  $(N_1/N_2)*V_{yuk}$  değeri tarafından beslenmektedir. Şekil 3.7'de verilen reset devresinde kapasite akımının ortalama değeri sıfır olduğundan,  $R_2$  direnç akımının değeri, bu zaman dilimi boyunca primer akıma ilave edilmelidir.  $R_2$  direnç akımındaki dalgalanma ihmali edilerek;

$$I_{R2} = \frac{N_1 * V_{yuk}}{N_2 * R_2} \quad (3.40)$$

yazılabilir. (3.40) eşitliği ile verilen akım değeri (3.38) ve (3.39) eşitliklerine ilave edilirse;

$$I_{ptepe} = \frac{0.5 * E * D * T}{L_m} + \frac{N_2 * V_{yuk}}{N_1 * R_{yuk} * (1-D)} + \frac{N_1 * V_{yuk}}{N_2 * R_2} \quad (3.41)$$

$$I_1 = \frac{N_1 * V_{yuk}}{N_2 * R_2} + \frac{N_2 * V_{yuk}}{N_1 * R_{yuk} * (1-D)} - \frac{0.5 * E * D * T}{L_m} \quad (3.42)$$

(reset sargı etkisi dahil) elde edilir. Şekil 3.5 eğrilerinde, (3.26) ve (3.42) eşitlikleri kullanılarak, arzu edilen akım değeri kolaylıkla hesaplanabilir. (3.41–3.42) eşitliklerinde (3.27) eşitliği kullanılırsa, her iki akım değeri de E cinsinden ifade edilebilir.

#### Süreksiz akım çalışma koşulunda

Şekil 3.6'dan, süreksiz akım koşulu altında, primer sargı geriliminin ortalama değerinin sıfır olması gerektiğinden hareketle;

$$E * D * T = \left(\frac{N_1}{N_2}\right) * V_{yuk} * \Delta_1 * T \quad (3.43)$$

$$\frac{V_{yuk}}{E} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) * \frac{D}{\Delta_1} \quad (3.44)$$

$$V_Q = V_{DS} = E + V_{clamp} + V_{leakage} \quad (3.45)$$

yazılabilir. Şekil 3.7'de, DT zaman aralığında  $i_P(t) = i_Q(t)$  olduğundan;

$$V_L = E = L_m * \frac{di_p(t)}{dt} \quad (3.46)$$

$$E = L_m * \frac{I_{ptepe}}{D * T} \quad (3.47)$$

$$I_{ptepe} = \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.48)$$

elde edilir. Q anahtarları (1-D)T zaman aralığında açık devre olduğundan, primer sargası sekonder sargasının yansımalarını ile beslenecektir. Bu nedenle, primer sarga gerilimi, bu zaman diliminde;

$$V_P = \left( \frac{N_1}{N_2} \right) * V_{yük} \quad (3.49)$$

olacaktır. Şekil 3.6'da,  $i_{D1}(t) = I_S$  akımının tepe değeri;

$$I_{D1\_tepe} = \frac{N_1}{N_2} * I_{ptepe} \quad (3.50)$$

olacaktır.  $i_{D1}(t)$  akımının ortalama akım değeri yük akımının ortalama değerine eşit olduğundan;

$$I_{D1} = I_{yük} = \frac{V_{yük}}{R} \quad (3.51)$$

yazılabilir. Şekil 3.6'da,  $i_{D1}(t)$  akımının ortalama değeri;

$$I_{D1} * T = \frac{N_1 * I_{ptepe}}{N_2} * 0.5 * \Delta_1 * T \quad (3.52)$$

yazılabilir. (3.36) eşitliğinden;

$$I_{ptepe} = \frac{2 * N_2}{N_1} * \frac{V_{yük}}{R * \Delta_1} \quad (3.53)$$

olacaktır. **Buraya kadar elde edilen tüm eşitliklerde RESET sarga eşitlikleri hesaba katılmamıştır.** Şekil 3.5'de, (1-D)T süresi boyunca, primer sarga sekonder sarginin primere yansıyan  $(N_1/N_2) * V_{yük}$  değeri tarafından beslenmektedir. Şekil 3.7'de verilen reset devresinde kapasite akımının ortalama değeri sıfır olduğundan,  $R_2$  direnç akımının değeri, bu zaman dilimi boyunca primer akıma ilave edilmelidir.  $R_2$  direnç akımındaki dalgalanma ihmali edilerek;

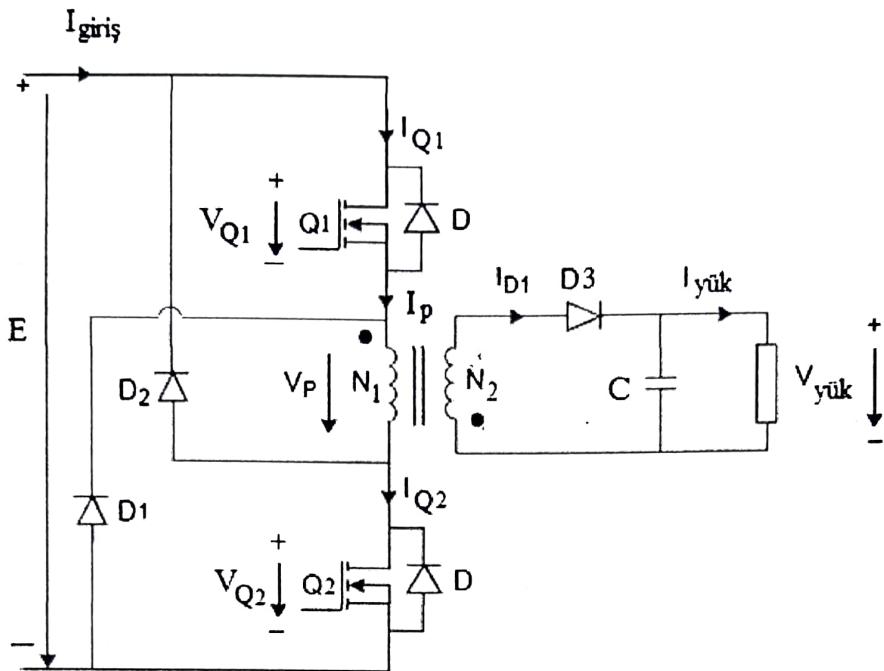
$$I_{R2} = \frac{N_1 * V_{yük}}{N_2 * R_2}, \quad (3.54)$$

yazılabilir. (3.54) eşitliği ile verilen akım değeri (3.53) eşitliğine ilave edilirse;

$$I_{ptepe} = \frac{2 * N_2}{N_1} * \frac{V_{yük}}{R_{yük} * \Delta_1} + \frac{N_1 * V_{yük}}{N_2 * R_2} \quad (3.55)$$

elde edilir. Şekil 3.6 eğrilerinde, (3.43) ve (3.55) eşitlikleri kullanılarak, arzu edilen akım değeri kolaylıkla hesaplanabilir. (3.55) eşitliğinde (3.44) eşitliği kullanılrsa, akım tepe değeri de E cinsinden ifade edilebilir.

### 3.3. İKİ ANAHTARLI FLYBACK DEVRESİ



Şekil 3.8. İki anahtarlı Flyback devre şeması

Şekil 3.4'de görülen (RC resetli) Flyback devresindeki Q anahtarının uç gerilimi yüksek değerlere ulaştığında, Şekil 3.8'de gösterilen çift anahtarlı Flyback devresi kullanılabilir. Bu topolojide her iki anahtar da aynı anda çalışır. D<sub>1</sub> ve D<sub>2</sub> diyonları, Q<sub>1</sub> ve Q<sub>2</sub> anahtarlarının uç gerilimlerini E değeri ile sınırlarıdır. Buna ilave olarak, akım primer sargıya D<sub>1</sub> ve D<sub>2</sub> diyonları üzerinden ulaştığı için, transformatörün primer sargası üzerindeki kaçak endüktans yüzünden oluşan enerjiyi dağıtmak için, primer sarginın üzerinde söndürücüye (reset devreye) ihtiyaç yoktur.

$t=0$  anında, her iki anahtar da iletme (ON) geçirilir ise primer sargı uçlarına E besleme gerilimi gelecektir. Primer akımı artarken sekonder taraftaki D<sub>3</sub> diyonu ters kutuplandığı için, DT zaman diliminde primer sargıda biriken enerji sekonder tarafa aktarılamaz. Bu zaman dilimi boyunca yük kendisine paralel olarak bağlı olan C kapasitesi tarafından beslenir. Q<sub>1</sub> ve Q<sub>2</sub> anahtarları açıldığında (OFF), primer sargıda biriken enerji, doğru yönde kutuplanan D<sub>3</sub> diyonu üzerinden, hem C kapasitesini hem de yükü besler. D\*T zaman dilimini takip eden zaman içinde, primer sargı, sekonder sargı geriliminin yansımı (N<sub>1</sub>/N<sub>2</sub>)\*V<sub>yük</sub> ile beslenir. D\*T yi takip eden zaman içinde miknatışlanma akımı (I<sub>m</sub>), D\*T anındaki değerini başlangıç akım değeri alarak "D<sub>2</sub>-E-D<sub>1</sub>-primer sargı yolu" boyunca azalarak, D\*T zaman dilimi içinde manyetik devrede biriken miknatışlanma enerjisini boşaltır. Şekil 3.9'da kesintisiz akım modundaki çalışma durumunda akım de gerilim değişimleri gösterilmiştir. Şekil 3.8'de görülen devrede, Q<sub>1</sub> ve Q<sub>2</sub> anahtarlarının açık devre olduğu andan itibaren, D\*T süresince transformatörün manyetik devresinde biriken miknatışlanma enerjisi, D<sub>1</sub> ve D<sub>2</sub> diyonları üzerinden E kaynağına geri verildiği için, reset devreli Flyback devresinin tersine, bu devre daha verimlidir.

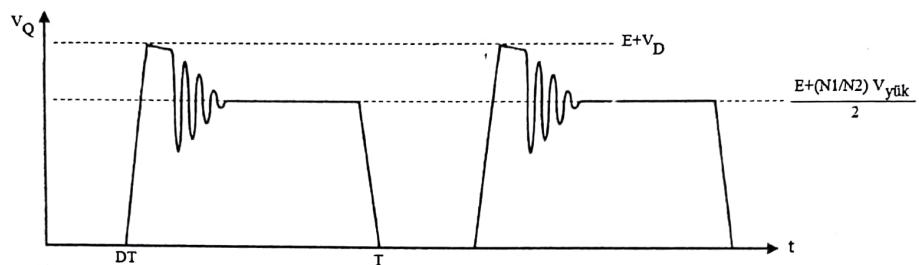
Şekil 3.8'de görülen devrenin diğer bir önemli özelliği de, **primer devrede oluşan aşırı gerilimin iki adet anahtar dolayısı ile ikiye bölünmesidir**. Anahtarların açma anını (OFF) takip eden (geçici olaydan sonra) primer devreye kirchhoff gerilim yasası uygulanırsa;

$$E - V_{Q1} + (N_1/N_2) * V_{yük} - V_{Q2} = 0 \quad (3.56)$$

elde edilir.  $V_{Q1} = V_{Q2} = V_Q$  koşulu altında, (3.56) eşitliğinden anahtar zorlanması gerilim değeri  $V_{DS}$  değeri (sürekli akım koşulu altında);

$$V_{DS} = V_Q = \frac{(N_1/N_2) * V_{yük} + E}{2} \quad (3.57)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.5'de en alttaki grafiğe bakıldığında, (3.57) ifadesinin önemi ortaya çıkacaktır. Şekil 3.9'da  $V_D$  değeri, diyodun iletim durumunda, anot-katot arasındaki gerilim düşümüdür.



**Şekil 3.9. İki anahtarlı Flyback devresinde sürekli akım modunda anahtar zorlayan gerilim değişimi**

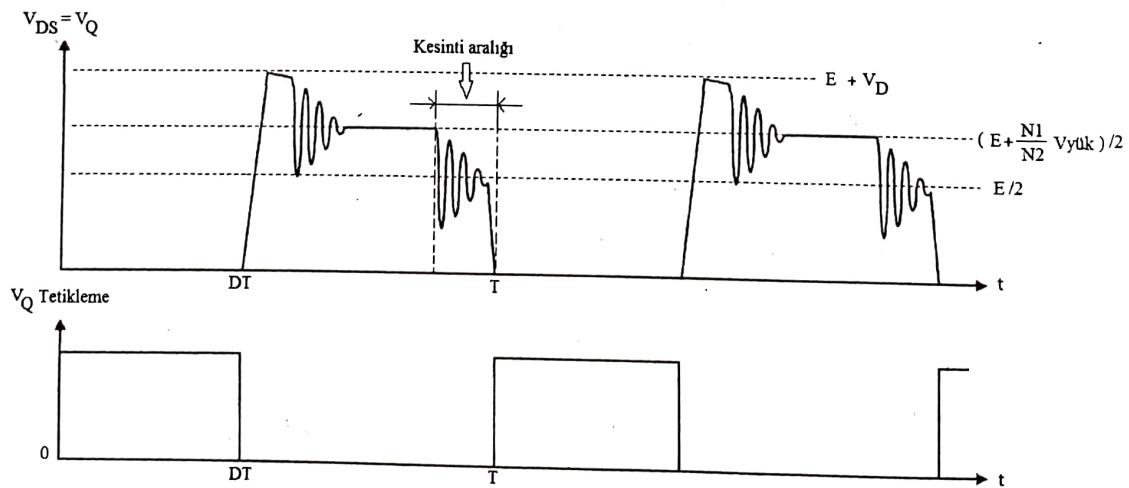
Süreksiz akım çalışma koşulu altında, transformatörden akım akmadığı süre içinde, sekonder akımı da akmıyor ise, primere yansıyan bir gerilim değeri de olmayacağıdır. Bu durumda primer devresinde;

$$E - V_Q - V_Q = 0 \quad (3.58)$$

eşitliğinden;

$$V_{DS} = V_Q = \frac{E}{2} \quad (3.59)$$

elde edilir. Şekil 3.10'da, iki anahtarlı Flyback devresinde süreksiz akım modunda anahtar zorlayan gerilim değişimi gösterilmiştir.



**Şekil 3.10. İki anahtarlı Flyback devresinde süreksiz akım modunda anahtar zorlayan gerilim değişimi.**

OFF süresinin başlangıç anında, D2 diyodunun illetime geçebilmesi için;

$$V_{\text{yük}} * \frac{N_1}{N_2} - E < 2 * V_D \quad (3.60)$$

şartı sağlanmalıdır. Şekil 3.8'de, içinde  $E - V_{DS} - V_D$  barındıran çevreye kirchhoff gerilim yasası uygulandığında;

$$V_{DS}(E + V_D) \quad (3.61)$$

şartı geçerlidir. (3.57) ve (3.61) eşitliklerinden;

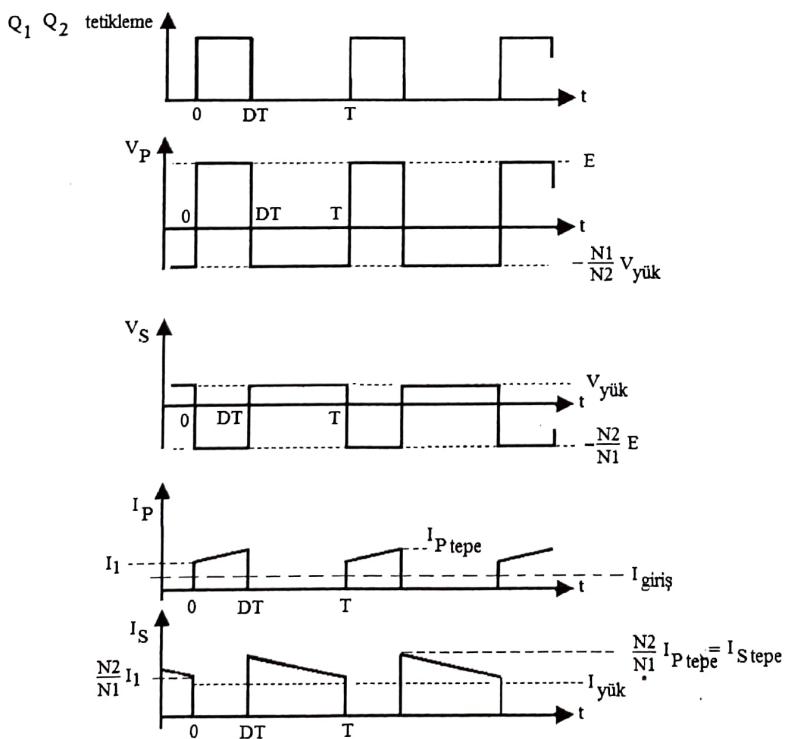
$$\frac{E + V_{\text{yük}} * \frac{N_1}{N_2}}{2} < V_D + E \quad (3.62)$$

$$V_{\text{yük}} * \frac{N_1}{N_2} < E + 2V_D \quad (3.63)$$

elde edilir. (3.63) eşitliğinde  $V_D$  değeri diğerlerinin yanında ihmal edilebilecek kadar küçük olduğundan, primer sargasına yansiyen gerilim;

$$V_{\text{yük}} * \frac{N_1}{N_2} < E \quad (3.64)$$

eşitliği kullanılarak bulunabilir.



Şekil 3.11. İki anahtarlı Flyback devresinde sürekli akım durumunda akım ve gerilim değişimleri

**Sürekli akım çalışma koşulunda:**

Şekil 3.11'de, sürekli akım durumunda, iki anahtarlı Flyback devresinde sürekli akım durumunda akım ve gerilim değişimleri gösterilmiştir.

Şekil 3.11'den, **sürekli akım koşulu** altında, primer sargı geriliminin ortalama değerinin sıfır olması gerekiğinden hareketle;

$$E * D * T = \left(\frac{N_1}{N_2}\right) * V_{\text{yük}} * (1 - D) * T \quad (3.65)$$

$$\frac{V_{\text{yük}}}{E} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) * \frac{D}{1 - D} \quad (3.66)$$

yazılabilir. Primer devrede mıknatışlanma endüktansının uçlarındaki gerilim değerinden;

$$V_L = E = L_m * \frac{di_p(t)}{dt} \quad (3.67)$$

$$E = L_m * \frac{I_{\text{ptepe}} - I_l}{D * T} \quad (3.68)$$

$$I_{\text{ptepe}} - I_l = \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.69)$$

elde edilir.

**Q anahtarları**  $(1 - D) * T$  zaman aralığında açık devre olduğunu, primer sargası sekonder sargı geriliminin yansımı ile beslenecektir. Bu nedenle, primer sargı gerilimi, bu zaman diliminde;

$$V_p = \left(\frac{N_1}{N_2}\right) * V_{\text{yük}} \quad (3.70)$$

olacaktır.

Şekil 3.10'dan  $i_S(t)$  akımının tepe değeri;

$$I_{\text{Stepe}} = \frac{N_1}{N_2} * I_{\text{ptepe}} \quad (3.71)$$

ve  $i_S(t)$  akımının minimum değeri;

$$I_{S\min} = \frac{N_1}{N_2} * I_l \quad (3.72)$$

olacaktır.  $i_S(t)$  akımının ortalama akım değeri yük akımının ortalama değerine eşit olduğundan ( $C$  kapasitesinin ortalama değeri sıfır olur);

$$I_S = I_{\text{yük}} = \frac{V_{\text{yük}}}{R} \quad (3.73)$$

yazılabilir. Şekil 3.11'de,  $i_S(t)$  akımının ortalama değeri;

$$I_S * T = \left( \frac{N_1 * I_{ptepe}}{N_2} + \frac{N_1 * I_1}{N_2} \right) * 0.5 * (1 - D) * T \quad (3.74)$$

yazılabilir. (3.73–3.74) eşitliklerinden;

$$I_{ptepe} + I_1 = \frac{2 * N_2}{N_1} * \frac{V_{yük}}{R_{yük} * (1 - D)} \quad (3.75)$$

elde edilir. (3.69) ve (3.75) eşitlikleri birlikte kullanılırsa;

$$I_{ptepe} = \frac{0.5 * E * D * T}{L_m} + \frac{N_2 * V_{yük}}{N_1 * R_{yük} * (1 - D)} \quad (3.76)$$

$$I_1 = \frac{N_2 * V_{yük}}{N_1 * R_{yük} * (1 - D)} - \frac{0.5 * E * D * T}{L_m} \quad (3.77)$$

elde edilir. Şekil 3.10'da,  $i_P(t) = i_{Q1}(t) = i_{Q2}(t)$  olduğu görülmelidir. (3.64) eşitliğinden;

$$V_{yük} * \frac{N_1}{N_2} < E$$

ve (3.66)'dan;

$$\frac{V_{yük}}{E} = \left( \frac{N_2}{N_1} \right) * \frac{D}{1 - D}$$

eşitlikleri kullanılırsa;

$$E * \frac{D}{1 - D} < E \quad (3.78)$$

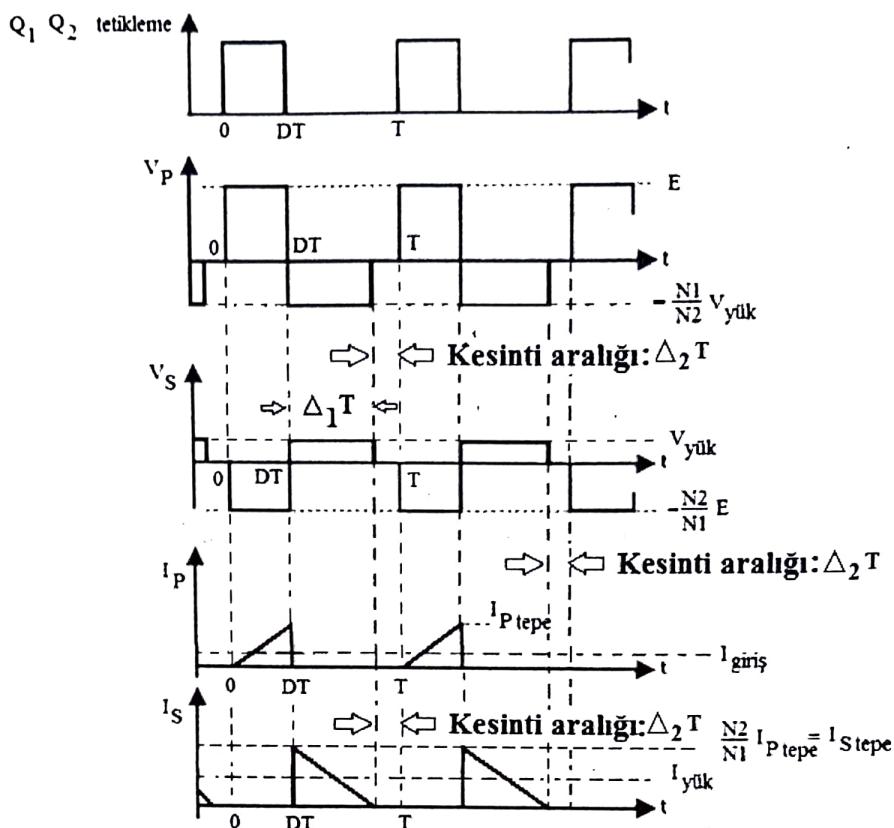
$$D < 0.5 \quad (3.79)$$

elde edilir. (3.79) eşitliğinde göre, sürekli akım koşulunda, D değeri, 0.5 değerinden küçük seçilmelidir. D>0.5 için, devre içinde elemanlar üzerinde ciddi gerilim dayanımı problemi yaşanacaktır.

Süreksiz akım durumunda ise durum farklıdır. Bu çalışma koşulunda, çıkış gerilimi (anahtarlama frekansı, primer endüktans değeri, yük direnci ve D gibi) değişkenlere bağlı olarak değişmektedir. Bu nedenle,  $(1 - D) * T$  zaman diliminde primere yansyan gerilim değerinin ( $D$ 'ye bağlı olarak), E kaynak gerilim değerinden küçük olması garanti edilemez. Bu problemin çözümü için transformator çevirme oranının uygun seçilmesi gereklidir.

Sekonder sargıdan akım akarken, sekonder sarginin gerilimi (çevirme oranına bağlı olarak) primer sargıya yansiyacaktır. Primer devreye yansyan gerilim değeri, giriş gerilim değeri olan E değerinden büyük olduğunda, 2 adet diyondeki gerilim düşümü birbirlerinden farklı değerde olacaktır. Q anahtarlarının kesime gittiği andan itibaren, mıknatışlanma akımı aynı yönde akmaya devam edecek ve primer sargı gerilimi ise ters dönecektir. Mıknatışlanma akımı ise, D1 ve D2 diyonları ile E kaynağı ve transformator sargısı üzerinden akacaktır.

Süreksiz akım çalışma koşulunda:



Şekil 3.12. İki anahtarlı Flyback devresinde süreksiz akım durumunda akım ve gerilim değişimleri

Şekil 3.12'de,  $V_p$  eğrisinden, pozitif ve negatif alternansın eşit olması gerekiğinden hareketle;

$$E * D * T = \left(\frac{N_1}{N_2}\right) * V_{\text{yük}} * \Delta_1 * T \quad (3.80)$$

$$\frac{V_{\text{yük}}}{E} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) * \frac{D}{\Delta_1} \quad (3.81)$$

yazılabilir. Eğer, Flyback çevirici kayıpsız kabul edilirse;

$$E * I_{\text{giris}} = V_{\text{yük}} * I_{\text{yük}} = \frac{V_{\text{yük}}^2}{R_{\text{yük}}} \quad (3.82)$$

yazılabilir.  $D*T$  süresi boyunca mıknatıslanma endüktans geriliminden;

$$v_m(t) = L_m * \frac{di_m(t)}{dt} = L_m * \frac{I_{\text{ptepe}} - 0}{D * T} = E \quad (3.83)$$

$$I_{\text{ptepe}} = \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.84)$$

elde edilir. **Kaynak akımının, primer akıma yaklaşık eşit olduğu kabulü ile;**

$$\frac{I_{ptepe} * D * T}{2} = I_{giris} * T \quad (3.85)$$

$$I_{giris} = \frac{I_{ptepe} * D}{2} \quad (3.86)$$

elde edilir. (3.84) ve (3.86) eşitliğinden;

$$I_{giris} = \frac{E * T * D^2}{2L_m} \quad (3.87)$$

elde edilir. (3.87) ve (3.82) eşitliğinden;

$$V_{yük} = E * D * \sqrt{\frac{T * R_{yük}}{2L_m}} \quad (3.88)$$

elde edilir.  $\Delta_1 * T$  zaman diliminde, primer devre mıknatışlanma akımı tanım bağıntısından;

$$v_m(t) = L_m * \frac{di_m(t)}{dt} = L_m * \frac{0 - \frac{N_2}{N_1} * I_{ptepe}}{\Delta_1 * T} = -\frac{N_1}{N_2} * V_{yük} \quad (3.89)$$

elde edilir. (3.83) ,(3.88) ve (3.84) eşitliklerinden;

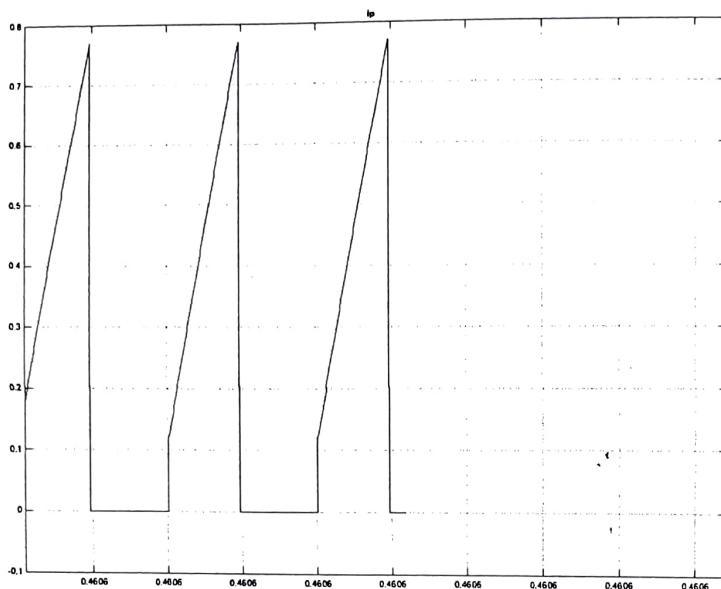
$$\Delta_1 = \frac{N_2}{N_1} * \sqrt{\frac{2L_m}{T * R_{yük}}} \quad (3.90)$$

elde edilir. Kesinti aralığı orani ise;

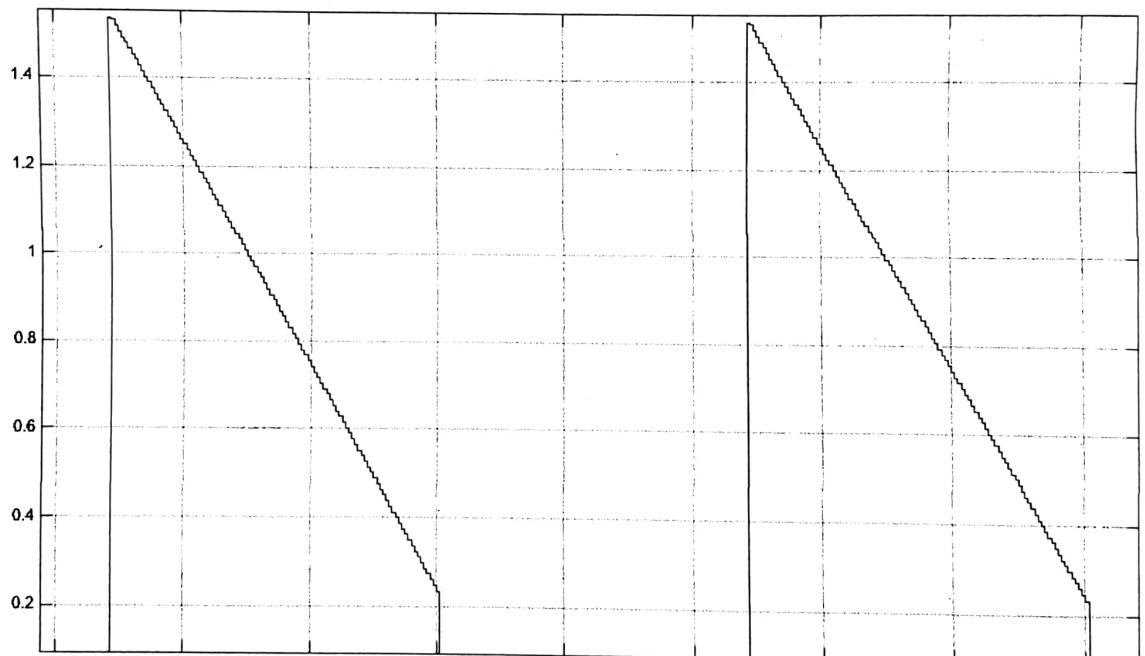
$$\Delta_2 = 1 - D - \Delta_1 = 1 - D - \frac{N_2}{N_1} * \sqrt{\frac{2L_m}{T * R_{yük}}} \quad (3.91)$$

olacaktır.

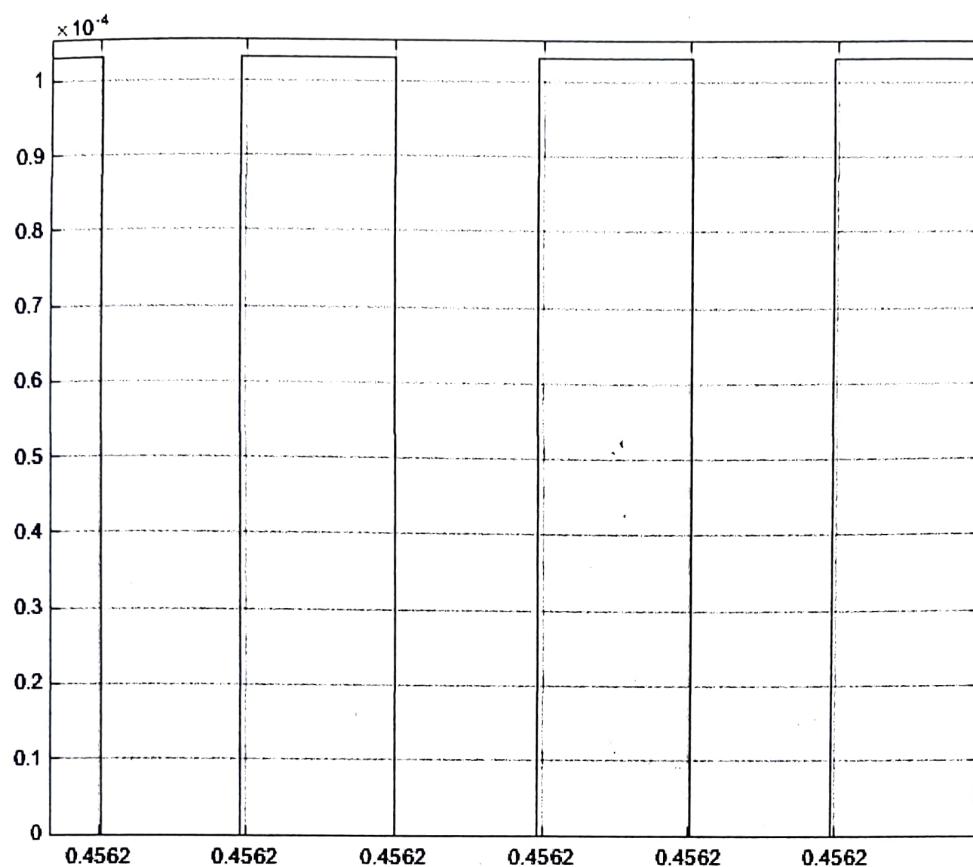
**Aşağıda yapılan bir simülasyon çalışmasında elde edilen çeşitli parametreler verilmiştir:**



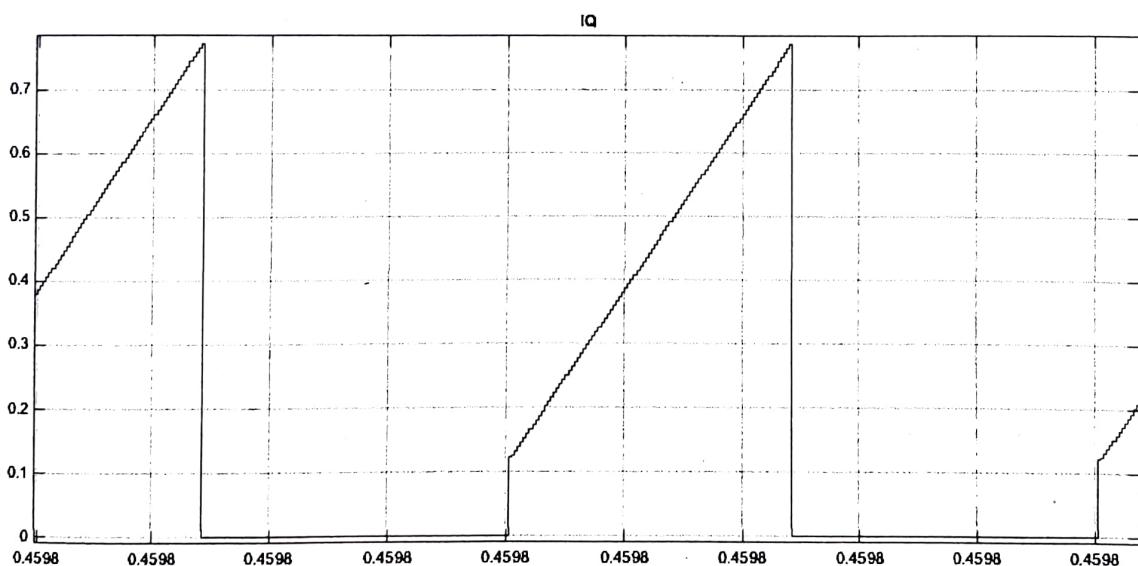
(primer akım) max: 0.77005 A; min: 0.12105 A



(sekonder akım) min:0.235 A ;max:1.534 A



(primer diyod akımı) 0.1030 mA (tepe değeri)

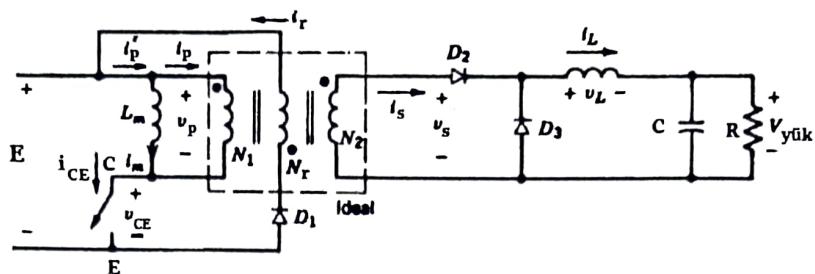


(kaynak akımı) max: 0.7703 A ; min: 0.1212 A

not: segonder gerilim; min: -44.3 V ; max: 48 V

not: primer gerilimi; min: -88.63; max: 96

### 3.4. FORWARD (İLERİ) ÇEVİRİCİ DEVRE



Şekil 3.13. Forward (ileri) çevirici devre şeması

Şekil 3.13'de verilen devrede görüldüğü gibi, transformatörün çekirdek akısı, sıfırlama (reset) sargası tarafından sıfırlanır. Çekirdekte depolanan enerji kaynağı geri verildiği için, devrenin verimi arttırlılmış olur. Devrede, sekonder sargı yönü, primer sargıda pozitif yönde gerilim oluştuğunda (yani, transistör iletimdeken), sekonder tarafta yer alan D2 diyodu iletme geçecek şekilde sarılmıştır (Flyback den farkı). Bu nedenle, (Flyback çeviricinin aksine) enerji, primer endüktansında depolanmaz. Flyback dönüştürücü kesintili modda çalıştırıldığında, Forward dönüştürücü, sürekli akım modunda çalıştırılır. Kesintili modda çalıştırıldığında, Forward dönüştürücünün çıkış tarafında yer alan filtrede çift kutup nedeni ile kontrol zorlaşır. 100W ile 500W arasındaki güçlerde kullanılır. Trafo kullanımında sınırlamalar vardır. Devrenin "kesintili" olup olmadığını, sekonder taraftaki L (filtre) bobini akımına bakılarak karar verilir.

Şekil 3.13'deki devrede yer alan tek anahtarın **on** (kapalı) ve **off** (açık) olduğu duruma göre, devrenin iki çalışma modu bulunmaktadır: inceleme, kesintisiz akım çalışma koşulu altında yapılacaktır. Yük uçlarındaki gerilimde dalgalanma olmadığı kabul edilecektir.

Şekil 3.13'de görülen 3 sargılı transformatörün akı yollarına göre, (Şekil 3.13'de çizgili kutu içindeki nokta içeren kollardaki) magnetomotor kuvvet dengesinden;

$$N_1 * i_p(t) + N_r * i_r(t) - N_2 * i_s(t) = 0 ; \quad \frac{V_p}{N_1} = \frac{V_s}{N_2} = - \frac{V_r}{N_r} \quad (3.92)$$

yazılabilir.

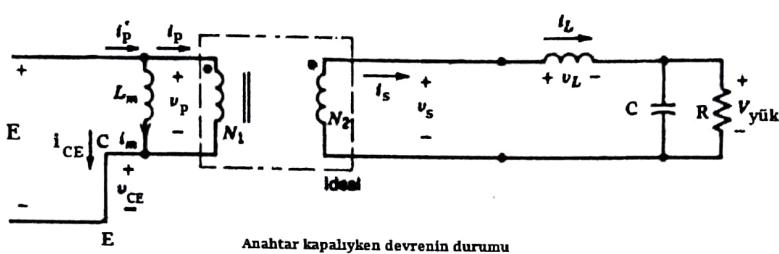
Anahtar iletimdeken, giriş gücü trafo üzerinden sekonder tarafa geçerek sekonder taraftaki L ve yükü besler. Anahtar kesime yollandığında, aynı L, D2 diyodu üzerinden yükü beslemeyi sürdürür. Transformatör ancak anahtar iletimdeken enerjiyi sekondere aktarabilir.  $i_m$  değeri,  $i_p'$  yanında ihmali edilebilir seviyededir. Mıknatışlanma akımı ( $i_m$ ) anahtar iletimdeken değeri artar, bu nedenle anahtar kesime götürüldüğünde, bu akım resetlenmelidir. Resetleme işlemini,  $N_r$  sargası ile D1 diyodu yapar. Genellikle,  $N_1 = N_r$  alınır. Anahtar iletimdeken,  $L_m$  endüktansı, E gerilimi ile beslenir. Anahtar kesime götürüldüğünde ise  $N_r$  sargası ters yönde E değerinde bir gerilim endükleyerek, D1 diyodunun iletme geçmesini sağlar ve ( $i_m$  akımı sona erdiğinde)  $N_r$  sargası resetlenir. Devre kararlı hale geldiğinde,  $N_1$  ve  $N_r$  sargı endüktansları uçlarındaki pozitif ve negatif gerilim alanları birbirine eşit olmalıdır. Bu durumda, anahtar kesim aralığının en az iletim aralığı kadar uzun olması gerekiyor. D değeri,  $0 < D < 0.5$  aralığında kontrol edilebilir. Analizde mıknatışlanma akımı ( $i_m$ ) ihmali edilebilir.

**MOD 1 (Anahtar kapalı):**

$0 < t \leq D*T$  aralığında geçerli olan bu modda, "D" doluluk oranı (anahtar çalışma oranı), "T" anahtarlama periyodu, "E" devreyi besleyen doğru gerilim değeri, " $i_p(t)$ " primer akımı anı değeri,  $i_s(t)$ ; sekonder akımı anı değerini,  $v_p(t)$ ; primer gerilimi anı değeri,  $v_s(t)$ ; sekonder gerilimi anı değerini göstersin. Şekil 3.14'de, anahtarın kapalı olması durumundaki devre şeması gösterilmiştir.

Mod 1, anahtar iletme geçirildiğinde başlar. Primer sargı gerilimi E değerini alacaktır. Primer akımı  $i_p(t)$  artar ve sekonder taraftaki D<sub>2</sub> diyodu ve çıkış filtresi (L-C) üzerinden yüke doğru enerji aktarımı gerçekleştirilecektir.

(3.92) eşitliğinde anahtar devrede olduğunda, D<sub>1</sub> diyodu nedeni ile  $i_r(t)=0$  olduğu için, primer ve sekonder akım ilişkisi aşağıdaki gibi olacaktır:



Şekil 3.14. Forward çeviricide anahtar kapalıken devrenin durumu

$$i_p(t) = \frac{N_2}{N_1} * i_s(t) \quad (3.93)$$

$L_m$  mıknatıslanma endüktansına ilişkin akımın tepe değeri;

$$E = L_m * \frac{I_{m\_tepe} - 0}{D * T} \Rightarrow I_{m\_tepe} = \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.94)$$

eşitliğinden bulunabilir. (3.94) eşitliğinden, anahtar iletimdeyken, mıknatıslanma akımı anı değeri;

$$i_m(t) = \frac{E}{L_m} t \quad (3.95)$$

olacaktır. (3.93) ve (3.95) eşitlikleri kullanılarak, transformatörün, E gerilimli DA kaynaktan çektiği akımın anı değeri;

$$i'_p(t) = i_p(t) + i_m(t) = \frac{N_2}{N_1} * i_s(t) + \frac{E}{L_m} * t \quad (3.96)$$

olacaktır. Bu çalışma modunda, sekonder taraftaki L endüktans akımı, D<sub>2</sub> diyod akımı (aynı zamanda sekonder sargı akımı) ile aynı değerdedir (D<sub>3</sub> diyodu açık devredir). Mod 1'in sonunda (DT anında), E kaynak akımı tepe değeri;

$$I'_{p\_tepe} = I_{p\_tepe} + I_{m\_tepe} = \frac{N_2}{N_1} I_{L\_tepe} + \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.97)$$

olacaktır. Transformatörün sekonder sağı gerilimi;

$$V_s = \frac{N_2}{N_1} E \quad (3.98)$$

olacaktır. Sekonder tarafta yer alan "L" endüktansının üzerindeki gerilim ( $D*T$  zamanı boyunca anı gerilim değerleri sabit kaldığından);

$$V_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{dt} \Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_s(t) - V_{yuk}(t)}{L} = \frac{V_s - V_{yuk}}{L} \quad (3.99)$$

olduğu için, filtre endüktans akımı tepe değeri;

$$I_{L\_tepe} = I_L(0) + \frac{(V_s - V_{yuk}) * D * T}{L} \quad (3.100.a)$$

olacaktır. Filtre endüktansının anı akım değeri;

$$i_L(t) = I_L(0) + \left( \frac{N_2}{N_1} * \frac{E}{L} - \frac{V_{yuk}}{L} \right) t \quad (3.100.b)$$

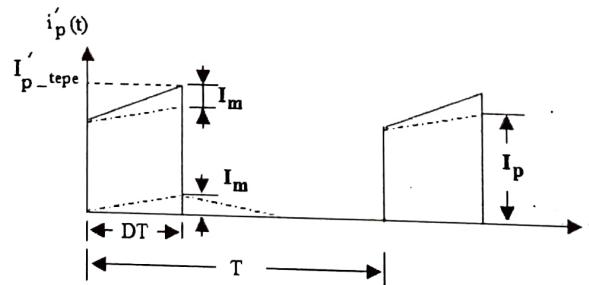
olur. Şekil 3.15'de,  $I_p$  ve  $I_m$  akımlarına ilişkin değişimler gösterilmiştir. Bu zaman aralığındaki filtre endüktansı gerilimi;

$$V_L = \frac{N_2}{N_1} * E - V_{yuk} \quad (3.100.c)$$

olur. Transformatörün primer devre toplam akımının anı değeri;

$$i_p(t) = \underbrace{\frac{E}{L_m} t}_{=i_m(t)} + \underbrace{\frac{N_2}{N_1} * (I_L(0) + (\frac{N_2}{N_1} * \frac{E}{L} - \frac{V_{yuk}}{L})t)}_{=i_s(t)} \quad (3.100.d)$$

olacaktır.



Şekil 3.15 Transformatör toplam primer akımı ve bileşenlerinin zaman bağlı değişimi

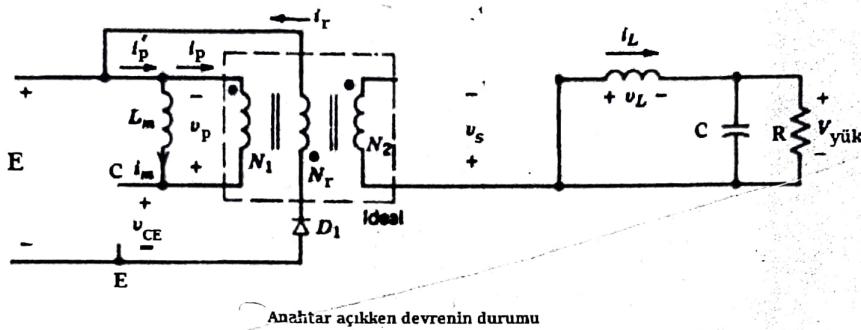
## MOD 2 (Anahtar açık):

Mod 2, anahtarın kesime gitmesi ile başlar ( $D*T \leq t \leq T$ ). Transformatör gerilim polaritesi ters döner. Sekonder sağı üst ucu negatif olur ve bu nedenle,  $D_2$  kesime gider,  $D_1$  ve  $D_3$  iletme geçer. Anahtar

kesimde olduğunda, reset sargı uçlarına, ters yönde E kaynak gerilimi uygulandığı görülmeliidir. **Primer sargı uçları arasındaki gerilimi, reset sargası oluşturacaktır** (trafonun segonderinin primeri beslemesi gibi düşünülmeliidir). Zira sekonder sargı beslenmiyor, onun yerine reset sargası, E tarafından besleniyor). Şekil 3.16'de, anahtarın açık olması durumundaki devre şeması gösterilmiştir. Primer devre gerilimi;

$$V_p = -\frac{N_1}{N_r} E \quad (3.101)$$

olur. D2 diyod uçları açık devre olduğundan,  $N_r$  ve  $N_1$  sargıları arasındaki gerilim (transformatör tanım bağıntısı kullanılarak);



Şekil 3.16. Forward çevricide anahtar açıkken devrenin durumu

$$V_r = -E = \frac{N_r}{N_1} * V_p \Rightarrow E * N_1 = -V_p * N_r \quad (3.101.a)$$

yazılabilir. Şekil 3.16'dan;

$$V_p * N_2 = V_s * N_1 \quad (3.101.b)$$

yazılabilir. (3.101.a) ve (3.101.b) eşitliklerinden;

$$V_s = -E * \frac{N_2}{N_r} \quad (3.102)$$

elde edilir. D2 diyodu açık devre olduğu için, (3.92) eşitliği aşağıdaki duruma gelecektir:

$$N_1 * i_p(t) + N_r * i_r(t) = N_2 * 0 \Rightarrow \quad (3.103)$$

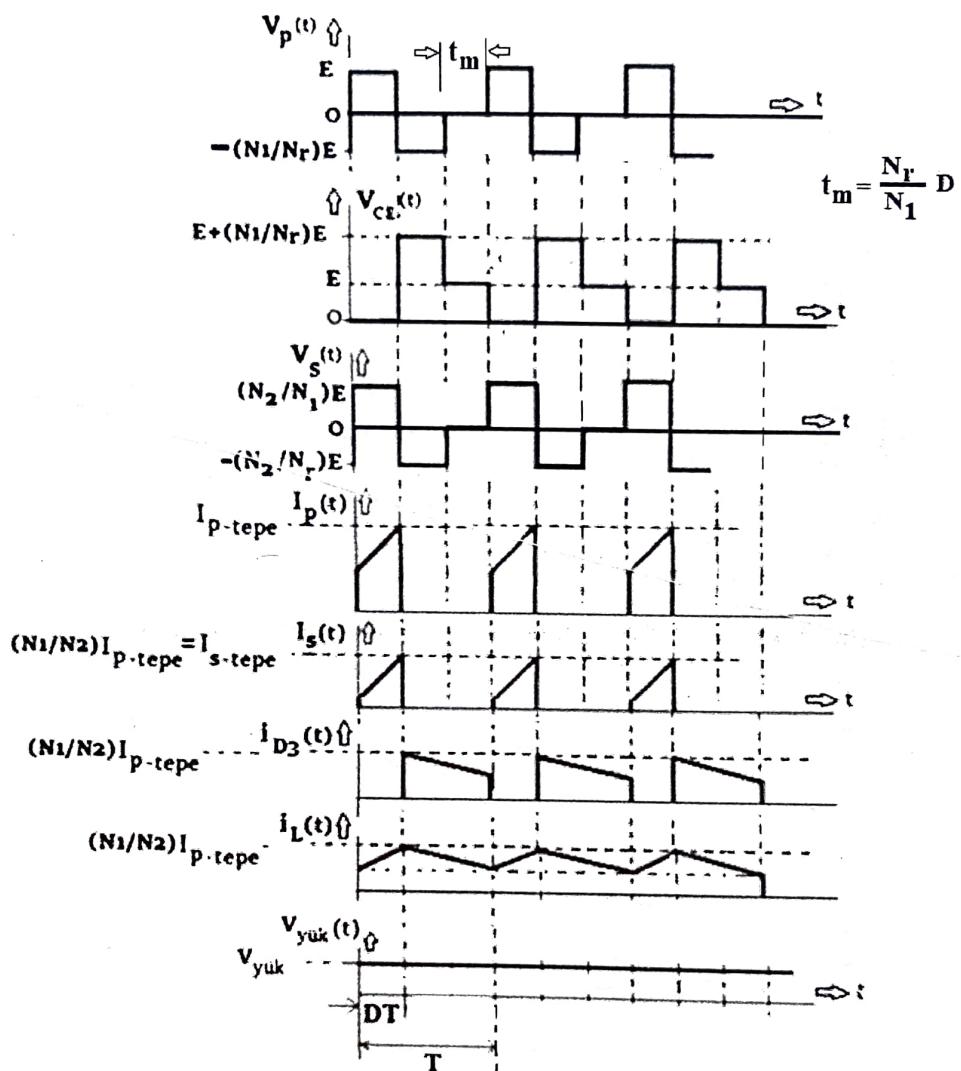
$$i_p(t) = -i_m(t) \quad (3.104)$$

$$i_r(t) = \frac{N_1}{N_r} * i_m(t) \quad (3.105.a)$$

$i_m(t)$  akımı  $D_1$  üzerinden kaynağı doğru akar. Kesintisiz modda çalışıldığı kabul edildiğinden, anahtarın açık devre olduğu zaman dilimi " $(1-D)T$ " boyunca, hem  $L_m$  hem de primer sargı üzerindeki gerilim;

$$V_p = -\frac{N_1}{N_r} * E \quad (D*T < t < T) \quad (3.105.b)$$

olacaktır.  $D_3$  iletimdeyken, enerji "L" üzerinden  $R$ 'ye aktarılır.  $D_1$  diyodu ve reset sargası ise, mıknatışlanma akımının kaynağa geri dönmesi için yol oluşturur. "L" ve  $D_3$  akım değerleri birbirlerine eşittir. Şekil 3.17'de, bir periyod boyunca, devredeki çeşitli elemanların akım ve gerilim değişimleri verilmiştir.



Şekil 3.17. Forward çevircinin dalga şekilleri

**Not:**  $N_r=N_1$  olduğunda,  $D=0.5$  olacak,  $V_p$  ve  $V_s$  eğrilerindeki boşluklar ortadan kalkacaktır.

Şekil 3.14'den, "L" self uçları arasındaki gerilim değeri (**DT süresi boyunca**);

$$V_L = V_s - V_{\text{yük}} \quad (3.106)$$

olacaktır.  $V_s$  sekonder gerilim değeri ise;

$$V_s = \frac{N_2}{N_1} * V_p = \frac{N_2}{N_1} * E \quad (3.107)$$

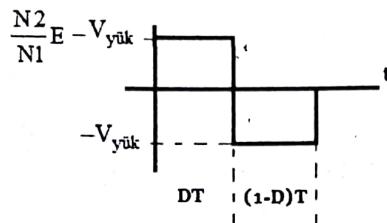
olduğundan, (3.107) eşitliği (3.106) eşitliğinde kullanılırsa;

$$V_L = \frac{N_2}{N_1} * E - V_{\text{yük}} \quad (3.108)$$

elde edilir. Şekil 3.16'da, "L" self uçları arasındaki gerilim değeri  $((1-D)T$  süresi boyunca);

$$V_L = -V_{\text{yük}} \quad (3.109)$$

yazılabilir. "L" selfinin,  $[0 \quad T]$  aralığında ortalama gerilim değeri sıfır olması gerektiğine göre, Şekil 3.18'den alanların eşitliği prensibini kullanarak;



Şekil 3.18. Forward çevricide bobin geriliminin T boyunca değişimi ( $t_m=0$ )

$$\left( \frac{N_2}{N_1} * E - V_{\text{yük}} \right) * D * T = (1-D) * T * V_{\text{yük}} \quad (3.111)$$

$$\frac{V_{\text{yük}}}{E} = \frac{N_2}{N_1} * D \quad (3.111)$$

elde edilir.

Anahtar kapalıken, anahtar akımının tepe değeri,  $I_{p\_tepe}$  değerine eşit olacaktır:

$$I_{CE\_tepe} = I_{p\_tepe} = \frac{N_2}{N_1} * I_{L\_tepe} + \frac{E * D * T}{L_m} \quad (3.111.a)$$

Bobin akımının ani değeri ise aşağıdaki denklem ile verilebilir:

$$i_L(t) = I_L(T_{0N}) - \frac{V_{\text{yük}}}{L} * t \quad (3.111.b)$$

Anahtar açıkken, anahtara ilişkin maksimum kollektör-emitor gerilimi, giriş geriliminin tepe değeri ve reset sargıya ilişkin maksimum gerilim değerlerinin toplamına eşit olacaktır. ((3.105.b) eşitliğini de kullanarak):

$$V_{CE\_tepe} = V_{p\_tepe} + E = E * \frac{N_1}{N_r} + E = E * \left( 1 + \frac{N_1}{N_r} \right) \quad (3.112)$$

olacaktır.

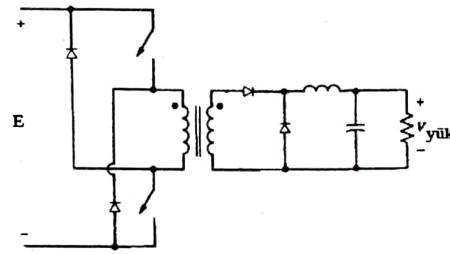
Nr/N1 çevirme oranı için, akımı sürekli yapacak en büyük D değerini bulmak için, Şekil 3.17'de görülen v\_p(t) eğrisinde, D\*T ile (1-D)\*T zaman aralıklarında alanların birbirlerine eşit olması gerekiğinden hareketle ( $t_m=0$ );

$$E * D_{\max} * T = \frac{N_1}{N_r} * E * (1 - D_{\max}) * T \quad (3.113)$$

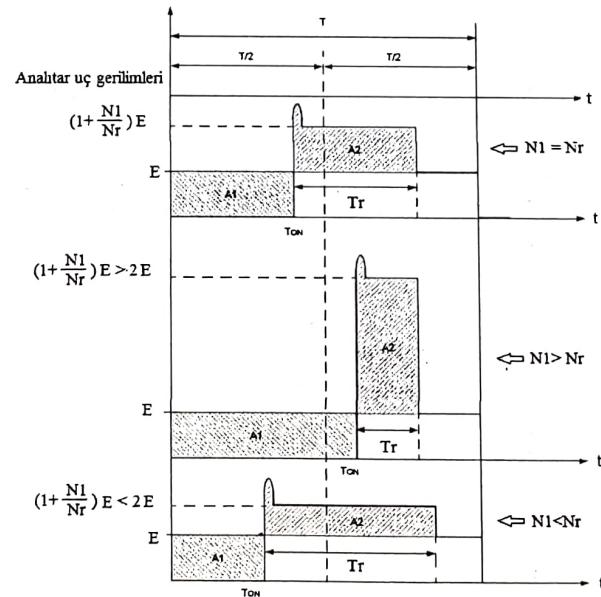
$$D_{\max} = \frac{1}{1 + N_r / N_1} \quad (3.114)$$

bulunacaktır. (3.114) eşitliğinde görüldüğü gibi,  $D_{\max}$ , reset sargası ve primer sargası sarım oranlarına bağlıdır. Transformatörün doymaya gitmesini engellemek için,  $D$  değeri,  $D_{\max}$  değerinin altında tutulmak zorundadır. Transformatör miknatışlanma akımının, her periyodda sıfırlanması gereklidir. Aksi halde, transformatör doymaya gider ve anahtarlama elamanları zarar görebilir. Bu tür dönüştürücüler, daha yüksek güçler için de tasarılanabilir olmalarına rağmen, piyasada 200W a kadar olan güçlerde yaygın olarak kullanılırlar. Güç seviyelerindeki kısıtlamalar ise, anahtarın dayanabileceği akım ve gerilim stresinden kaynaklanır.

Şekil 3.19'da verilen, akısı çift yönlü Forward çevircisinde (bu devrede her iki anahtar da aynı anda iletime ve kesime sokulurlar), anahtara gelen gerilimin tepe değeri,  $E$  değeri ile sınırlandırılmış olur (bunun sonucu olarak, anahtardaki gerilim stresi azaltılmış olacaktır).



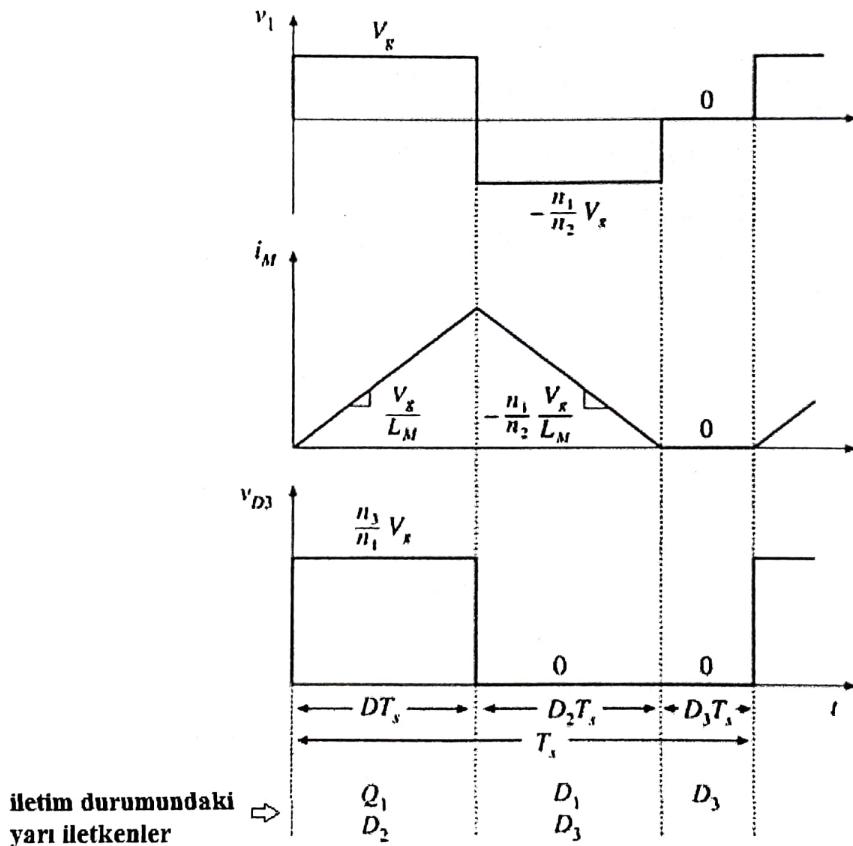
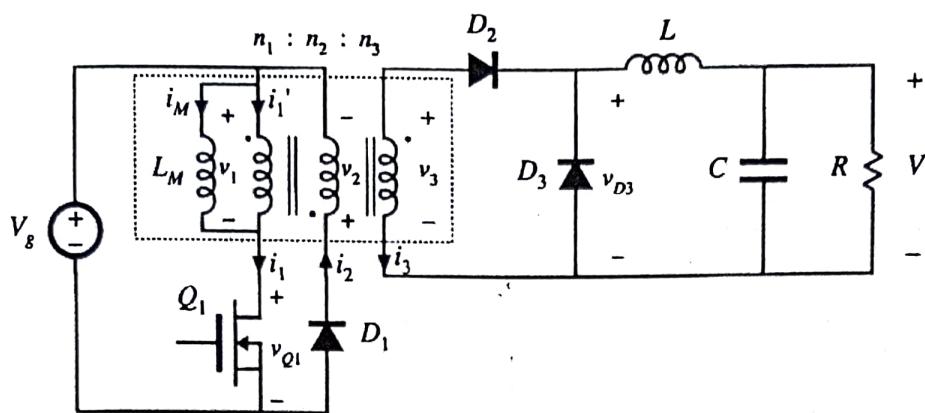
Şekil 3.19. Akısı çift yönlü Forward (ileri) çevircisi

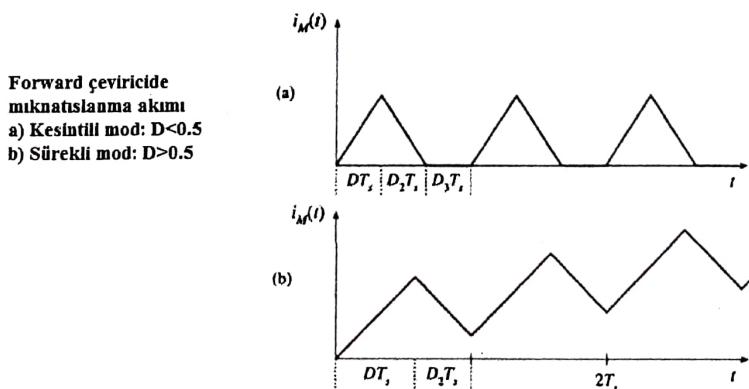
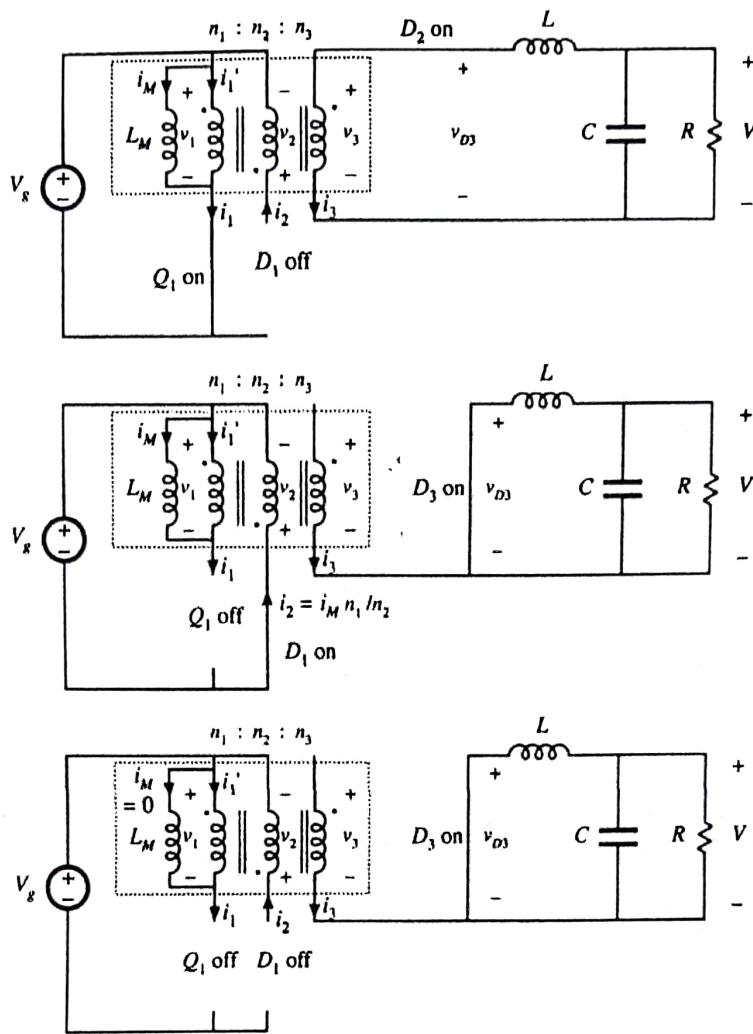


Şekil 3.20. Primer ve reset sargası sarım sayı oranlarına göre anahtar uç geriliminin değişimleri

Şekil 3.20'de,  $N_1$  ve  $N_r$  sarım sayısı oranlarına göre, MOSFET anahtar üç gerilim değerinin değişimi verilmiştir.

### FORWARD İÇİN KISA BİR ÖZET:





### Forward ve Flyback dönüştürücülerin karşılaştırılması:

Flyback dönüştürücülerin tersine, Forward dönüştürücü devre çıkışlarındaki yük, her zaman belirli bir değerden daha yüksek olmak zorundadır. Aksi halde, çıkış geriliminin çok yükselmesi tehlikesi vardır. Bu durumu önlemek için sürekli olarak, çıkış uçlarına paralel bağlı olarak yüksek değerli bir yük direnci bulundurulur. Forward trafoسو, Flyback trafoسونun aksine enerji depolamadığı için, aynı çıkış gerilimi için (göreceli olarak) daha küçük boyutta tasarılanabilir. Forward çıkışındaki L endüktansı ve  $D_3$  diyodu nedeni ile çıkış akımı sabittir. Bu nedenle, çıkış kapasitörü küçültülebilir ve Flyback e göre daha küçük dalgalanma akımlı bir kapasitor kullanılabilir.

**Örnek Problem**

Forward çevirici devresini besleyen giriş gerilimi;  $E=12\text{ V}$ , yük gerilimi;  $V_{\text{yük}} = 24\text{ V}$ , yük direnci;  $R=0.8\text{ ohm}$  olarak verilmiştir. Anahtar doluluk oranı;  $D=0.4$ , anahtar çalışma frekansı;  $f=1\text{ kHz}$  dir. Transistör gerilim düşümü  $\Delta V_{\text{CE}} = 1.2\text{ V}$ , diyodların gerilim düşümleri ise  $\Delta V_D = 0.7\text{ V}$  dur.

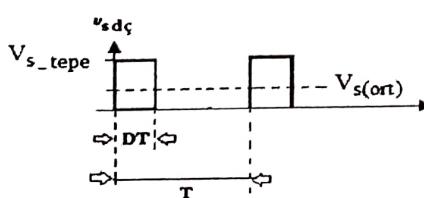
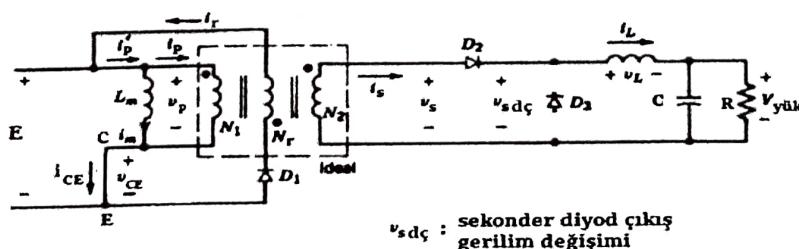
- Giriş akımı ortalama değerini bulunuz.
- Trafonun verimini ( $\eta$ ) bulunuz.
- Transistörün ortalama akım değerini bulunuz ( $I_{\text{CE}}$ ).
- Transiztör etkin akım değerini bulunuz.
- Cıkış akımının tepeden tepeye dalgalanma değerinin, ortalama değerin %4'ünden küçük olması istendiğine göre, çıkış (filtre) endüktansının ( $L$ ) alması gereken minimum değeri bulunuz.
- $L_m$  değeri  $1\text{ mH}$  olduğuna göre, primer akımının tepe değerini bulunuz.
- Reset sargısının sarım sayısı, primer sargı sarım sayısına eşit olduğuna göre, transistörün açık devre gerilim değerini bulunuz.
- Transformatör kayıpları ihmal edilecektir.

**Çözüm**

a)  $I_{\text{yük}} = V_{\text{yük}} / R = 24 / 0.8 = 30\text{ A}$ . Çıkış gücü;  $P_{\text{yük}} = V_{\text{yük}} * I_{\text{yük}} = 24 * 30 = 720\text{ W}$

Diyod gerilim düşümleri göz önüne alındığına göre, sekonder taraftaki doğrultulmuş gerilimin ortalama değeri;

$$V_{s(\text{ort})} = V_{\text{yük}} + \Delta V_D = 24 + 0.7 = 24.7\text{ V}$$



$$\begin{aligned} V_{s(\text{ort})} T &= V_{s(\text{tepe})} DT \\ V_{s(\text{ort})} &= V_{s(\text{tepe})} D \\ V_{s(\text{tepe})} &= V_{s(\text{ort})} / D = 24.7 / 0.4 = 61.75\text{ V} \\ V_{s(\text{tepe})} &= V_s \end{aligned}$$

Şekil 3.21

Transistör iletimdeyken transformatör primer gerilim değeri;

$$V_p = E - \Delta V_{CE} = 12 - 1.2 = 10.8V$$

olacaktır. Artık, transformatörün çevirme oranı hesaplanabilir:

$$n = N_1 / N_2 = V_p / V_s = 10.8 / 61.75 = 0.175$$

D1 diyodundan akan reset akımı,  $(1-D)T$  süresince akacağından, ancak bu süre boyunca kayıp oluşturur.

$$P_{giriş} = \Delta P_{transistör} + \Delta P_{diyod\_primer} + P_{yük} + \Delta P_{diyod\_sekonder}$$

$$E * I_{giriş} = \Delta V_{CE} * I_{giriş} + \Delta V_{D\_primer} * I_{giriş} + \Delta V_{D\_sekonder} * I_{yük} + 720$$

$$12 * I_{giriş} = 1.2 * I_{giriş} + 0.7 * (1-D)I_{giriş} + 0.7 * 30 + 720$$

$$I_{giriş} = 71.38A$$

b)  $P_{giriş} = EI_{giriş} = 12 * 66.76 = 801 W$

$$\text{dönüştürücü verimi} = \eta = \frac{P_{yük}}{P_{giriş}} = \frac{720}{801} = \%89.9$$

c)  $I_{CE\_ort} = DI_{giriş} = 0.4 * 66.76 = 26.7A$  (transistör akım dalgalılığı ihmal ediliyor, DT süresi boyunca akımın ortalama değeri kullanılıyor)

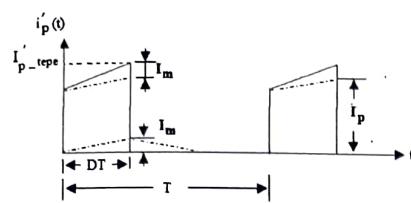
d)  $I_{CE\_etkin} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_p)^2 dt} = I_p \sqrt{D} = \left(\frac{I_{yük}}{n}\right) \sqrt{D} = \left(\frac{30}{0.175}\right) \sqrt{0.4} = 108.42A$  (transistör akım dalgalılığı ihmal ediliyor, DT süresi boyunca transistör akımının ortalama değeri kullanılıyor)

e)  $I_{D3}$  akımının aktığı süre boyunca L endüktansının uçları arasındaki gerilim  $-V_{yük} = -24V$  değerini alacaktır. Buna göre L endüktansının  $(1-D)T$  zaman aralığı boyunca tanım bağıntısı kullanılrsa;

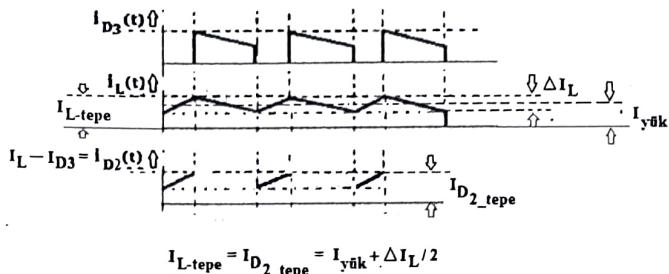
$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = L \frac{I_{L\min} - I_{L\max}}{(1-D)T} = -V_{yük} = -24$$

$$L \frac{-0.04 * I_{yük}}{(1-D)T} \geq -V_{yük} = -24 \Rightarrow L \geq \frac{V_{yük} (1-D)T}{0.04 * I_{yük}} = \frac{24 * 0.6 * 10^{-3}}{0.04 * 30} \Rightarrow L \geq 12mH$$

$$V_{CE\_tepe} = E + \frac{N_1}{N_2} V_s = E + \frac{N_1}{N_2} (V_{yük} + \Delta V_D) = 100 + 4(24 + 0.7) = 198.8V$$



**Şekil 3.22**



**Şekil 3.23**

f)  $I_m$ , mıknatışlanma akımının arttığı DT zaman dilimi boyunca,  $L_m$  bobinine gelen gerilim  $V_p$

değerini aldığına göre,  $L_m$  bobininin tanım bağıntısından;

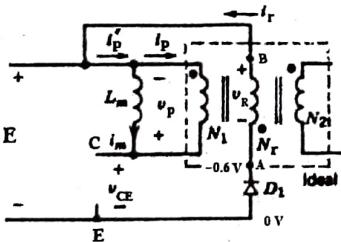
$$v_m(t) = L_m \frac{di_m(t)}{dt} = V_p = L_m \frac{I_m - 0}{DT} = 10.8 = L_m \frac{I_m}{0.4 * (1/1000)} \Rightarrow I_m = 0.432A$$

elde edilir. Şekil 3.22 ve Şekil 3.23 yardımcı ile, toplam primer akımı tepe değeri;

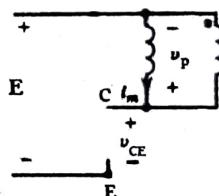
$$I_{p\_tepe} = I_{p\_tepe} + I_m = \frac{I_{D2\_tepe}}{n} + I_m = \frac{\overbrace{I_{yuk} + \Delta I_L / 2}^{(30*%4)/2=1.2/2}}{n} + I_m = \frac{30 + 1.2 / 2}{0.175} + 4.32 = 179.29A$$

olarak bulunur.

g)



**Şekil 3.24**



**Şekil 3.25**

N1 ile Nr birbirlerine eşit olduklarından, transistör açık devre olduğunda, reset sargasından akım akacaktır. Reset sargı uçları arasındaki gerilim;

$$\frac{V_r}{V_p} = \frac{N_r}{N_p} = 1 \Rightarrow V_r = V_p$$

olacaktır. Şekil 3.24'de verilen devreye kirchhoff gerilim yasası uygulandığında;

$$E + \Delta V_D - V_r = 0 \Rightarrow 12 + 0.7 - V_r = 0 \Rightarrow V_r = 12.7V$$

elde edilir. Şekil 3.25'de verilen devrede, transistör uçlarına gelen gerilim değeri;

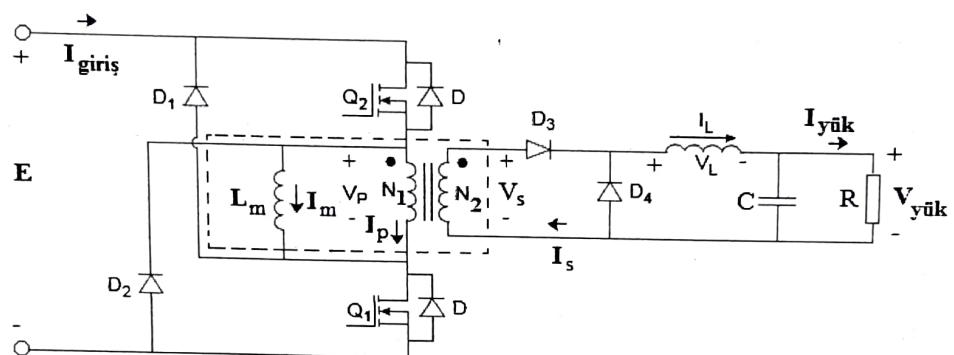
$$E - V_{CE} + V_r = 0 \Rightarrow 12 - V_{CE} + 12.7 = 0 \Rightarrow V_{CE} = 24.7V$$

olarak bulunur.

h)  $I_{CE\_tepe} = I_{p\_tepe} = 179.29A$

### 3.2. İKİ ANAHTARLI FORWARD (İLERİ) ÇEVİRİCİ DEVRE

Forward dönüştürücü, daha yüksek güçler için tasarlanabilir olmasına rağmen, 200 W'a kadar olan güç seviyelerinde yaygın olarak kullanılır. Güç seviyesindeki sınırlamaların nedeni, anahtarın gerilim ve akım değerlerinin büyüklüğüdür. Şekil 3.26'da görülen "akısı çift yönlü" forward dönüştürücünde ise her iki anahtar aynı anda iletme sokulup, aynı anda iletimden çıkarılmaktadır. Devredeki D<sub>1</sub> ve D<sub>2</sub> diyodları sayesinde, anahtarların iki ucu arasına gelen gerilimin tepe değeri "E" ile sınırlandırılmış olmaktadır. Bu nedenle, bir önceki devrede kullanılan forward devresine göre, bu devrede daha düşük gerilim değerleri anahtarların kullanılması mümkün olabilmektedir. Bu devrenin anahtar gerilim seviyesi, tek anahtarlı forward dönüştürücünün yarısı kadardır. Anahtarlar kesimdeyken, mıknatışlanma akımı, "E" kaynağına diyodlar üzerinden akar. Bu durum, üçüncü bir mıknatışlanma giderme sargı ihtiyacını, ya da söndürme devre ihtiyacını ortadan kaldırır.



**Sekil 3.26. İki anahtarlı forward dönüştürücü devresi**

Devrede üç farklı süreç söz konusudur: Enerjinin primer devreden sekonder devreye transfer edildiği süreç, trafo primer enerjisinin reset edildiği (sıfırlanlığı) süreç ve ölü zaman süreci. Transfer sürecinde, primer devredeki her iki anahtar ON durumundadır. Anahtarlar ON konumunda olduklarında, E kaynak akımının "başlangıç değeri", mıknatışlanma akımı ile sekonder devredeki L (filtre) bobininin primer devreye aktarılan (yansıyan) akımının toplamı değerindedir. Bu süreçte (anahtarlar ON), primer devreden sekonder devreye enerji transferi gerçekleşir. Reset sürecinde ise, her iki anahtar OFF durumundadır. Mıknatışlanma akımının oluşturduğu ters yönde primer gerilimi D<sub>1</sub> ve D<sub>2</sub> diyodlarını iletme sokar ve enerji E kaynağına geri aktarılır (primer sargı enerjisi reset edilir). Bu andan itibaren (yani enerjinin kaynağına geri aktarımı tamamlandıktan sonra) ne primer sargıdan ne de sekonder sargıdan herhangi bir akım akmayacaktır. Bu süreçte, yük tarafında, yalnızca D<sub>4</sub> diyodu devrededir.

Bu devrenin olumsuz yönü, sert anahtarlama yapılması ve filtre endüktansının nispeten büyük olmasıdır. Sert anahtarlama (ON ve hemen takiben OFF), özellikle yüksek frekanslarda anahtarlama kayıplarını artıran bir etkiye sahiptir. Bu devre, yarım ve tam köprüye göre, daha uzun süreli iletim kayıpları oluşturmaktadır. Bunun nedeni ise, primer devreden sekonder devreye olan enerji transferinin, ancak anahtarlar ON durumundayken gerçekleşebilmesidir. Transformatör primer sargasındaki enerjinin boşaltılma zorunluluğundan dolayı, anahtarlar maksimum, D=0.5 e kadar kullanılır. Bunun anlamı, en iyi koşulda bile T süresinin ancak yarısında, enerji transferi, primer devreden yüke doğru yapılabilmesidir. Sonuç olarak bu akım, bu süre boyunca anahtarlardan aktığı için, primer devrenin rms akım değeri artacaktır. Aynı nedenden dolayı filtre self değeri (yarım ve tam köprü tasarımdaki filtre self değerine oranla) artacaktır. İki anahtarlı ve aynı zamanda açıp kapatılan devrelerde, elektromanyetik ses ve radyasyon çok az olur. Eğer yarım köprü veya tam köprü gibi çapraz tetiklemeli devrelerde (totem kutup tetiklemesi)

ise çapraz anahtarlama nedeni ile hem ses hem de radyasyon etkisi ortaya çıkar. Bu ise, özellikle, hava araçlarının güç kaynakları için (patlama ve yüksek radyasyon riski nedeni ile) istenmeyen bir durum olduğundan, Şekil 3.26 devresi bu tip araçlar için cazip hale gelmektedir. Anahtar gerilimindeki olumlu etkisi nedeni ile bu devre ancak, 150–350W çıkış gücü gereken kullanım alanlarında tercih edilir.

Yukarıda sayılan olumsuz etkiler nedeni ile Şekil 3.26 devresi, piyasada güvenlik gerektiren uygulamalar dışında, yaygın olarak kullanılmaz.

**Q1 ve Q2 anahtarı ON** durumundayken (tüm gerilim düşümleri ihmal edildiğinde);

primer gerilim değeri,  $0 < t < D*T$  zaman diliminde;

$$V_p = E \quad (3.115)$$

olacaktır. Mıknatışlanma akımı tepe değeri ise,  $L_m$  endüktansı tanım bağıntısından;

$$V_p = E = L_m * \frac{I_m - 0}{D * T} \Rightarrow I_m = \frac{D * T * E}{L_m} \quad (3.116)$$

olacaktır. Mıknatışlanma akımı anı değeri ise;

$$i_m(t) = \frac{E}{L_m} * t \quad (3.117)$$

olur. Sekonder gerilim değeri;

$$V_s = V_p * \frac{N_2}{N_1} = E * \frac{N_2}{N_1} \quad (3.118)$$

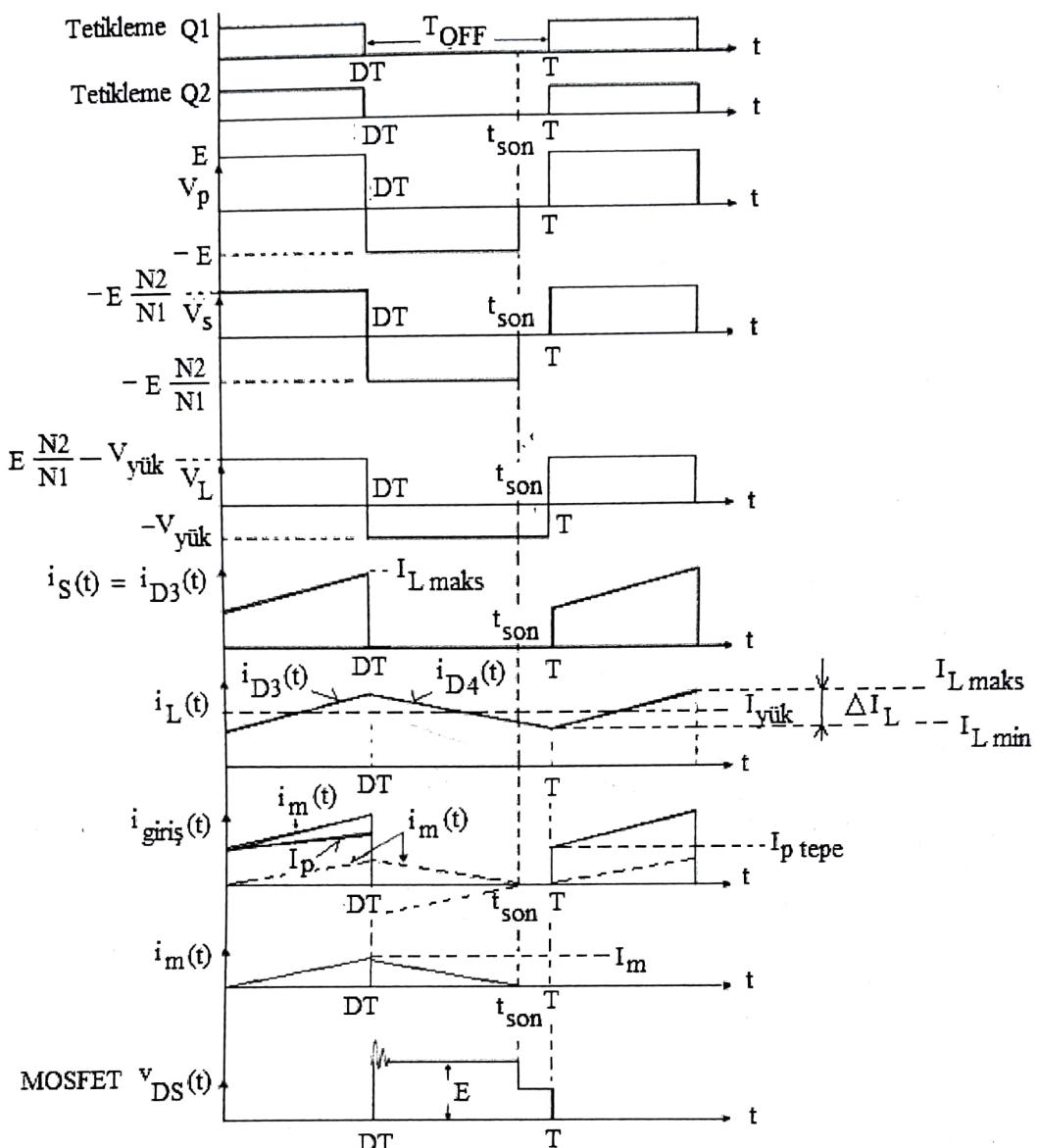
olur. Filtre endüktans gerilim değeri;

$$V_L = \underbrace{E * \frac{N_2}{N_1}}_{=V_s} - V_{yük} \quad (3.119)$$

olacaktır. Bobin akımının anı değeri;

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{(E * \frac{N_2}{N_1} - V_{yük})}{L} * t \quad (3.120)$$

olacaktır. E kaynak akımının başlangıç değerinin, mıknatışlanma akımı ile filtre endüktans akımının primer devreye yansıtılmış değerinin toplamı olduğu daha önce belirtilmiştir. Buna göre primer akımı anı değeri;



**Şekil 3.27. İki anahtarlı forward dönüştürücü devresinde çeşitli büyütüklüklerle ilişkili akım ve gerilim değişimleri ( $D < 0.5$ )**

$$i_{\text{giriş}}(t) = \frac{E}{L_m} t + \frac{N_2}{N_1} (i_L(0) + \frac{(N_2/N_1)E - V_{\text{yük}}}{L} t) \quad (3.121)$$

olacaktır.

**Q1 ve Q2 anahtarı OFF** durumundayken (tüm gerilim düşümleri ihmal edildiğinde);

primer gerilim değeri ( $DT < t < t_{\text{son}}$ ); **Not:**  $t_{\text{son}}$ , miknatışlanma akımının bittiği zaman değeri

$$V_p = -E \quad (3.122)$$

olacaktır. Miknatışlanma akımının  $t > DT$  için ani değeri ise,  $L_m$  endüktansı tanım bağıntısından;

$$V_p = -E = L_m * \frac{0 - I_m}{t_{son} - DT} \quad (3.123.a)$$

$$t_{son} - DT = L_m * \frac{I_m}{E} \quad (3.123.b)$$

$$t_{son} = L_m * \frac{I_m}{E} + DT \quad (3.123.c)$$

olacaktır. Sekonder gerilim değeri;

$$V_s = -V_p * \frac{N_2}{N_1} = -E * \frac{N_2}{N_1} \quad (3.124)$$

olur. Filtre gerilimi değeri;

$$V_L = -V_{yük} \quad (3.125)$$

olur. Bobin akımının anı değeri;

$$i_L(t) = -\frac{-V_{yük}}{L} t \quad (3.126)$$

olacaktır. Mıknatışlanma akımı anı değeri ise (3.116) eşitliği ve Şekil 3.27'den;

$$i_m(t) = \frac{DTE}{L_m} \left( \frac{-t}{t_{son} - DT} + 1 \right) \quad (3.127)$$

olur.

Q1 ve Q2 anahtarı OFF ve mıknatışlanma akımının da sona erdiği andan itibaren periyod sonuna kadar devam eden süreçte (tüm gerilim düşümleri ihmal edildiğinde) ( $t_{son} < t < T$ ); primer ve sekonder gerilim değerleri ;

$$V_p = 0, V_s = 0 \quad (3.128)$$

olur. Yük gerilimi ise (L filtre bobini geriliminin ortalama değerinin sıfır olmasından hareketle);

$$V_{yük} = \frac{E * D}{(1-D)} * \frac{N_2}{N_1} \quad (3.129)$$

olur. Primer ve sekonder akımlar;

$$I_p = 0, I_s = 0 \quad (3.130)$$

olacaktır. Bu zaman diliminde, D4 diyon akımı ile filtre L akımı arasında;

$$i_{D4}(t) = i_L(t) \quad (4.131)$$

ilişkisi vardır. Şekil 3.27'de, L endüktansına ait gerilimin dalga şekline selfin tanım bağıntısı uygulandığında, self akımındaki dalgalanma miktarı;

$$-V_{yük} = L * \frac{-\Delta I_L}{(1-D)*T} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{V_{yük} * (1-D) * T}{L} \quad (3.132)$$

olarak elde edilir. Yük akımının ortalama değerine, L selfinin dalgalanma miktarının yarısı ilave edildiğinde, filtre self akımının tepe değeri olarak;

$$I_{L\max} = \frac{\Delta I_L}{2} + I_{\text{yük}} = \frac{V_{\text{yük}}(1-D)*T}{2L} + I_{\text{yük}} \quad (3.133)$$

elde edilir. Çıkış滤resi self akımının minimum değeri ise;

$$I_{L\min} = I_{\text{yük}} - \frac{\Delta I_L}{2} = I_{\text{yük}} - \frac{V_{\text{yük}}*(1-D)*T}{2L} \quad (3.134)$$

elde edilir. Primer akımın tepe değeri, sekonderden yansyan akımın tepe değeri ile  $I_m$  mıknatıslanma akımının tepe değerinin toplamına eşittir. Buna göre E kaynak akımının tepe değeri;

$$I_{\text{giriş maks}} = \frac{N_2}{N_1} * I_{L\max} + I_m = \frac{N_2}{N_1} \left( I_{\text{yük}} + \frac{V_{\text{yük}}*(1-D)*T}{2L} \right) + I_m \quad (3.135)$$

$$I_{\text{giriş maks}} = \frac{N_2}{N_1} * I_{L\min} + I_m = \frac{N_2}{N_1} \left( I_{\text{yük}} - \frac{V_{\text{yük}}*(1-D)*T}{2L} \right) + \frac{D*T*E}{L_m} \quad (3.136)$$

olacaktır. E kaynak akımının minimum değeri ise;

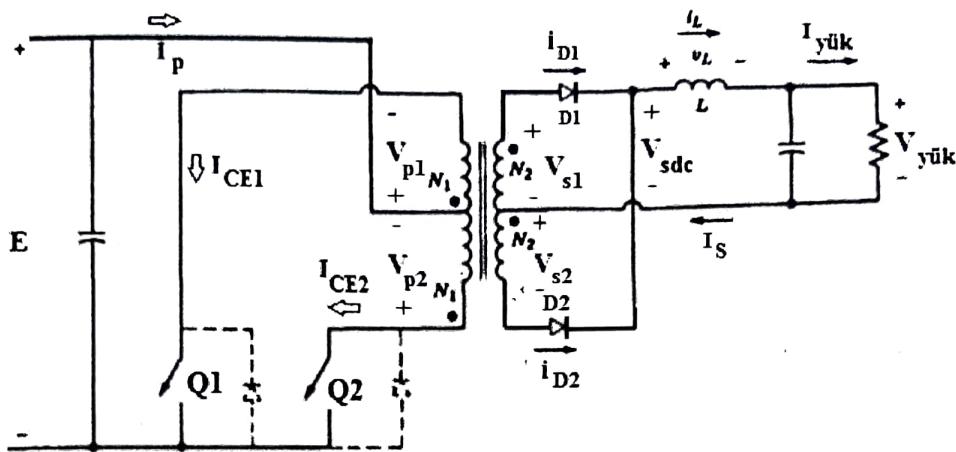
$$I_{\text{giriş min}} = \frac{N_2}{N_1} * I_{L\min} = \frac{N_2}{N_1} \left( I_{\text{yük}} - \frac{V_{\text{yük}}*(1-D)*T}{2L} \right) \quad (3.137)$$

olacaktır. Yukarıda bulunan akımlara ilişkin sınır değer akımları yardımcı ile, primer ve sekonder tarafa ilişkin tüm akımların gerek ortalama ve gerekse etkin değerleri Şekil 3.27 yardımcı ile bulunabilir.

**NOT:** "Primer akımı tepe" değeri ile "mıknatıslanma akımı tepe" değeri arasında;

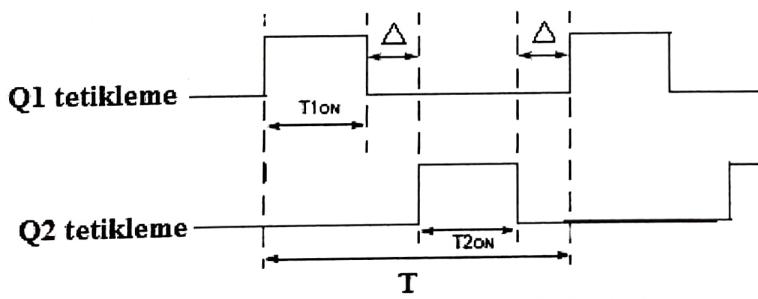
$I_m(\max)/I_p(\max) \approx 0.1$  oranı vardır.

## 4.1. PUSH-PULL (İT-ÇEK) ÇEVİRİCİ DEVRE



Şekil 4.1. Push-Pull devre şeması

500W'a kadar uygulama alanı bulurlar. Push-Pull devresinde, primer ve sekonder sargılarında ortadan bölünmüş transformatör kullanılır. Q1 anahtarı periyodun bir yarısında, Q2 anahtarı ise diğer yarısında, transformatörün manyetik çekirdeğinde birbirine zit yönde akı üretiminde kullanılırlar. Q1 anahtarı devrede olduğunda, E değeri primer sarginın bir yarısında görülür. Q2 anahtarı devrede olduğunda ise E değeri, primer sarginın diğer yarısında görülür. Bu nedenle, primer sarginın gerilimi E ile  $-E$  arasında salınırlar. Devrede anahtarların çalışma oranı;  $D = T_{1on}/T$  olur. D'nin alabileceği en büyük değer 0.5 dir. Pratikte, iki anahtarın aynı anda devrede olması istenmediğinden, Şekil 4.2'de gösterildiği gibi,  $\Delta$  değerinde bir zaman boşluğu bırakılır. Manyetik doyma tehlikesi açısından, Q1 ve Q2 anahtarlarının D değerleri kesinlikle aynı olmalıdır ( $T_{1on} = T_{2on}$ ). Anahtarların pozisyonuna göre devrenin üç farklı modda çalışması söz konusudur (Kesintili çalışma modunda olduğu kabulü ile).



Şekil 4.2. Push-Pull tetikleme darbeleri

### 1) Q1 anahtarı iletimde Q2 anahtarı kesimde

Q1 iletimde olduğu zaman diliminde Şekil 4.1'de D1 diyodu iletim yönünde, D2 diyodu ise kesim yönünde davranacaktır ( $V_{p1}$  sarginının nokta ile gösterilen ucundan akım içeriye doğru girerken,  $V_{s1}$  sarginının nokta ile gösterilen ucundan akım dışarı doğru çıkacaktır). Bu zaman diliminde L filtre bobin akımı ile sekonder ( $V_{s1}$ ) akımı aynı olacak ve bobin bu süre boyunca enerji depolayacak ve bobin akımı minimum değerden maksimum değere doğru artacaktır. Bu zaman diliminde,  $V_{p1}$  sargin gerilimi,  $N_2/N_1$  oranı ile çarpılarak sekonder sargina ( $V_{s1}$ ) uygulanacaktır. Buna göre;  $V_{p1}=E$  ve  $V_{s1}=(N_2/N_1)*E$  olacaktır.  $V_{s1}$  ile  $V_{yük}$  arasındaki gerilim farkı bobin uçlarına uygulanacaktır (Şekil 4.3):

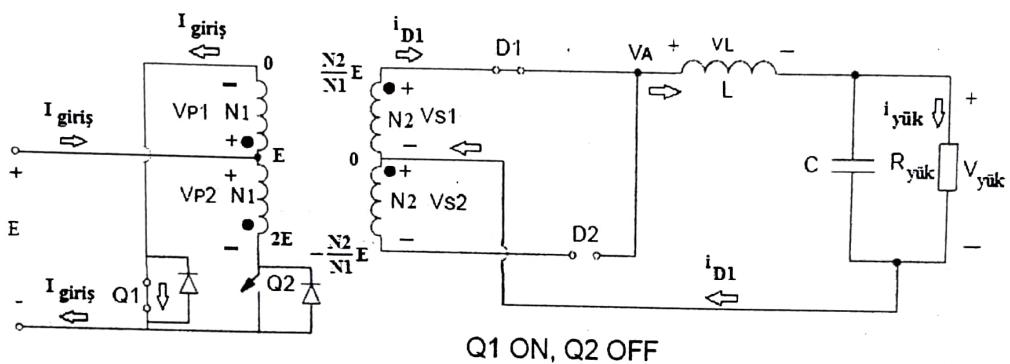
$$V_{P1} = E \quad (4.1)$$

olur. D1 çıkışları ile yükün alt ucu arasındaki gerilim değeri ise;

$$V_{sdC} = V_{sI} = (N_2/N_1) * E \quad (4.2)$$

olacaktır.  $T_{lon}$  süresi boyunca, filtre endüktansının üzerindeki gerilim değeri;

$$V_L = V_{sdC} - V_{yük} = (N_2/N_1) * E - V_{yük} \quad (4.3)$$



**Şekil 4.3. Push-Pull devresinde Q1 kapalı Q2 açık çalışma durumu**

olacaktır. Filtre bobini akım denklemi ise ( $T_{lon}$  süresi boyunca);

$$i_L(t) = I_L(0) + \frac{(N_2/N_1) * E - V_{yük}}{L} * t \quad (4.4)$$

olur. Devredeki Q2 anahtarının açık olduğu durumda uç gerilim değeri;

$$V_{Q2\_off} = V_{CE} = V_{DS} = 2E \quad (4.5)$$

olacaktır. N1 sargasına ilişkin mıknatışlanma akımı tepe değeri ( $D = T_{lon} / T$  olmak üzere);

$$v_m(t) = E = L_m * \frac{\Delta I_m}{\Delta t} = L_m * \frac{I_m}{0.5D * T} \Rightarrow I_m = 0.5D * T * E = \frac{0.5D * E}{L_m * f} \quad (4.6)$$

olur. Mıknatışlanma akımı anı değeri ise ( $T_{lon}$  süresi boyunca);

$$i_m(t) = \frac{E}{L_m} t \quad (4.7)$$

olur. Yukarıda,  $D = t_{on} / T$  değerini alır. D; Q1 ve Q2 anahtarlarının çalışma oranıdır. D'nin alabileceği en büyük değer 0.5 olur. (pratikte, Q1 ve Q2 anahtarları aynı anda iletme sokulmak istenmez. Bu nedenle aralarında küçük bir boşluk bırakılır ve pratikte D değeri 0.5 den de küçük seçilir). Q1 ve Q2 anahtarlarına ters bağlanan diyodlar, trafoda oluşacak kaçak akı (kaçak endüktansta biriken enerji)

nedeni ile ortaya çıkacak akıma yol vermek amacı ile konulmuşlardır. Q1 ve Q2 anahtarlarının tetikleme sürelerinde küçük bir fark olduğundan, akımlarının tepe değerleri arasında da bir fark olacaktır. Bu fark, akım yolu denetleme yöntemi ile giderilebilir.

Ortalama çıkış (yük) gerilimi ile besleme gerilimi arasında;

$$\frac{V_{\text{yük}}}{E} = 2 \frac{N_2}{N_1} * D ; \quad 0 < D < 0.5 \quad (4.8)$$

ilişkisi olacaktır. Anahtar akımının ortalama ve tepe değeri arasında;

$$I_{CE} = I_{\text{giriş}} / 2 \quad (4.9)$$

ilişkisi vardır. Anahtar akımının tepe değeri ile primer (veya giriş) akımı arasında ise;

$$I_{CE - \text{tepe}} = I_p = I_{\text{giriş}} \quad (4.10)$$

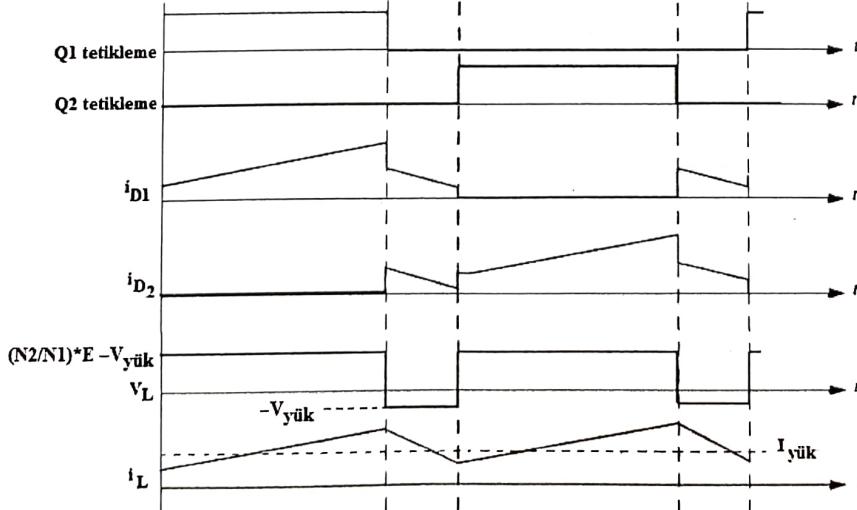
ilişkisi vardır. Primer devresinde yer alan sargılar aynı nüve üzerine sarıldıklarından, ( $Q_2=0$  olsa bile) alt sargıdaki primer gerilimi ile üst sargıdaki primer sargı gerilimi arasında;

$$\frac{V_{p1}}{N_1} = - \frac{V_{p2}}{N_1} \quad (4.10.a)$$

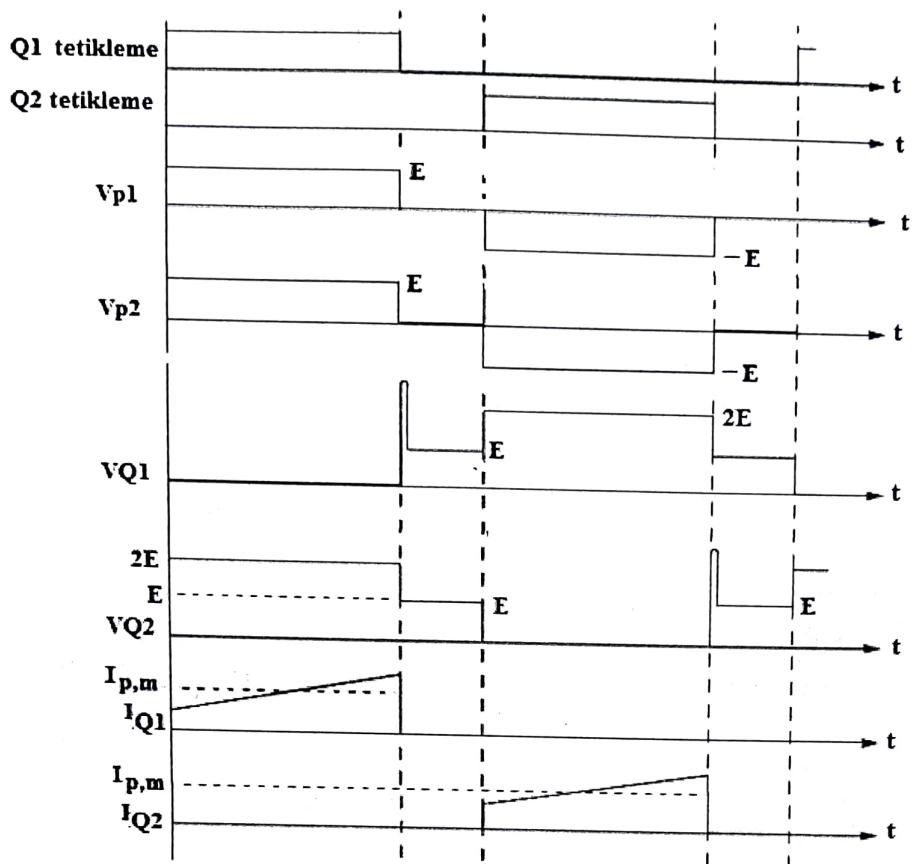
ilişkisi geçerlidir (eksi işaretin nedeni, her iki sarginın ters sıradır).  $V_{p1}$  değeri E değerine eşit olduğundan,  $V_{p2} = -E$  olacaktır. Buna göre, ikinci primer sargıların olduğu çevreye kirchhoff gerilim yasası uygulanır ise;

$$E - V_{CE} + V_{p2} = 0 \Rightarrow V_{CE} = E + V_{p2} = 2E \quad (4.11)$$

elde edilir. Yukarıdaki eşitlikte görüldüğü gibi, anahtarların açık devre gerilimleri, (E) giriş geriliminin 2 katı değerde olduğundan dolayı, bu konfigurasyon, düşük gerilimli uygulamalarda tercih edilir.



Şekil 4.6. Push-Pull devresinde tüm çalışma aralıklarındaki dalga şekilleri



**Şekil 4.6. Push-Pull devresinde tüm çalışma aralıklarındaki dalga şekilleri**

Sekonder devrede yer alan diyodu zorlayan ters tepe gerilim değeri ise aşağıda verilmiştir:

$$V_{D2\_off} = V_{AK} = 2(N2 / N1) * E \quad (4.11.1)$$

Şekil 4.6'da,  $I_{p,m}$ ; primer akımın rampasının orta noktasına karşı gelmektedir.  $D_{maks}$  olarak;

$$D_{maks} = \frac{N1 * V_{yük}}{2 * N2 * E} \quad (4.11.2)$$

alınırsa, Kaynak giriş gücü olarak;

$$P_{giriş} = 2 * E * D_{maks} I_{p,m} \quad (4.11.3)$$

yazılabilir. Devrenin verimi  $\eta$  olmak üzere;

$$P_{yük} = \eta * P_{giriş} \quad (4.11.4)$$

alınabilir. Primer akımı etkin değeri ise;

$$I_{p,rms} = I_{p,m} * \sqrt{D_{maks}} \quad (4.11.5)$$

olacaktır. Sekonder sargı akımı etkin değeri ise, yük akımı ortalama akım değeri cinsinden;

$$I_{S,\text{rms}} = I_{\text{yük}} * \sqrt{D_{\text{maks}}} \quad (4.11.6)$$

olur. Yük akımı dalgalılık (ripple) değeri;

$$\Delta I_{\text{yük}} = \frac{\frac{N_2}{N_1} (E/2) - V_{\text{yük}}}{L} T_{\text{on}} \quad (4.11.7)$$

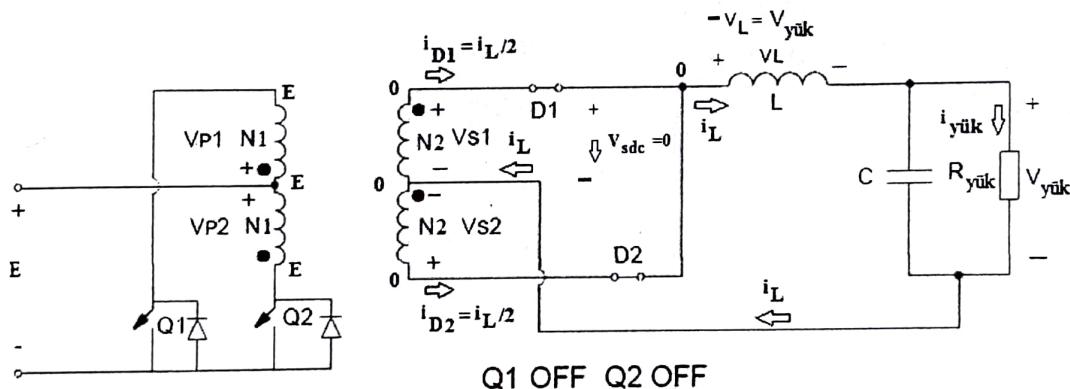
olacaktır. Kapasite gerilimi dalgalılık değeri;

$$\Delta V_C = \Delta I_{\text{yük}} * R_{\text{yük}} = R_{\text{yük}} \frac{\frac{N_2}{N_1} (E/2) - V_{\text{yük}}}{L} T_{\text{on}} \quad (4.11.8)$$

olacaktır.

## 2) Q1 ve Q2 anahtarları kesimde

$\Delta$  zaman aralığında, her iki anahtar da kesimdedir. Şekil 4.7'de devrenin akım dağılımı gösterilmiştir.



Şekil 5.7. Push-Pull devresinde Q1 ve Q2 açık

$\Delta$  aralığında, sekonderin en üst ve en alt ucu A noktasında (her iki diyotta kısa devre olduğundan) aynı potansiyele sahip olacaktır. L endüktans akımı, sekonder sarginın iki bölümü arasında eşit olarak dağılır:

$$i_{D1} = i_{D2} = 0.5 * i_L \quad (4.12)$$

Bu zaman aralığında,  $V_{\text{sd}2} = 0$  olur. Sekonder sarginın omik etkisi ihmal edilirse, filtre endüktans gerilimi;

$$V_L = -V_{\text{yük}} \quad (4.13)$$

değerini alır. Primer devredeki anahtarın iki ucu arasındaki gerilim zorlanması;

$$V_{Q2\_off} = V_{CE} = V_{DS} = E \quad (4.14)$$

olacaktır. Zaman dilimleri arasında;

$$T_{\text{on}} + \Delta = 0.5 * T \quad (4.15)$$

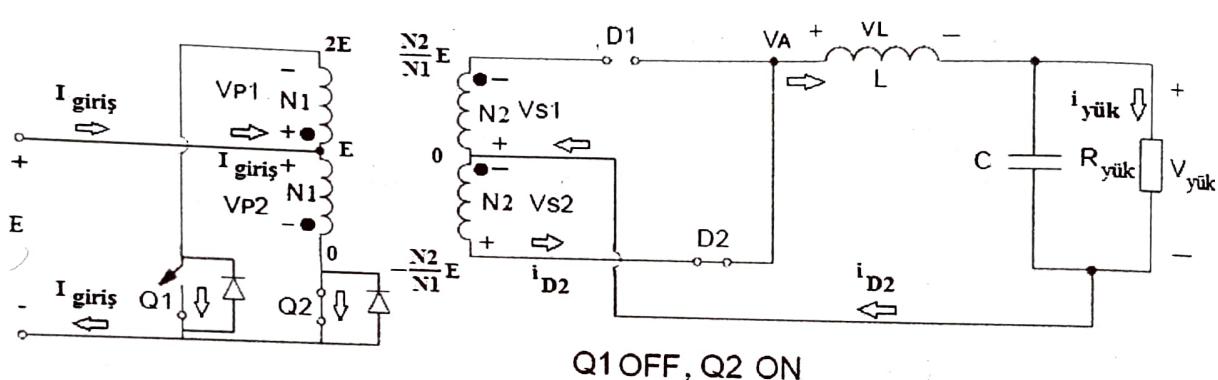
ilişkisi vardır. Devrenin giriş ve çıkış gerilimleri arasında;

$$V_{\text{yük}} = 2 * (N_2/N_1) * E * D = 2 * (N_2/N_1) * E * \frac{T_{\text{on}}}{T} \quad (4.16)$$

ilişkisi vardır. Filtre bobin akımının anı değeri ise aşağıdaki denklem ile hesaplanabilir:

$$i_L(t) = I_L(0) + \frac{-V_{\text{yük}}}{L} t \quad (4.17)$$

### 3) Q1 anahtarı kesimde ve Q2 anahtarı iletimde



**Şekil 4.8. Push-Pull devresinde Q1 açık Q2 kapalı**

Şekil 4.8'de devrenin yapısı gösterilmiştir. Primer sargasının alt tarafı için;

$$V_{P2} = E \quad (4.18)$$

olar. D2 diyodu çıkıştı ile yükün alt ucu arasındaki gerilim değeri ise;

$$V_{\text{sdc}} = V_{s2} = (N_2/N_1) * E \quad (4.19)$$

olacaktır.  $T_{2\text{on}}$  süresi boyunca, filtre endüktansının üzerindeki gerilim değeri;

$$V_L = V_{\text{sdc}} = V_{\text{yük}} = (N_2/N_1) * E = V_{\text{yük}} \quad (4.20)$$

olacaktır. Filtre bobini anı akım denklemi ise ( $T_{2\text{on}}$  süresi boyunca);

$$i_L(t) = I_L(0) + \frac{(N_2/N_1) * E - V_{\text{yük}}}{L} t \quad (4.21)$$

olur. Devredeki Q1 anahtarının açık olduğu durumda üç gerilim değeri;

$$V_{Q1\_off} = V_{CE} = V_{DS} = 2E \quad (4.22)$$

olacaktır. N2 sargasına ilişkin mıknatışlanma akımı tepe değeri ( $D = T_{2\text{on}} / T$  olmak üzere);

$$v_m(t) = E = L_m * \frac{\Delta I_m}{\Delta t} = L_m * \frac{I_m}{0.5D*T} \Rightarrow I_m = 0.5D*T*E = \frac{0.5D*E}{L_m*f} \quad (4.23)$$

olur. Mıknatışlanma akımı anı değeri ise ( $T_{2on}$  süresi boyunca);

$$i_m(t) = \frac{E}{L_m} t \quad (4.24)$$

olur. Ortalama çıkış (yük) gerilimi ile besleme gerilimi arasında;

$$\frac{V_{yuk}}{E} = 2 \frac{N_1}{N_2} * D; \quad 0 < D < 0.5 \quad (4.25)$$

ilişkisi olacaktır. Anahtar akımının ortalama ve tepe değeri arasında;

$$I_{CE} = I_{CE\_tepe} / 2 \quad (4.26)$$

ilişkisi vardır. Anahtar akımının tepe değeri ile primer (veya giriş) akımı arasında ise;

$$I_{CE\_tepe} = I_p = I_{giris} \quad (4.27)$$

ilişkisi vardır. Primer sargıların olduğu çevrelere kirchhoff gerilim yasası uygulanır ise;

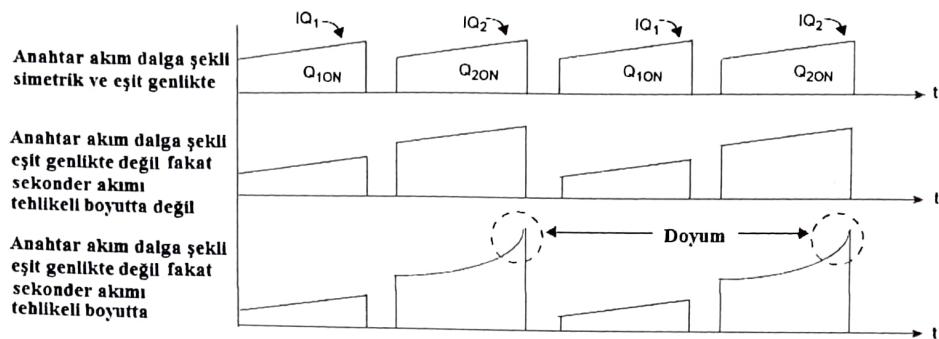
$$E - V_{CE} + V_p = 0 \Rightarrow V_{CE} = E + V_p = 2E \quad (4.28)$$

olacaktır. Sekonder devrede yer alan diyodu zorlayan ters tepe gerilim değeri ise aşağıda verilmiştir:

$$V_{DI\_off} = V_{AK} = 2(N2/N1) * E \quad (4.29)$$

**NOT 1:** Q1 ve Q2 anahtarlarının zorlanma gerilimi, teorik olarak giriş (E) gerilim değerinin 2 katı alınsa da, pratikte, anahtarlamadan dolayı oluşan anı sıçramalar nedeni ile, bu değerin %20 si kadar daha büyük seçilir ( $V_{CE} = 1.2 * 2E$ ).

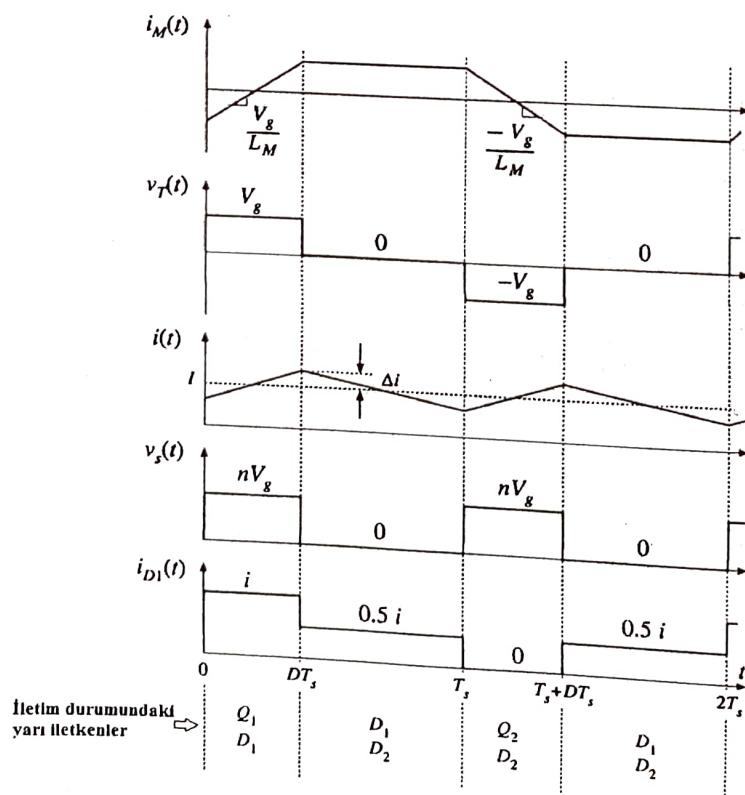
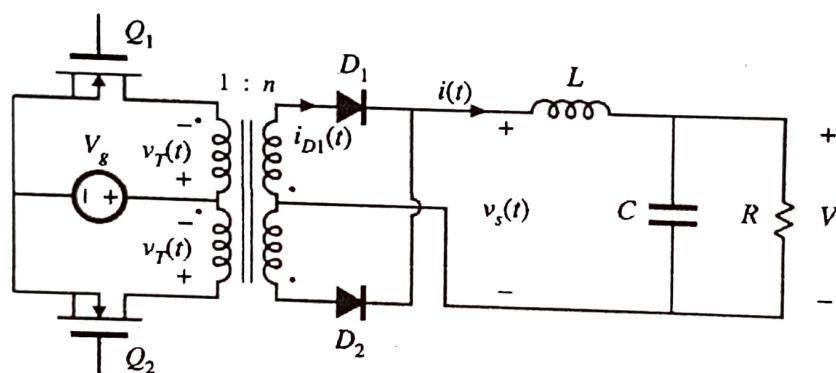
**NOT 2:** Her iki primer sargasındaki akı miktarı aynı olmaz ise, her bir anahtarlama periyodunda, bir doğru akım akı değeri (dc flux), mevcut akı üzerine eklenir. Bu durum ise çekirdeğin kısa zamanda, manyetik doyuma ulaşmasına neden olur. Bu manyetik dengesizlik, anahtarlarda farklı  $T_{on}$  sürelerine neden olabilir. Bu nedenle, kapı tetikleme devresinde özenli bir çalışma gerektirir. Anahtarlama elemanları, ON durumunda, pozitif ısı katsayısı özelliğine sahip olmalıdır (PTC). Transformatör nüvesine hava aralığı eklemek ve akımların tepe değerlerini kontrol eden bir algoritma kullanarak  $T_{on}$  süresinin değerini belirlemek, çözüm olarak önerilen yaklaşımlardır. Sonuç olarak, her iki anahtarın akımlarının tepe değerlerinin aynı yapıldığı  $T_{on}$  süresinin, kontrol algoritması tarafından takip ve kontrol edilmesi şarttır.



**Şekil 4.9.** Push-Pull devresinden anahtar akım tepe değerlerinin farklı olması durumu

Manyetik alan yoğunluğundaki ( $H$ ) küçük değer artışı; 'manyetik endüktansda küçük bir azalmaya neden olur. Bu azalmanın neden olduğu mıknatışlanma akımındaki anlamlı bir artış ise, primer devredeki anahtarlarla ve transformatöre ciddi zarar verir.

**KISA BİR ÖZET**



**problem**

push-Pull çeviricinin çıkış gerilimi;  $V_{yük} = 24$  V, yük direnci;  $R=0.8$  ohm, transistörlerin ve diyodların gerilim düşümleri ise sırası ile;  $\Delta V_{CE} = 1.2$  V ve  $\Delta V_D = 0.7$  V ve transformatörün çevreme oranı;  $n=4$  olarak verilmiştir. Buna göre;

- Giriş akımı ortalamasını
- Transformatörün verimini ( $\eta$ )
- Transistörün ortalama akım değerini
- Transistör akımının tepe değerini
- Transistör akımının etkin değerini
- $V_{CE}$  (transistör açık devre gerilimini)

Tüm işlemlerde transformatörü kayıpsız kabul ediniz. Yük akımındaki dalgalılığı ihmal ediniz.  $D=0.5$  alınız.

**Çözüm**

a)  $I_{yük} = V_{yük} / R = 24 / 0.8 = 30A$

Yük tarafından çekilen güç:

$$P_{yük} = V_{yük} * I_{yük} = 24 * 30 = 720W$$

Sekonder gerilimi:

$$V_s = V_{yük} + \Delta V_D = 24 + 0.7 = 24.7V$$

Primer gerilimi:

$$V_p = nV_s = 4 * 24.7 = 98.8V$$

DC besleme gerilimi:

$$E = V_p + \Delta V_{CE} = 98.8 + 1.2 = 100V$$

Giriş gücü ( T boyunca):

$$P_{giriş} = E * I_p = \Delta V_{CE} * I_{CE\_ort} + \Delta V_{CE} * I_{CE\_ort} + \Delta V_D * I_{D1\_ort} + \Delta V_D * I_{D2\_ort} + P_{yük}$$

$$I_{CE\_ort} = I_p / 2 \quad (\text{devre şemasına bakınız})$$

$$I_{D1\_ort} = I_{D2\_ort} = I_{yük} / 2 \quad (\text{devre şemasına bakınız})$$

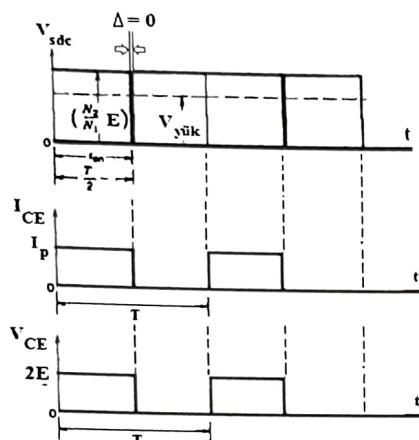
$$P_{giriş} = 100 * I_p = 1.2 * I_p / 2 + 1.2 * I_p / 2 + 0.7 * 30 / 2 + 0.7 * 30 / 2 + 720$$

$$I_p = 7.32A \quad \text{elde edilir.}$$

b)  $\eta = \frac{P_{yük}}{P_{giriş}} = \frac{720}{E * I_{giriş}} = \frac{720}{100 * 7.5} = \%96$

c)  $I_{CE\_ort} = I_p / 2 = 7.5 / 2 = 3.75A$

d)  $I_p = I_{giriş} = 7.5A$



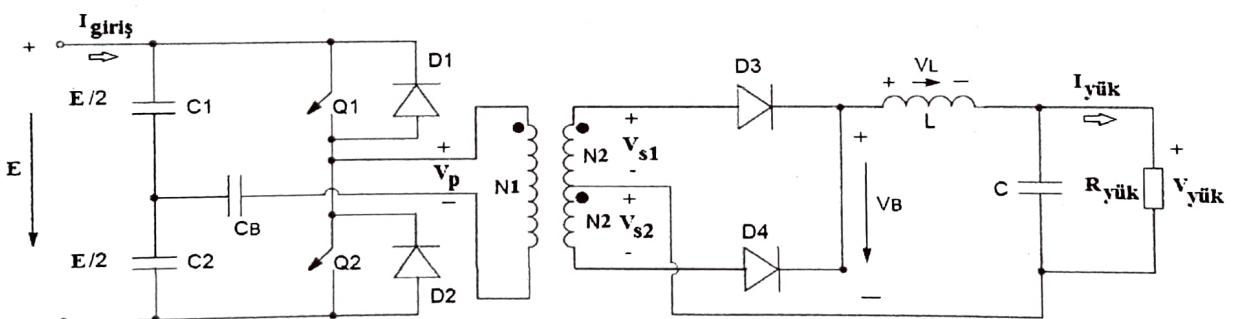
Tüm çizimler % 50 doluluk oranı için çizilmiştir ( $D=0.5$ )

e) Yukarıda verilen transistör akım değişiminden;

$$I_{CE\_etkin} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} D * I_p * dt} = \sqrt{D} I_p = \sqrt{0.5} * 7.5 = 5.3A$$

f)  $V_{CE} = 2V_p = 2 * 100 = 200V$

## 5.2. YARIM KÖPRÜ ÇEVİRİCİ

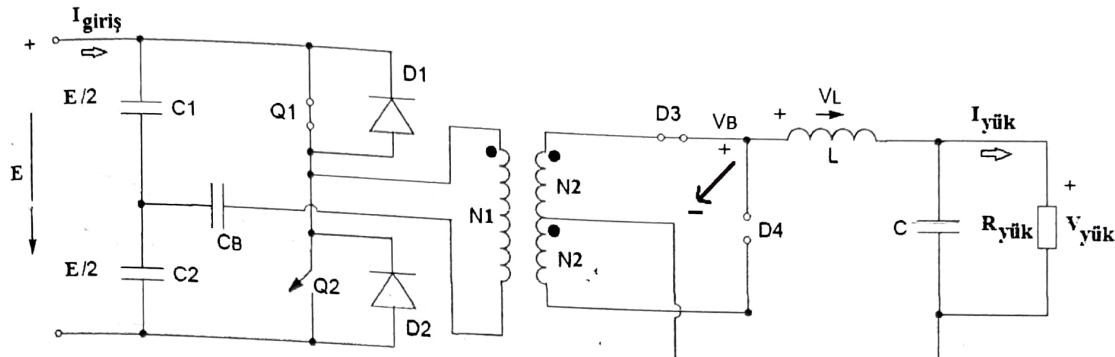


Şekil 4.10. Yarım köprü çevirici

Şekil 4.10'da verilen yarım köprü çevirici devresinde, giriş gerilimi, C1 ve C2 kapasiteleri (şekilde görülmese de, bunlara paralel bağlı yüksek değerli dirençler) yardımcı ile ikiye bölünmektedir. Devredeki anahtarların D doluluk oranı %50 den büyük olamaz. Her iki anahtarın da  $D*T$  süresi aynı olmalıdır. Bu devre, orta ölçekli güç uygulamalarında (200-400 W) tercih edilir. Sürekli hal çalışma koşulları altında, C1 ve C2 kapasitelerinin, giriş geriliminin yarısı ile ( $E/2$ ) dolu olduğu kabul edilecektir. Devrenin 4 farklı çalışma modu bulunmaktadır: 1) Q1 iletimde Q2 kesimde, 2) Q1 ve Q2 kesimde, 3) Q1 kesimde Q2 iletimde, 4) Q1 ve Q2 tekrar kesimde. Q1 ve Q2 anahtarları transformatörün primer sargasında AA kare dalga oluşturacak şekilde anahtarlanırlar. Bu AA kare dalga, trafo tarafından düşürülerek ya da yükseltilerek sekonder tarafa aktarılır ve burada diyonlar üzerinden doğrultularak filtre üzerinden, çıkışta, ayarlanmış doğru gerilim olarak elde edilir. Eğer Q1 ve Q2' nin açık devre yapıldığı (mod 2 ve

mod 4)  $\Delta$  zaman aralığı olmaz ise, her iki anahtarında aynı anda devrede olması durumunda primer devrede ciddi kısa devre oluşur ve devre zarar görür. Bu ihtiyale karşı primer devrede,  $C_B$  kondansatörü kullanılır ama (gerekli tedbirler alınmış ise) şart değildir.

### 1) Q1 kapalı Q2 açık



Şekil 4.11. Yarım köprü çevirici (Mod 1)

Bu modda, Q1 iletimde Q2 kesimdedir. D3 iletimde D4 kesimdedir. Primer sargı gerilimi  $E/2$  değerindedir. Primer sargı akımı artarak, primer sargı üzerinde enerji depolar. Bu enerji sekonder sargı, D3 diyodu ve filtre üzerinden yüze aktarılır. Sekonder sargı gerilimi;

$$V_{SL} = \frac{N_2}{N_1} (E/2) \quad (4.30)$$

olur. Filtre bobini gerilimi;

$$V_L = \frac{N_2}{N_1} (E/2) - V_{yük} \quad (4.31)$$

olacaktır. Filtre bobin akımının (aynı zamanda D3 diyot akımının) eğimi ise;

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{1}{L} \left[ \frac{N_2}{N_1} (E/2) - V_{yük} \right] \quad (4.32)$$

olacaktır. (4.32) ifadesi yardımı ile DT anındaki bobin akımı tepe değeri;

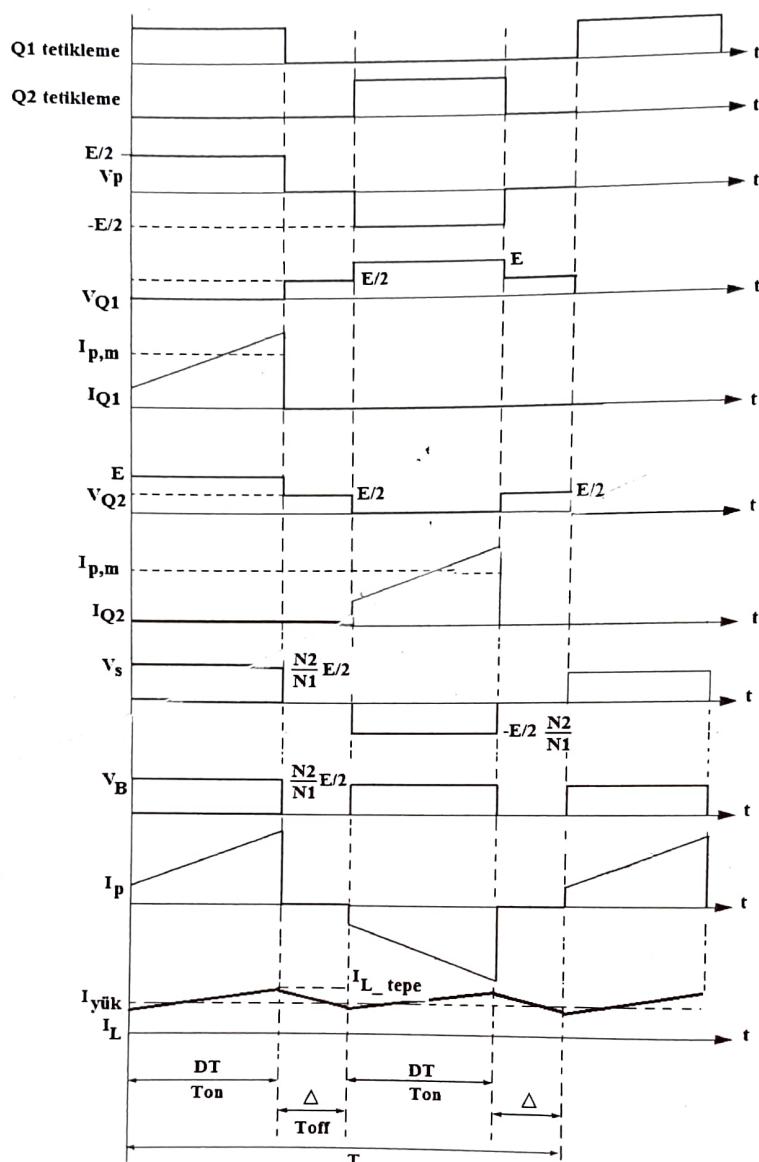
$$I_{L\_tepe} = I_L(0) + \frac{1}{L} \left[ \frac{N_2}{N_1} (E/2) - V_{yük} \right] DT \quad (4.33)$$

olacaktır. Bu mod içinde Q2 anahtarını zorlayan gerilim değeri ise;

$$V_{Q2\_off} = E \quad (4.34)$$

olacaktır. Bu zaman dilimi boyunca Q1 anahtarlarından, sekonder akımın primer devreye yansıyan karşılığı ile primer devresi mıknatışlanması akımı ( $I_m$ ) toplamı kadar akım akacaktır. Böyle düşünmemizin nedeni; daima, transformatörlerde, primer akım değerini yük (yani sekonder) akımının belirlemesidir.

**NOT:** Sekonderden akım akarsa, ideal trafonun  $L_m$  endüktansına paralel olarak konan (ideal) bobinden akım akar. Eğer sekonderden hiçbir akım akmıyor ise, ideal bobinden de akım akmaz ve ancak primer devreden ( $L_m$  nedeni ile), primer devreyi besleyen kaynak tarafından belirlenen  $i_m$  akımı akabilir.



Şekil 4.12. Yarım köprü çevirici akım ve gerilim değişimleri

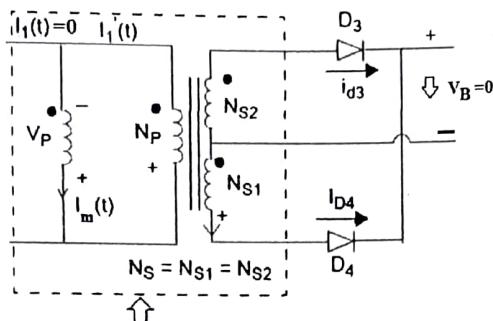
Şekil 5.11'de görülen  $C_B$  kondansatörünün değeri;

$$C_B = \frac{I_{\text{prim}} * T_{\text{on}}}{\Delta V} \quad (4.35)$$

İfadeleri kullanılarak hesaplanabilir. (4.35) ifadesindeki  $\Delta V$  değeri,  $C_B$  kondansatörü nedeni ile, primer devrede müsaade edilebilecek en yüksek gerilim düşümüdür.

## 2) Q1 ve Q2 açık

**NOT:** Şekil 4.11 ve Şekil 4.12'de, transformatörün mıknatışlanması akımı ve endüktansı gösterilmemiştir. Şekil 4.13'de, mıknatışlanması akımının aktığı endüktans ( $L_m$ ) görülmektedir.  $T_{\text{off}}$  süresi boyunca her iki anahtar da açıktır. Sekonder akımları D3 ve D4 diyotu üzerinden akacaktır (D4'e bağlı sekonder sargısının alt ucu pozitif olur). D3 ve D4 diyot akımları eşit olmalıdır. Ancak, gerçekle,  $I_m$  mıknatışlanması akım değeri sıfır olmadığından, D3 ve D4 diyot akımları eşit olmazlar.  $I_m$  akımı gerçekle her üç bobinden de akabilir (1 adet primer sargısı, 2 adet sekonder sargısı).



Transformator eşdeğer devresi

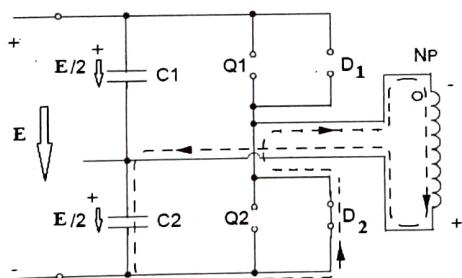
Şekil 4.13. Transformator mıknatışlanması akımının gösterimi

$\Delta$  zaman aralığında ( $2\Delta + 2DT = T \rightarrow \Delta + DT = 0.5T$ );

$$V_p = 0$$

$$V_B = 0 \text{ (D3 ve D4 iletimde olduğundan)}$$

olacaktır. Q1 anahtarı açıldığında, mıknatışlanması akımı (Bkz.Şekil 4.13.a), sekonder taraftaki D4 diyodunun iletme girmesine yol açacaktır (hem D3 hem de D4 diyodu iletimde olduğundan,  $V_B$  (dc) gerilimi bu zaman diliminde sıfır olacaktır. Bu nedenle de, bobin uçlarına yük gerilimi gelecektir). Bunun sonunda, o anda sekonder devreden akan akım değeri her iki diyota (yaklaşık) eşit olarak bölünecektir. Aşağıda, Şekil 4.13'de,  $I_m$  akımının D3 ve D4 diyotlarına dağılımı eşitlikler olarak gösterilmiştir:



Şekil 4.13.a. Q1 açıldığında mıknatışlanması akımının yolu

$$I_1 = 0$$

$$i_{D3}(t) = 0.5i_L(t) - (0.5 * (N_2 / N_1)) * I_m(t)$$

$$i_{D4}(t) = 0.5i_L(t) + (0.5 * (N_2 / N_1)) * I_m(t)$$

$$i_m(t) \ll i_L(t) \text{ için, } I_{D3} = I_{D4} = 0.5i_L(t) \quad (4.36)$$

Bu zaman aralığında, filtre bobin gerilimi ters yöne dönecektir (Lenz yasası gereğince, azalan L akımını sabit tutmak için, L bobini uçlarındaki gerilim terse döner). Filtre akımı ise tepe değerden itibaren azalmaya başlayacaktır.

Bu zaman diliminde bobinin sol tarafının gerilimi sıfır volt olduğundan, filtre bobin akımı;

$$V_L = L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_{\text{yük}} \quad (4.37)$$

olacaktır. Bobin akımının eğimi;

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{V_{\text{yük}}}{L} \quad (4.38)$$

olacaktır. Buna göre  $\Delta$  zaman aralığında bobin akımı;

$$i_L(t) = -\frac{V_{\text{yük}}}{L} t + A_1 \quad (4.39)$$

olacaktır.  $\Delta$  aralığında, bobin akımının başlangıç değeri,  $T_{\text{on}}$  süresi sonundaki bobin akımının tepe değerine eşit olduğundan (Şekil 4.12'de en alt eğri);

$$i_L(0) = -\frac{V_{\text{yük}}}{L} 0 + A_1 = I_{L\_tepe} \quad (4.40)$$

$$i_L(t) = -\frac{V_{\text{yük}}}{L} t + I_{L\_tepe} \quad (4.41)$$

elde edilir.  $T_{\text{on}}$  süresi içinde, L bobin akımı (4.32) eşitliğinden;

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \left[ \frac{N_2}{N_1} (E/2) - V_{\text{yük}} \right] t + A_2 \quad (4.42)$$

yazılabilir.  $t=0$  anında  $i_L(0) = I_{L\_min}$  olduğundan hareketle;

$$A_2 = I_{L\_min} \quad (4.43)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \left[ \frac{N_2}{N_1} (E/2) - V_{\text{yük}} \right] t + I_{L\_min} \quad (4.44)$$

elde edilir. (4.33) eşitliğinden;

$$I_{L\_tepe} = I_{L\_min} + \frac{1}{L} \left[ \frac{N_2}{N_1} (E/2) - V_{\text{yük}} \right] DT \quad (4.45)$$

olduğu hatırlanarak, bobin akımının (aynı zamanda yük akımının) ortalama değeri,  $I_{L\_tepe}$  ve  $I_{L\_min}$  cinsinden;

$$DT * I_{\text{yük}} = DT \frac{V_{\text{yük}}}{R_{\text{yük}}} = 0.5 * (I_{L\_tepe} + I_{L\_min}) DT \quad (4.46)$$

$$\frac{V_{\text{yük}}}{R_{\text{yük}}} = 0.5 * (I_{L\_tepe} + I_{L\_min}) \quad (4.47)$$

elde edilir. (4.45) ve (4.47) eşitliklerinden,  $I_{L\_tepe}$  ve  $I_{L\_min}$  değerleri, yük gerilimi cinsinden;

$$I_{L\_min} = V_{\text{yük}} \left( \frac{1}{R_{\text{yük}}} - \frac{D}{2fL} \right) - \frac{DE * N_2}{4fL * N_1} \quad (4.48)$$

$$I_{L\_tepe} = V_{\text{yük}} \left( \frac{1}{R_{\text{yük}}} - \frac{3D}{2f * L} \right) + \frac{D * E * N_2}{4f * L * N_1} \quad (4.49)$$

olarak elde edilir. Bu zaman diliminde, anahtarları zorlayan gerilim tepe değeri;

$$V_{Q1\_off} = E$$

$$V_{Q2\_off} = E$$

olacaktır.

### 3) Q1 açık Q2 kapalı

Bu modda, Q2 ve D4 iletimde, Q1 ve D3 kesimdedir. Primer gerilimi  $-E/2$  olur. **Yük gerilimi**, filtre bobin akımının anahtarlama periyodu üzerine zaman entegrali alınarak elde edilir:

$$V_{yük} = 2 * \left[ \int_0^{DT} \left( \frac{N2}{N1} (E/2) - V_{yük} \right) dt + \frac{0.5T}{DT} - V_{yük} \right] \quad (4.50)$$

$$V_{yük} = \frac{N2}{N1} ED \quad (4.51)$$

elde edilir. Çıkış gücü;

$$P_{yük} = V_{yük} I_L = \eta P_{giriş} = \eta \frac{DEI_p}{2} \quad (4.52)$$

olur. Q1 anahtarını zorlayan gerilim tepe değeri;

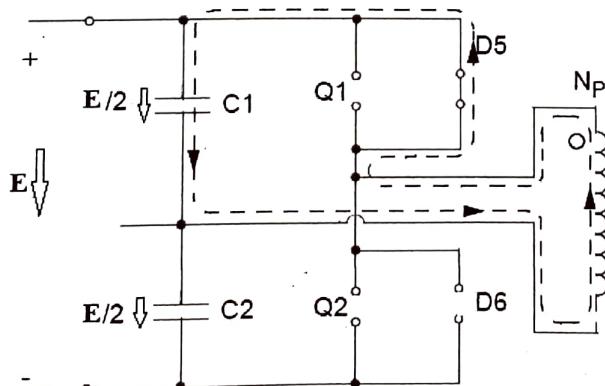
$$V_{Q1\_off} = E$$

olacaktır. Yük akımı dalgalılık (ripple) değeri;

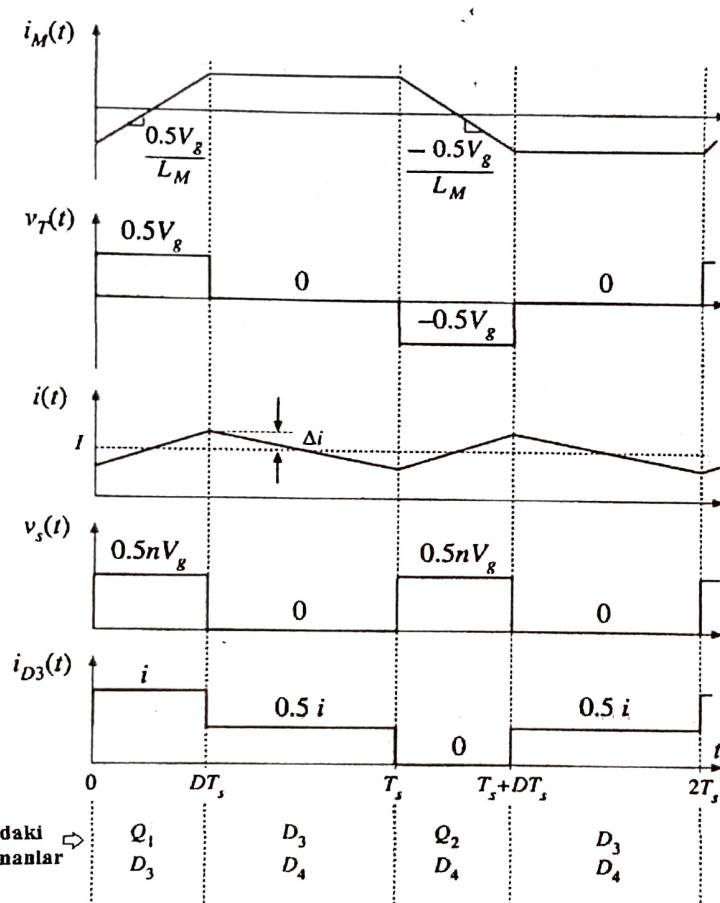
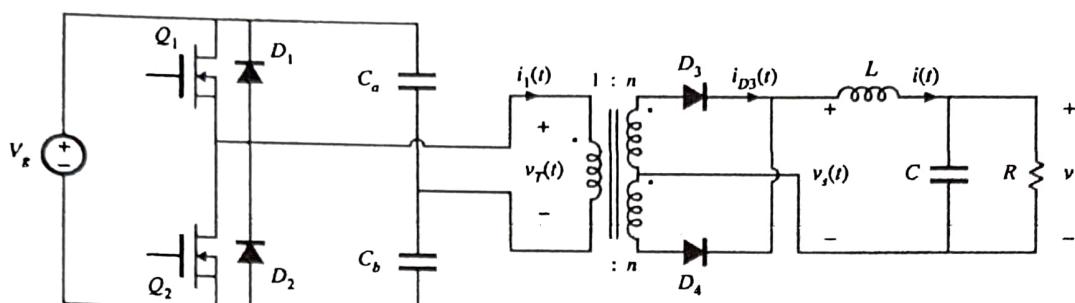
$$\Delta I_{yük} = \frac{\frac{N2}{N1}(E/2) - V_{yük}}{L} T_{on}$$

### 4) Q1 ve Q2 açık

Bu mod, mod 2 ile aynı olduğundan burada ayrıca açıklanmayacaktır.

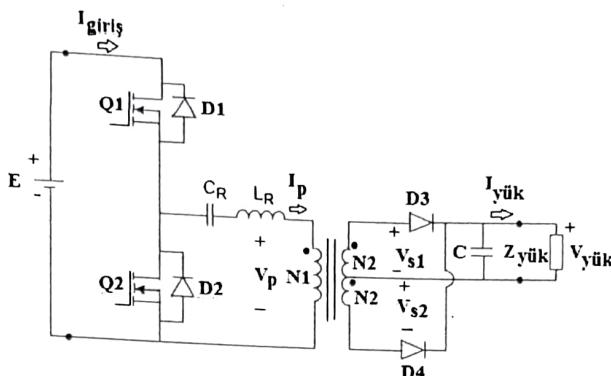


Şekil 4.13.b. Q2 açıkken mıknatışlanma akımının yolu

KISA BİR ÖZET**Forward (ileri) çevirici ile yarım köprü çeviricinin karşılaştırılması:**

Yarım köprüde, anahtar üzerindeki gerilim baskısı, giriş gerilimine eşit olup, değeri forward devresindeki gerilim zorlanmasıının yarısı kadardır. Bu nedenle aynı yarıiletken elemanlara ve manyetik çekirdeklerle sahip yarım köprü dönüştürücü, ileri dönüştürücünün 2 katı kadar güç aktarabilir. Yarım köprü daha karmaşık olduğundan, 200W'ın altındaki uygulamalarda, flyback ya da forward dönüştürücüler tercih edilir. 400 W üzerinde ise, primer ve anahtar akımları çok yükseleceğinden, yarım köprü uygun bir tercih olmaz. Yarım köprüde, Q1 anahtarının alt ucu (emitter) toprak potansiyeline olmadığından (bu noktada yüksek seviyeli AA gerilimi vardır), kapı devresi, darbe生成örü veya diğer kulpaj elemanları kullanılarak topraktan yalıtılmalıdır.

## 5.1. SERİ ve PARALEL REZONANSLI ÇEVİRİCİ DEVRELERİ



Şekil 5.1. Seri rezonanslı çevirici devre şeması

Elektronik devre kartlarında, çoğunlukla, manyetik devre ve metal soğutucular, devre hacminin yaklaşık %80 ini işgal ederler. Birim hacimde maksimum güç taşınması için yüksek frekansta anahtarlama ve yüksek verimlilik şartı gerekmektedir. Fakat bu iki yöntem genellikle bir arada olmaz. Yüksek frekans (100 kHz) pasif elemanların boyutlarını (dolayısı ile devrenin maliyetini) azaltır, fakat yüksek anahtarlama frekansı ise, anahtarların üzerindeki kayıpları artırır (verimlilik düşer). Yüksek hızda anahtarlama, devredeki parasitik bileşenlerin ürettiği gürültüyü arttırmır. Yüksek anahtarlama, devredeki diyonlar üzerindeki osilasyonları arttırmır.

Yukarıda bahsi geçen her iki alanda da performansı artırmak için çeşitli yaklaşımlar geliştirilmiştir. Manyetik devrelerin sınırlarını manyetik kayıplar çizer. Bu nedenle, manyetik devrenin daha kaliteli malzemeden yapılması gereklidir. Bu çözüm, manyetik malzemenin boyutunu azaltacaktır. Kaliteli anahtarların kullanımı, Schottky diyonlarının tercih edilmesi, anahtarlama kayıplarının azaltılması açısından oldukça önemlidir.

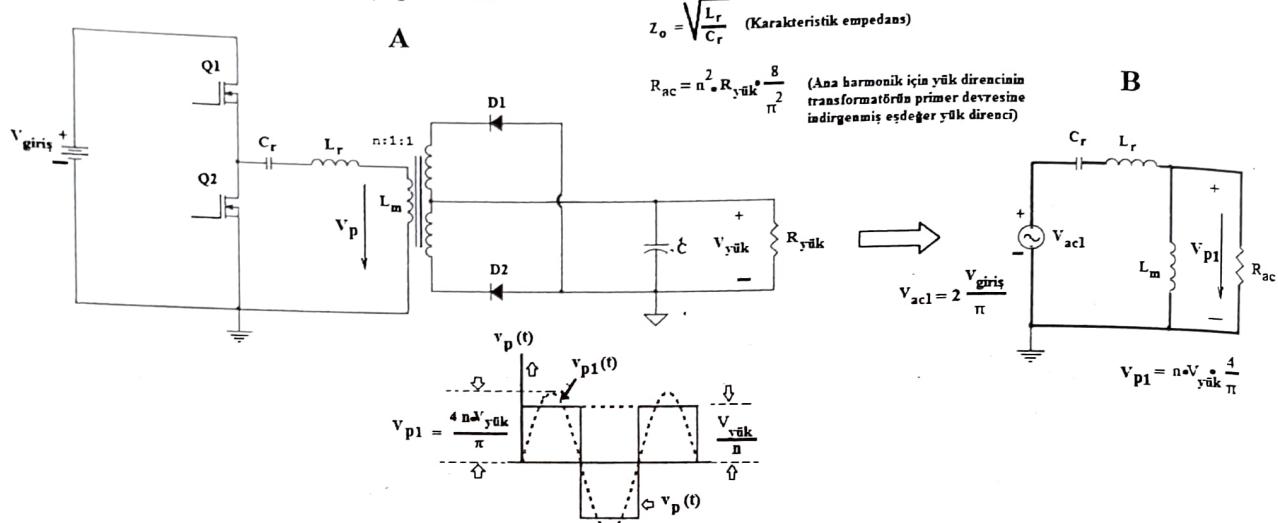
Anahtarlama kayıplarını azaltmak için kullanılan rezonans teknikleri çeşitli topolojilere uygulanmaktadır. Bunlardan birkaçı, seri rezonans, paralel rezonans ve **LLC rezonans devreleri**dir. İlk iki devrenin, geniş besleme gerilim aralığı ve çıkış (yük) gerilim aralığında kullanılması zordur. LLC rezonans devreleri ise geniş bir giriş gerilim aralığındır, hem anahtarlama kayıplarını azaltır, hem de yüksek çıkış geriliminde, devredeki (boşa giden) sirkülasyon enerjisini minimize eder. Anahtarın kapatılması sırasında kayıplar ise (ZCS-iletime sokma- ve ZVS-kesime gönderme- teknikleri ile) azaltılır.

Şekil 5.1'de verilen seri rezonans devresinde, rezonans tank elemanları olan  $C_R$  ve  $L_R$ , transformatörün primer sargasına seri olarak bağlıdır. Rezonans tank eleman değerleri, primer devre akımının sinüs formunda olmasını sağlayacak şekilde seçilirler. Giriş gerilimi frekansı (anahtarlama frekansı) değiştirildikçe, tank devresinin empedansı da değişecektir. Rezonans frekansında, tüm giriş gerilimi çıkışa yansıyacaktır. Tank devresinin empedansı, gerilim bölgüsü devrenin bir parçasıdır. Devrede maksimum kazanç, rezonans frekansında oluşur. Eğer, primer devredeki anahtarların içinden (yüksek frekansta) sinüzoidal bir akım geçerse, iletim süresince, anahtarlar üzerinde, daha az kayıp güç oluşacaktır. Mosfet elemanın anahtarlanması, ZVS yöntemi (ki; anahtar iletimdeyken kesime gönderme yöntemidir), ZCS yöntemine (ki; anahtar kesimdeyken anahtarları iletme sokma yöntemidir) göre tercih edilir. Bu nedenle, seri rezonans devresinde, anahtarlama frekansı ( $f_s$ -yani PWM frekansı), tank devresinin rezonans frekansından ( $f_r$ ) daha büyük seçilir ( $f_s/f_r > 1$ ). Seri rezonans devresinde, rezonans frekansında,  $V_{giriş}$  gerilimi, transformatörün primer sargı uçlarına (dolayısı ile yükle) uygulanacağından, maksimum kazanç daima rezonans frekansında olacaktır (Şekil 5.2). Rezonans frekansının altında veya üstündeki freksnlarda, primer devredeki  $X_C$  ve  $X_L$  değeri birbirini yok

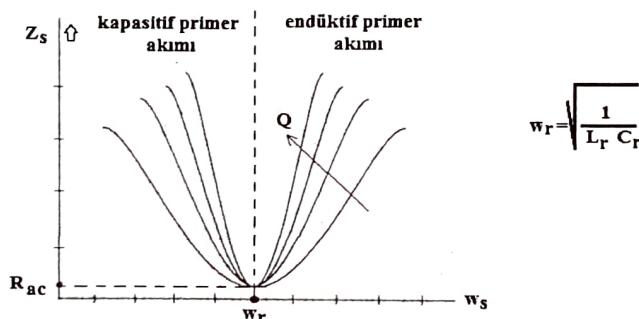
**edemediği için**, primer devre gerilim bölücü gibi davranacağından, devrenin DA gerilim kazancı, daima 1'in altında olacaktır. Seri rezonans devresinde, tank devresi rezonans frekansı aşağıdaki gibi olacaktır:

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r}) \text{ Hz}$$

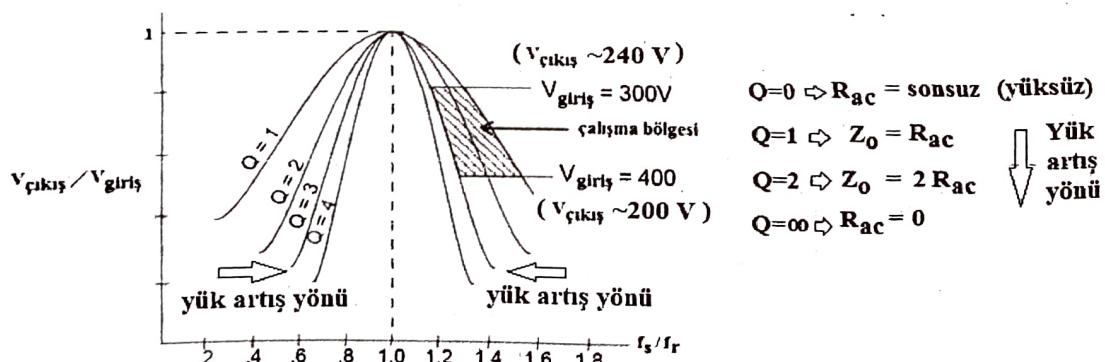
NOT: "B" devresi, "A" devresinin transformatörün primer tarafından bakıldığından görülen ana harmonik eşdeğer devresidir



Şekil 5.1.1. Yarım köprü seri LC rezonans devresi ve ilgili parametre gösterimleri.



Şekil 5.1.2. Seri rezonans devresinin empedans/frekans karakteristiği (Şekil 6.1.1. "B" devresine bakınız)

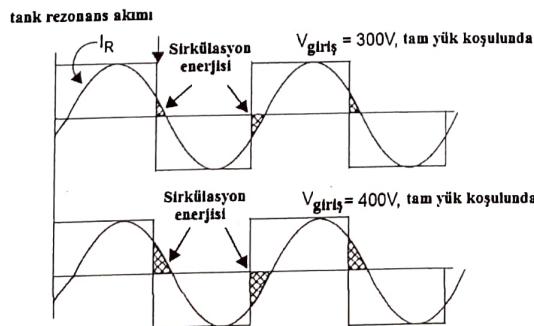


Şekil 5.2. Seri rezonanslı çeviriçi devresinde, çeşitli yüklenme koşullarında, gerilim oranının frekans orana göre değişimi ( $Q = Z_0/R_{ac}$ ) ( $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$ ).

**Not:** Yük kısa devre olursa, yük akımı artar,  $f_s$  değeri arttırılarak  $v_{cikis}$  gerilimi düşürülebilir ve yük akımı sınırlanır.

DA gerilim kazanç eğrisinde, eğimin pozitif olduğu bölge (Şekil 5.2'de,  $f_s/f_r=1$  noktasının sol tarafı) **ZCS** (sıfır akımda anahtarlama) **bölgESİDİR**. Bu bölge diğer bir ifade ile, anahtarlama frekansının rezonans frekansından daha küçük olduğu bölgedir (**NOT**:  $f_s/f_r < 1$  için, anahtarın iletme geçişi sonlu bir akım ve sonlu bir gerilim altında olmaktadır). Bu nedenle ZCS yöntemi ile anahtarlama kayıplarının azaltılması gereklidir. Anahtarların kesime geçişi ise sıfır akım ve sıfır gerilimde meydana gelir). DA gerilim kazanç eğrisinde, eğimin negatif olduğu bölge (Şekil 5.2'de,  $f_s/f_r=1$  noktasının sağ tarafı) **ZVS** (sıfır gerilimde anahtarlama) **bölgESİDİR**. Bu bölge diğer bir ifade ile, anahtarlama frekansının rezonans frekansından daha büyük olduğu bölgedir (**NOT**:  $f_s/f_r > 1$  için, anahtarlar sıfır akım ve gerilimde iletme başlarlar. Anahtar kesime giderken neredeyse bobin akımı en büyük değerindedir. Bu nedenle anahtar uçları arasına paralel kapasite konarak (paralel kapasite, gerilim zıplamasına karşı kapasitif akım üretir ve bu akım ise endüktif akımı kompanze eder), anahtarlama kayıplarını azaltmak için, ZVS yöntemi ile anahtar kesime yollanır). ZVS bölgesinde, karakteristiği gereği MOSFET daha verimli bir anahtarlama elemanıdır. Şekil 5.2'de operasyon bölgesi olarak  $f_r$  (rezonans frekans) değerinin sağ tarafı tercih edilmiştir. Bunun nedeni, bu tür çeviriçi için ZVS nin tercih edilmesidir.  $f_r$  (rezonans frekans) değerinin altındaki frekans değerlerinde çeviriçi ZCS şartlarında çalıştırılır. Kural olarak, DA kazanç eğrisi negatif eğimli olduğu aralıkta, çeviriçi, ZVS koşullarında çalıştırılır. Eğer kazanç eğrisi pozitif eğimli ise, çeviriçi, ZCS şartlarında çalıştırılır. MOSFET için iç yapısı gereği, ZVS bölgesinde çalıştırılması tercih edilir. Şekil 5.2'de verilen değişime bakıldığından, çalışma bölgesinde, hafif yük koşulunda, çıkış gerilimini ayarlamaya devam edebilmek için,  $f_s$  anahtarlama frekansının çok yüksek değere çıkartılması gerektiği görülür. Bu durum ise seri rezonans devresi için büyük bir problemdir. Hafif yük koşullarında, çıkış gerilimini ayarlamak için, ekstra kontrol metodlarının kullanılması gereklidir.

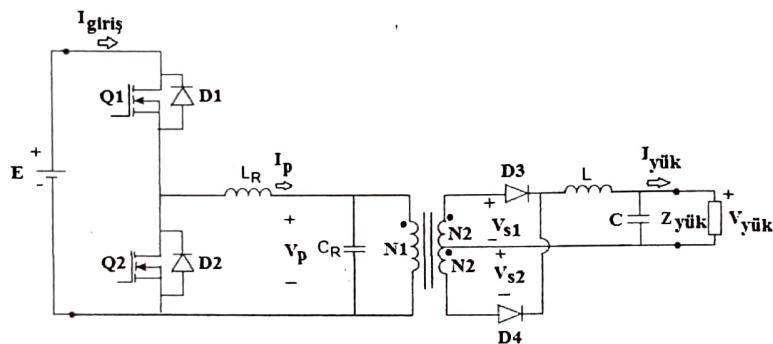
Şekil 5.2'de gösterildiği gibi, düşük giriş gerilim değerinde, çeviriçinin çalışma frekansı, rezonans frekansına yaklaşır. Giriş gerilim seviyesi arttıkça,  $f_s/f_r$  oranı da artmaya başlayacaktır. Bu durumda da, rezonans devresi içinde dolaşan sirkülasyon akımı değeri (dolayısı ile sirkülasyon enerjisi, dolayısı ile anahtarlama elemanlarında boş harcanan enerji) artmaya başlayacaktır (halbuki bu enerjinin yükle aktarılması gerekmektedir). Şekil 5.3'de bu durum gösterilmektedir. Sonuç olarak, seri rezonans devresi, geniş kullanıcı kesimine hitap edebilecek çeviriçi devresi değildir. Daha dar sınırlar için tasarlandığında verimli olarak çalışabilir. Bu çeviriçiler için; 1) düşük yükte çalışma, 2) yüksek sirkülasyon enerjisi, 3) yüksek giriş gerilim değerlerinde anahtarların (mosfet) kapatılma sorunları, ana problemler olarak sayılabilir.



**Şekil 5.3. Seri rezonans çeviriçilerde tam yük durumunda, değişik giriş gerilimlerinde, tank içindeki sirkülasyon enerjisinin değişimi.**

Şekil 5.2'de görüldüğü gibi, giriş gerilimi 300 V olduğunda, çeviriçi rezonans frekansına yakın çalışırken, giriş gerilim arttırıldığında (400 V), rezonans frekansından uzaklaşıldığı için, tank devresi empedansı artacaktır. Bu durumda, primer devrede daha çok sirkülasyon enerjisi harcanacak ve devre verimsiz çalışmaya dönecektir. Görüldüğü gibi bu tür çeviriçide, 300V giriş geriliminde, 400V giriş

gerilimine göre, sirkülasyon enerjisi çok daha az olmaktadır. Sirkülasyon enerjisi demek, her bir anahtarlama periyodunda, girişe enerji yollamak demektir. Halbuki çeviricinin amacı, enerjiyi girişe değil çıkışa yollamaktır. Düşük sirkülasyon enerjisi, daha yüksek bir verime karşı gelmektedir. Anahtarlama elemanı olarak MOSFET düşünüldüğünde, 300 V giriş geriliminde (turn off) kapatılma akımı daha düşük olacağı için, kayıplar daha düşük olacaktır (400 V giriş geriliminde, turn off akımı daha yüksek olacaktır). MOSFET için, 300 V giriş gerilimindeki "turn off" akımı, 400V giriş gerilimine karşı gelen değere göre çok daha düşük olacaktır. Seri rezonans devresinde, düşük yüklerdeki verim, tam yükteki verimden yüksektir. Anahtarlama frekansı, rezonans frekansından farklı ise, çıkış (yük) kısa devre olduğunda, çalışma sürdürülebilir. Eğer çıkış kısa devre ve anahtarlama frekansı rezonans frekansı ise primer devreden aşırı akım akar ve anahtarlar zarar görür. Seri rezonans devresinde asıl problemler; hafif yük (yüksek akım) koşulunda çalışılması, yüksek sirkülasyon enerjisi ve yüksek giriş gerilim değerlerindeki turn off akım problemdir. **Seri rezonans devresi, (yük uçlarındaki) yüksek gerilim-düşük akım uygulamalarında tercih edilir.**



Şekil 5.4. Paralel rezonanslı çeviriçi devre şeması

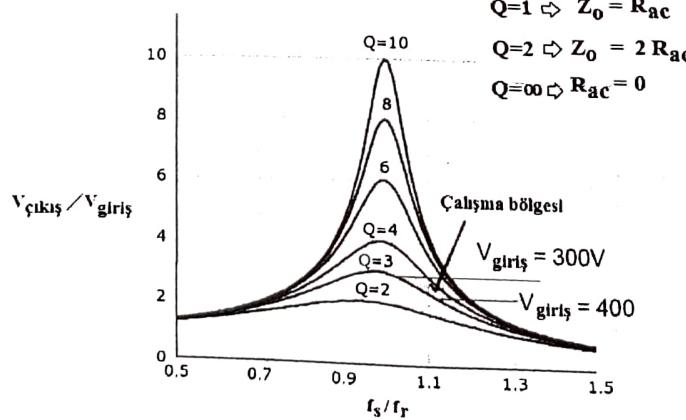
**Paralel rezonans devresinde**  $C_R$  kapasitesi, transformatörün primer sargasına paralel olarak bağlanır.  $C_R$  kapasitesini kompanze ederek, yükün, primer devreye olduğu gibi yansımmasını sağlamak için, sekonder tarafa L (filtre) endüktansı bağlanır. Seri rezonans devresinde olduğu gibi, anahtarlama frekansı ( $f_s$ ), rezonans frekansından ( $f_r$ ) daha büyük seçilir. Seri rezonans devresi ile karşılaşıldığında, (Şekil 5.5'de görüldüğü üzere) paralel rezonans devresinde çalışma bölgesi düşük yüklerde çok daha dardır. Yükün primer devreye etkisi önemsizdir (zira yük, trafo girişine paralel olarak irca edilir nedenle anahtarlama kayıpları giriş gerilimine karşı duyarlıdır (seri den farkı). **Rezonans durumunda**, çıkış gerilimi yükün bir fonksiyonudur (primer sekondere irca edildiğinde etkisi çok düşük olur).

$$Q=0 \Leftrightarrow R_{ac} = \text{sonsuz}$$

$$Q=1 \Leftrightarrow Z_0 = R_{ac}$$

$$Q=2 \Leftrightarrow Z_0 = 2 R_{ac}$$

$$Q=\infty \Leftrightarrow R_{ac} = 0$$

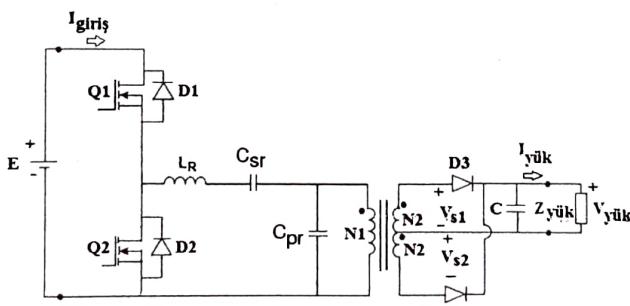


Şekil 5.5. Paralel rezonanslı çeviriçi devresinde, çeşitli yüklenme koşullarında, gerilim oranının frekans oranına göre değişimi.

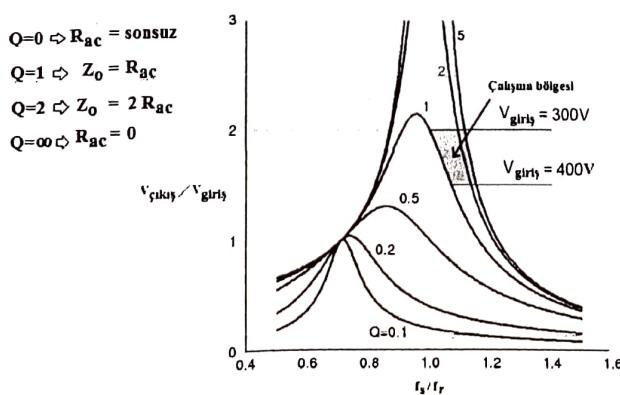
Paralel rezonans çeviricilerde, yük, rezonans kapasitesine ( $C_r$ ) paralel olarak bağlı olduğundan, hatta yüksüz durumdayken bile, giriş tarafından devreye bakıldığından, çok küçük empedans görülecektir. Bunun sonucunda, çok yüksek bir sirkülasyon enerjisi giriş devresinde dolaşacaktır. Şekil 5.5'de görüldüğü gibi, rezonans frekansının sağ tarafında DA gerilim kazanç eğrisi negatif olduğundan, bu bölge ZVS bölgESİdir. Paralel rezonans devresinde, düşük yüklerdeki verim, tam yükteki verimden düşüktür. Yukarıda anlatılan gerçekler ışığında, paralel rezonans devresi, geniş kullanıcı kesimine hitap edebilecek çeviriçi devresi değildir. Paralel rezonans devresi, giriş gerilim aralığının %15 e kadar dar olduğu, (yük uçlarındaki) yüksek akım-düşük gerilim uygulamalarında tercih edilir. Yük uçlarındaki kısa devreye dayanıklıdır. Paralel rezonans devreleri, yükün kısa devre olması durumunda (çıkıştaki L nedeni ile) kendini koruyabilir. Yük açık devreyken, anahtarlama frekansı rezonans frekansına yakın ise, çeviriçi zarar görür. Bu çeviriçiler için; 1) yüksek sirkülasyon enerjisi (paralel rezonans çeviricilerde de Şekil 6.3 geçerlidir), 2) yüksek giriş gerilim değerlerinde, anahtar kapama akımları, ana problemleri olarak sayılabilir. Paralel rezonans devresinde, rezonans frekansı aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \text{ Hz} \quad (5.2)$$

Şekil 5.6'da verilen **seri-paralel rezonans** çeviriçi devresinde ise, rezonans tankında, üç adet devre bileşeni bulunmaktadır:  $L_R$ ,  $C_{SR}$ ,  $C_{PR}$ . Bu devrenin karakteristikleri, seri ve paralel rezonans devre karakteristiklerine göre daha iyidir. Eşdeğer devre açısından bakıldığından yük,  $L_R$  ve  $C_{SR}$ 'ye seri, fakat  $C_{PR}$ 'ye paralel olarak bağlanmış kabul edilebilir. Bu devrenin, paralel rezonans devresine göre sirkülasyon enerjisi daha düşüktür.  $C_{PR}$ , yüksüz durumda, devrenin çıkış gerilimini ayarlaması açısından önem arz eder. Yük değişimine karşı duyarlılık, diğer iki devre göre daha azdır. Bu devre de, diğer ikisi gibi, geniş giriş gerilim aralığında çalıştırıldığında (özellikle yüksek giriş gerilim değerlerinde), iletim ve anahtarlama kayıplarının artması kaçınılmazdır. Bu açıdan bakıldığından, her üç topoloji de avantaj sağlamamaktadır.



Şekil 5.6. Seri-Paralel rezonans çeviriçi devresi



Şekil 5.7. Seri-Paralel rezonanslı çeviriçi devresinde, çeşitli yüklenme koşullarında, gerilim oranının frekans oranına göre değişimi.

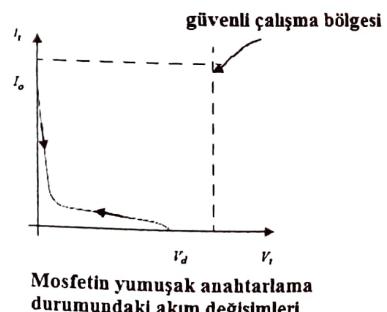
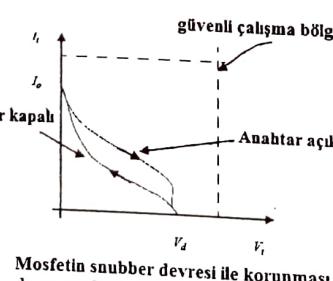
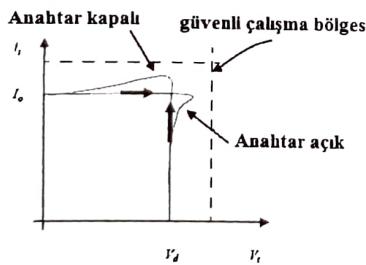
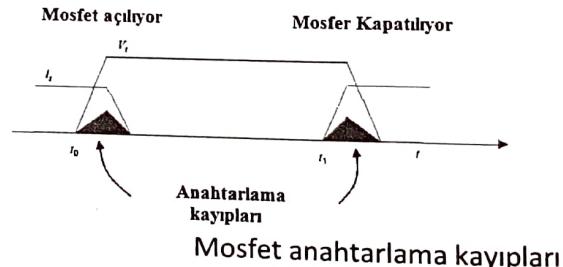
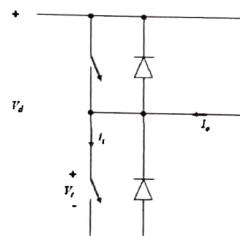
Şekil 5.6'da verilen seri-paralel rezonans çevirici devresinde iki farklı rezonans frekansı vardır:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \text{ Hz} \quad (5.3)$$

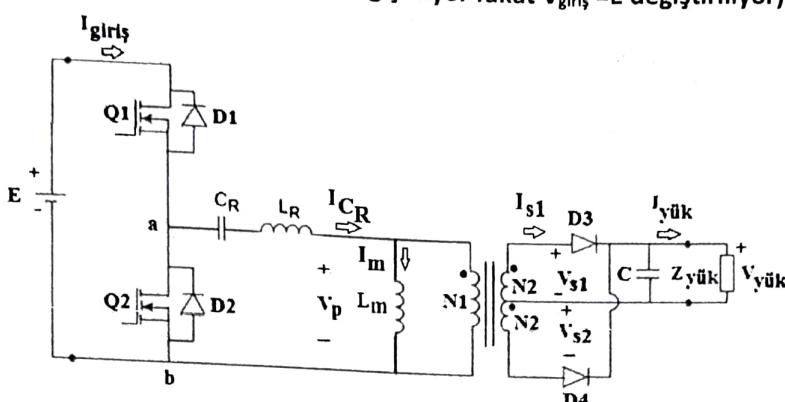
$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(\frac{C_{sr} * C_{pr}}{C_{sr} + C_{pr}}\right)L_r}} \text{ Hz} \quad (5.4)$$

Bu çeviricinin (5.3) ve (5.4) eşitlikleri ile verilen frekans değerlerinden, yüksek olan frekansın anahtarlama frekansı olarak seçilmesi, daha verimli bir sonuç üretir. Şekil 5.7'de, seri-paralel rezonans çevirici devresi için, çeşitli yüklenme durumlarında, çeşitli çıkış/giriş gerilim oranlarında, anahtarlama frekansının rezonans frekans oranına göre değişimi gösterilmiştir. Şekil 5.7'de görüldüğü gibi, giriş gerilimi 300 V olduğunda, çevirici rezonans frekansına yakın çalışıysa, giriş gerilim arttırdığında (400 V), rezonans frekansından uzaklaşıldığı için, tank devresi empedansı artacaktır. Bu durumda, primer devrede daha çok sirkülasyon enerjisi harcanacak ve devre verimsiz çalışmaya dönecektir. Görüldüğü gibi bu tür çevircide, 300V giriş gerilimi, 400V giriş gerilimine göre daha yüksek bir verim ifade etmektedir. Anahtarlama elemanı olarak MOSFET düşünüldüğünde, 300 V giriş geriliminde (turn off) kapatılma akımı daha düşük olacağı için, kayıplar daha düşük olacaktır (400 V giriş geriliminde, turn off akımı daha yüksek olacaktır). Bu devre, diğer iki devreye göre, yüksüz durumdan tam yükle kadar daha geniş bir gerilim aralığı ve yük değişim aralığında görev yapabilir.

#### AÇIKLAMA:



## 5.2. LLC REZONANS ÇEVİRİCİ DEVRELERİ ( $V_{yük}$ değişmiyor fakat $V_{giriş} = E$ değiştiriliyor)



Şekil 5.8. LLC rezonans çevirici devresi

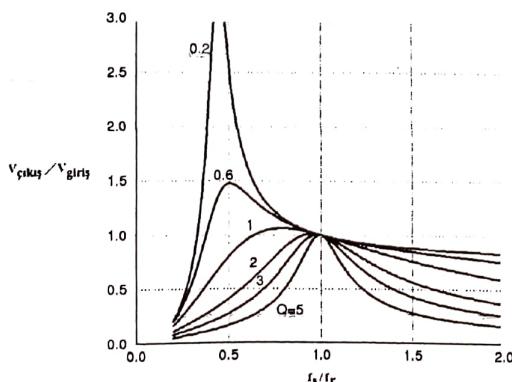
LLC çeviricilerinin anahtarlama kayıpları çok düşüktür ve tüm yük durumlarında, çıkış geriliminin kontrol edilme imkanı yüksektir. Piyasada, telekom uygulamalarında, DA/DA çevirici devrelerinde, bu devre çok yaygın olarak kullanılır. PFC devrelerinin 400V olan çıkışlarına direkt olarak bağlanırlar. Yüksek verimli olduklarından, hacimleri küçük olur ve flat TV uygulamalarında çokça kullanılırlar. Şekil 5.8'de görülen LLC rezonans çevircisinde,  $C_R$  ve  $L_R$  den oluşan tank devresinde, transformatörün  $L_m$  mıknatışlanma empedansı eklenmiştir. Transformatör mıknatışlanma endüktansı olan  $L_m$  değerine, bazeen, transformatörün primer sargasına paralel olarak ayrıca bir bobin daha bağlanabilir. Bu durumda paralel bağlı bu iki bobin yerine eşdeğer yeni bir  $L_m$  değeri hesaba katılır. Bu durumda LLC devresinde iki farklı rezonans frekansından bahsedilebilir:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \text{ Hz} \quad (5.5)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \text{ Hz} \quad (5.6)$$

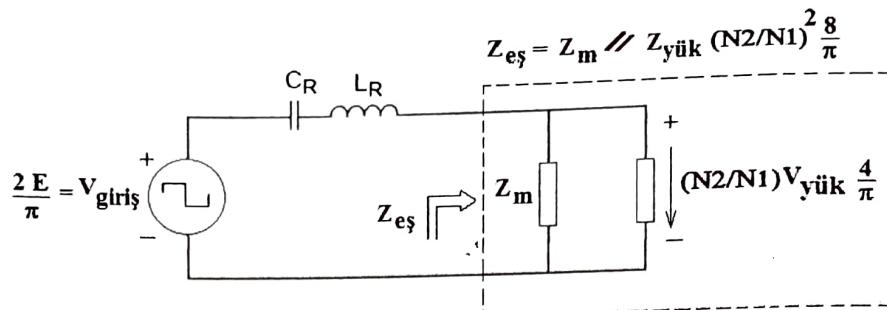
(5.6) eşitliğinde verilen rezonans frekansı, transformatörün  $L_m$  mıknatışlanma endüktansının, tank devresi  $L_r$  endüktansına seri olarak bağlı olduğu kabulü ile elde edilen rezonans frekansıdır ( $f_{r1} > f_{r2}$ ). LLC devresinde anahtarlama frekansı, daima,  $f_{r1}$  (tank devresi frekansı) değerinden büyük seçilir.

LLC çeviricinin en büyük üstünlüğü, hafif yük (yüksek akım) çalışma koşulu ile yüksüz çalışma (sıfır akım) koşulu (ZVS-sıfır gerilim anahtarlama) arasındaki geniş yük bandında, dar bir anahtarlama frekans aralığında çalışmaya imkan tanımasıdır. Buna ilave olarak, Şekil 5.9'da verilen DC kazanç eğrisi, DA-DA çeviricileri için çok caziptir.

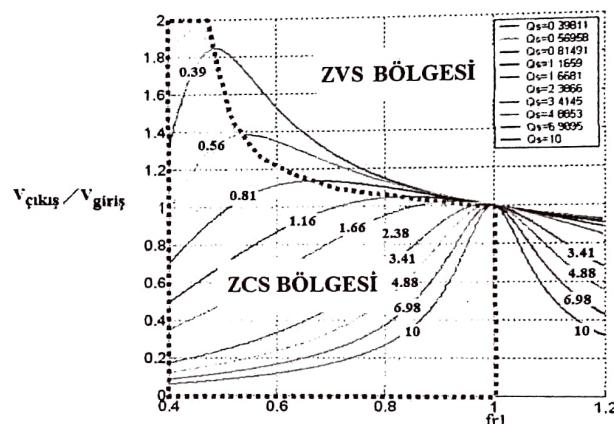


Şekil 5.9. LLC rezonanslı çevirici devresinde, çeşitli yüklenme koşullarında, gerilim oranının frekans oranına göre değişimi.

Şekil 5.8'de görülen devrede, E kaynağı ve iki adet anahtar devreden çıkartılarak yerine anahtarlama frekansında çalışan alternatif gerilim kare dalga üretici konabilir. Aynı şekilde, transformatörün primer tarafından içeriye doğru bakıldığından görülen thevenin eşdeğer empedansı da hesaplanırsa, Şekil 5.10'da görülen devre elde edilir. Eşdeğer devre elde edilirken, anahtarlı devrenin, anahtarlama frekansındaki fourier eşdeğeri kullanılmıştır. Paydalarında  $\pi$  olan ifadeler bu işlem sonucu elde edilmiştir.

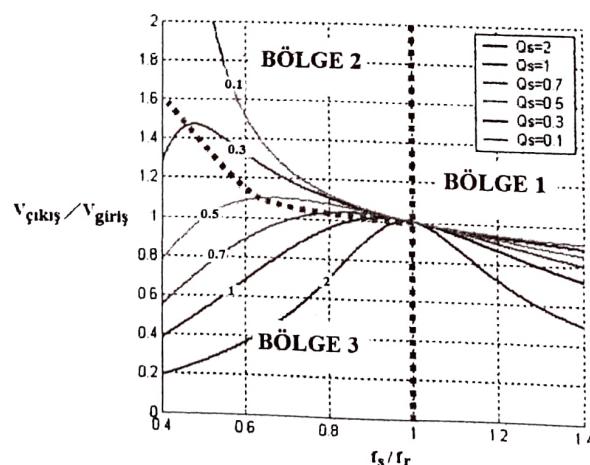


Şekil 5.10. LLC devresinin anahtarlama frekansındaki (Fourier) eşdeğeri devresi



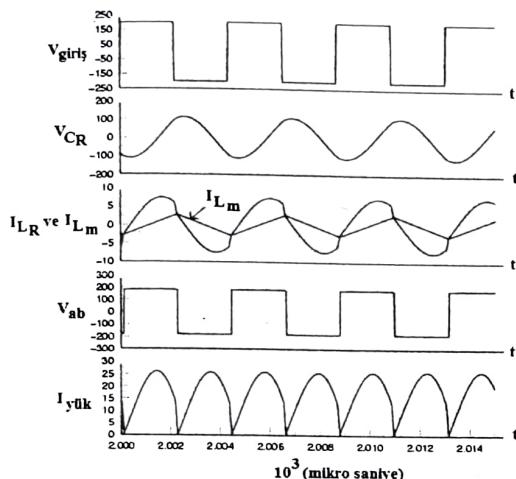
Şekil 5.11. LLC devresinde ZVS ve ZCS bölgelerinin gösterimi

Şekil 5.11'de, LLC devresi için ZVS ve ZCS bölgelerinin frekans aralığı gösterilmiştir. Şekil 5.11'de, giriş gerilimi düşerken,  $f_1$  frekansının altında kalan düşük anahtarlama frekanslarında, ZCS bölgesinde, daha yüksek DA gerilim kazancı elde edilebilmektedir. Daha dikkatli (seçici) çalışma yapılarak, ZVS bölgesinde de benzer sonuca ulaşmak da mümkün görülmektedir (Şekil 5.11).

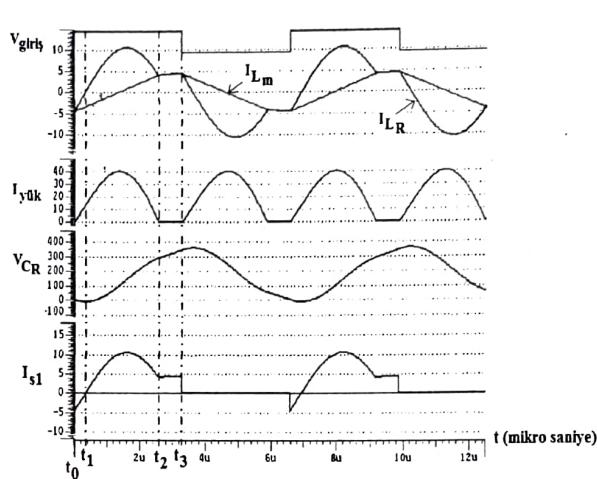


Şekil 6.12. LLC devresinde ZVS ve ZCS bölgelerinin 3'e bölümü

Daha iyi bir analiz yapabilmek için, Şekil 5.11'de verilen iki bölge, Şekil 5.12'de gösterildiği gibi 3 bölgeye'de ayrılabilir (gerçekte, bir çok çalışma bölgesi vardır). Bölge 1 ve Bölge 2, ZVS bölgesi, Bölge 3 ise ZCS bölgesidir. Çeviricinin, Bölge 3'de çalışmasına müsaade edilmemelidir. Şekil 5.13.a'da, Bölge 1'de çalışılması durumunda, elde edilen çeşitli büyüklüklerin gösterimi verilmiştir. Şekil 5.13.b'de, Bölge 2'de çalışılması durumunda, elde edilen çeşitli büyüklüklerin gösterimi verilmiştir. Bölge 1'de, çeviriçi seri rezonans çevirici gibi çalışır. Bu bölgede,  $L_m$  endüktansı,  $C_R$  kapasitesi ile ile asla rezonansa gelmez.  $L_m$  endüktansı, transformatörün giriş (dolayısı ile çıkış) gerilimine paralel ve seri rezonans tankına seri olarak bağlıdır.



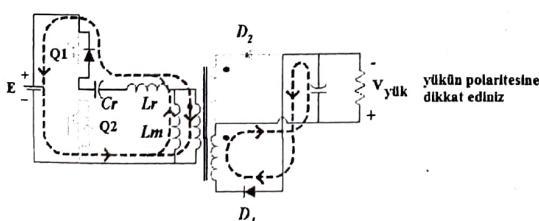
**Şekil 6.13.a. LLC devresinde Bölge 1 çalışma durumu**



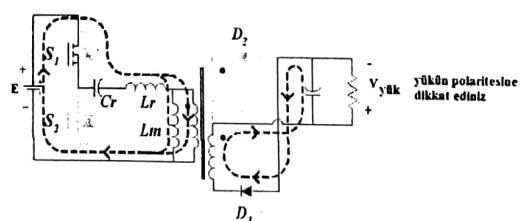
**Şekil 6.13.b. LLC devresinde Bölge 2 çalışma durumu**

Şekil 5.14'de verilen 3 farklı zaman ( $[t_0-t_1]$ ,  $[t_1-t_2]$ ,  $[t_2-t_3]$ ) aralıklarındaki eğriler incelendiğinde, Bölge 2'deki LLC çalışması, hem kompleks işlemler hem de ilginç özellikler içerir. Dalga şekilleri, her bir anahtar için, üç zaman aralığı içinde incelenebilir. İlk zaman aralığında,  $L_R$  ile  $C_R$  rezonans halindedir.  $L_m$ , çıkış gerilimine paraleldir.  $L_R$  (dolayısı ile  $L_m$ ) akımı, bir önceki zaman dilimindeki akımı devam ettirir.  $L_R$  ve  $C_R$  rezonansı sona erer. Onun yerine  $L_m$  değeri de rezonans devresine dahil olur. Daha sonra da ikinci zaman aralığı başlar. Bu zaman aralığında ise, rezonans bileşenleri değişir ve  $C_R$  ile ( $L_m + L_R$ ) toplamı olur. Devre akımı düzgün bir hale gelir. Görüldüğü gibi Bölge 1 çalışmada, değişik zaman aralıklarında, değişik rezonans devreleri ile karşılaşılır:

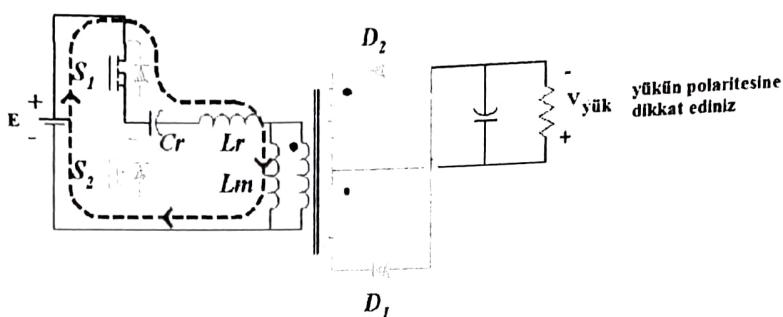
[t<sub>0</sub> – t<sub>1</sub>] zaman aralığı:



## Mod 1 çalışmasında akım yönleri



#### Mod 2 çalışmasında akım yönleri



Mod 3 çalışmasında akım yönleri

**Şekil 5.14. LLC devresinde, Bölge 2 çalışma durumunda, değişik çalışma modlarındaki akım yönleri.**

Bu mod, Q2 anahtarının  $t_0$  anında açılması ile başlar. Bu anda, rezonans endüktansı ( $I_{LR}$ ) akımı negatif olur. Akım bu anda, Q1 anahtarına paralel olan diyonet üzerinden akacaktır. Bu durum Q1 anahtarı için ZVS (sıfır gerilimde anahtarlama) koşulu ortaya çıkaracaktır. Bu modda, Q1 anahtarına kapı işaretini uygulanmalıdır. Rezonans akımı ( $I_{LR}$ ) Q1 anahtarına paralel bağlı diyonet üzerinden akarken,  $I_{LR}$  değeri yükselmeye başlar. Bu durum sekonder devredeki D1 diyonetini iletme sokar ve  $I_{yük}$  akımı artmaya başlar. Bu akım aktığı sürece, transformatörün sekonder uçları arasında yük gerilimi görülür.  $L_m$  uçları arasında sabit bir gerilim olacaktır.

#### [t1 – t2] zaman aralığı:

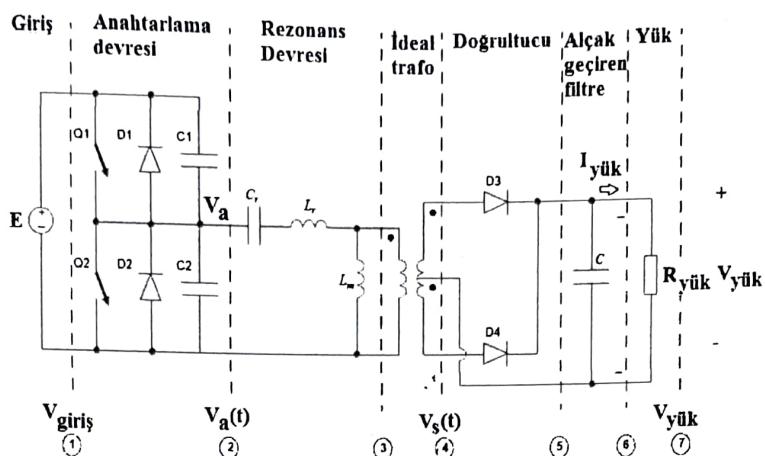
Bu mod, rezonans endüktansı ( $I_{LR}$ ) akımının pozitif olması ile başlar. Bu modda, Q1 anahtarı kapatılır. Akım Q1 anahtarı üzerinden akar. Bu modda, sekonder tarafta yer alan D1 diyonetini iletmedir. Trafo sekonder gerilim değeri  $V_{yük}$  değerine sabitlenir.  $L_m$  endüktans akımı,  $V_{yük}$  değerinin primere yansıtılan değeri tarafından oluşturulur ve doğrusal olarak artar.  $L_m$ , bu aralıkta rezonansa ortak olmaz. Devre bu modda seri RC devresi gibi çalışır. Seri devre elemanları ise  $L_R$  ve  $C_R$  dir. Bu modda,  $L_R$  ve  $L_m$  akımları eşittir. İki endüktans akımının değerinin birbirine eşit olduğu anda çıkış akımı ise sıfırdır.

#### [t2 – t3] zaman aralığı:

$t_2$  anında iki endüktans akım değeri birbirlerine eşittir. Çıkış akımı sıfıra ulaşır. D1 ve D2 diyonetleri ters kutuplanmıştır. Transformatör sekonder gerilimi, çıkış geriliminden düşüktür. Çıkış, transformatörden ayrı düşmüştür. Bu periyotta, çıkış primerden de ayrılmıştır.  $L_m$ ,  $L_R$  ile seri olarak rezonansa katılır. Bu modda, Q1 anahtarı açıktır. Dalga şekillerinden de görüldüğü üzere,  $t_3$  anındaki Q1 kapanma akımı tepe akımına göre düşük değerdedir. Simülasyon dalga şekillerinden de görüldüğü üzere, mosfetler, ZVS (sıfır gerilimle anahtarlama) ile devreye alınmaktadır. ZVS, mıknatışlanma akımını kullanır, yük akımı etkili değildir (sıfır yük durumu). Bu mıknatışlanma akımı, Q1'in kapanma akımıdır. Bu akımın değeri ancak farklı mıknatışlanma akımı seçilerek kontrol edilebilir. Kapanma akımı, yük akımından çok daha düşük seviyededir. Bu durum anahtar kapatılma kayıplarını minimum yapar.

Daha sonra ise aynı zaman dilimleri Q2 anahtarının devrede olduğu zaman aralıkları için devam ettirilir.

### 5.2.1. LLC REZONANS ÇEVİRİCİ DEVRE FORMÜLASYONLARI



Şekil 5.15. LLC devresi kademeleri

Transformatör primer sargasına kare dalga uygulandığından, kare dalganın Fourier açılımı aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$v_a(t) = \frac{E}{2} + \frac{2E}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(2\pi f_s t) \quad (5.7)$$

(5.7) eşitliğinde kullanılan  $f_s$ , mosfetin anahtarlama frekansıdır.  $v_a(t)$  geriliminin ana harmonik ani değeri;

$$v_{a,1}(t) = \frac{2E}{\pi} \sin(2\pi f_s t) \quad (5.8)$$

olacaktır.  $v_a(t)$  geriliminin ana harmonik tepe değeri;

$$V_{a,1,tepe} = \frac{2E}{\pi} \quad (5.9)$$

$v_a(t)$  geriliminin ana harmonik etkin değeri;

$$V_{a,1,ortalama} = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \quad (5.10)$$

$v_a(t)$  geriliminin ana harmonik ortalama değeri;

$$V_{a,1,ort} = 0 \quad (5.11)$$

olacaktır. Rezonans akımının ana harmonik ani değeri;

$$i_{r,1}(t) = I_{r,1,tepe} \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (5.12)$$

olur. (5.12) eşitliğinde görülen  $\phi$  açısı,  $v_a(t)$  geriliminin ana harmonik fazörü ile rezonans akımının ana harmonik fazörü arasındaki açı değeridir. Q1 anahtarlarından akan akımın ortalama değeri (aynı zamanda rezonans akımının ortalama değeri);

$$I_{r,\text{ort}} = \frac{1}{\pi} I_{r,l,\text{tepe}} \cos \phi \quad (5.13)$$

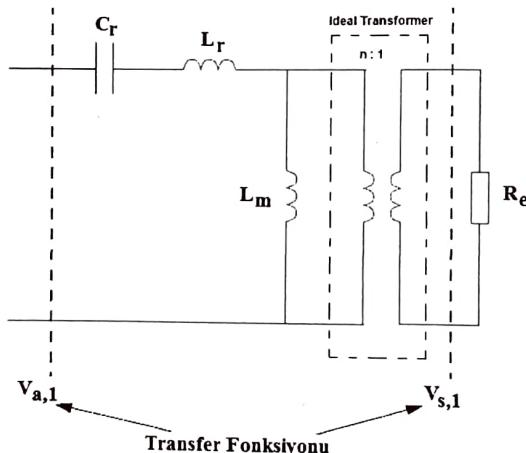
veya etkin değer cinsinden;

$$I_{r,\text{ort}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{r,l} \cos \phi \quad (5.14)$$

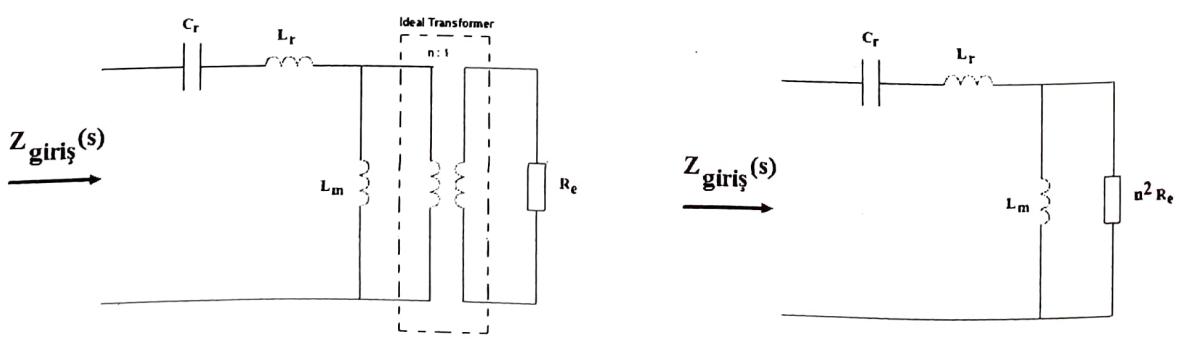
olur. Rezonans devresinin sol tarafından transformatöre doğru bakıldığından çekilen ortalama güç değeri ise;

$$P_{\text{ort}} = E * I_{r,\text{ort}} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} EI_{r,l} \cos \phi \quad (5.15)$$

olacaktır.



**Şekil 5.16. Rezonans devresi ve onun transfer fonksiyonu**

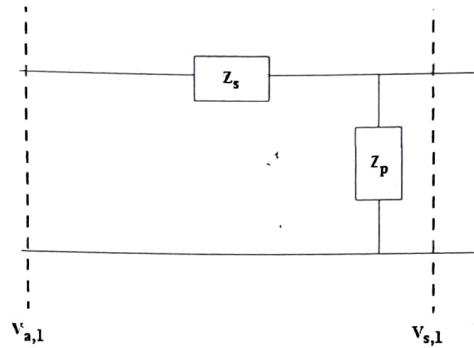


**Şekil 5.17. a) Rezonans devresi ve onun giriş empedansı, b) Rezonans devresi ve onun eşdeğeri**

Şekil 5.17(a)'dan, rezonans devresi giriş empedansı, Şekil 5.17 ve Şekil 5.18 birlikte düşünüldüğünde ( $s$  domeninde);

$$Z_{\text{giriş}}(s) = Z_s(s) + Z_p(s) \quad (5.16)$$

yazılabilir.



**Şekil 5.18. Rezonans devresi ile transformatör çıkışı arasındaki eşdeğer empedans gösterimi**

(5.16) eşitliğinde  $Z_s(s)$  empedansı,  $C_r$  ve  $L_r$  elemanlarının seri toplamından meydana gelirken,  $Z_p(s)$  empedansı ise  $L_m$  ile yükün paralel bağlı eşdeğerini temsil etmektedir;

$$Z_s(s) = \frac{1}{sC_r} + sL_r \quad (5.17)$$

$$Z_p(s) = n^2 R_e // sL_m \quad (5.18)$$

Son iki eşitlikten;

$$Z_{\text{giriş}}(s) = \frac{1}{sC_r} + sL_r + n^2 R_e // sL_m \quad (5.19)$$

elde edilir. Yukarıdaki eşitliklerde  $n$ , transformatörün çevirme oranıdır. Şekil 5.16'dan, ana harmonik frekansı için  $H(s)$  transfer fonksiyonu;

$$H(s) = \frac{V_{s,1}}{V_{a,1}} = \frac{Z_p}{Z_s + Z_p} = \frac{1}{n} \frac{(n^2 R_e) // sL_m}{Z_{\text{giriş}}} \quad (5.20)$$

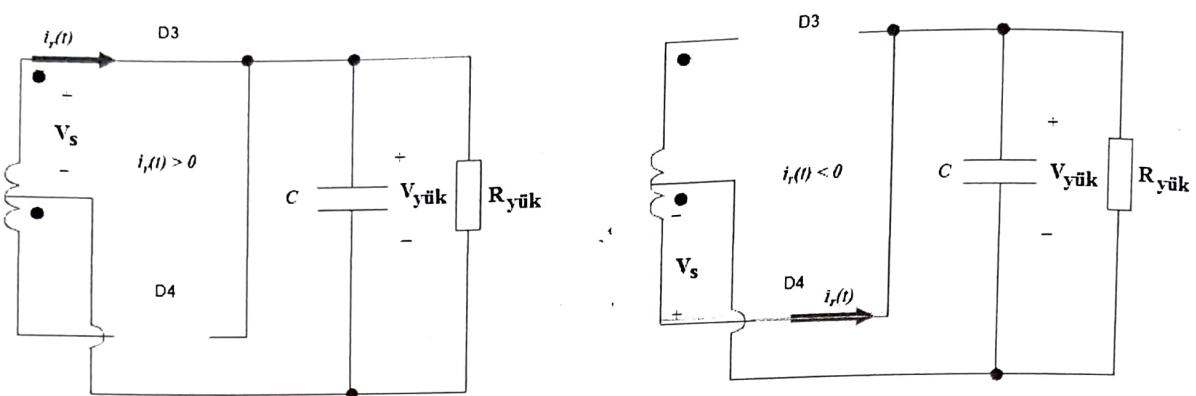
olar. (5.20) eşitliğinde  $V_{s,1}$ ; transformatör sekonder gerilim ana harmonik etkin değeri,  $V_{a,1}$ ; rezonans devresi geriliminin ana harmonik etkin değeridir. Tranformatör primer ve sekonder gerilimleri arasında;

$$V_{s,1} = \frac{1}{n} V_{p,1} \quad (5.21)$$

ilişkisi vardır.

Buraya kadar, transformatörün primer devresi üzerinden devreye bakıldı. Şimdi ise sekonder devre üzerine odaklanılacaktır.

Sekonder devrededeki D3 diyodu iletimdeyken,  $v_s(t) = V_{yük}$ , D4 diyodu iletimdeyken  $v_s(t) = -V_{yük}$  olacaktır.



**Şekil 5.19. Transformatör sekonder devre akımının pozitif ve negatif olduğu durumlardaki devre eşdeğeri**

Transformatör **sekonder sargasına** kare dalga uygulandığından, kare dalganın Fourier açılımı yük gerilimi cinsinden aşağıdaki gibi yazılabılır:

$$v_s(t) = \frac{4V_{yük}}{\pi} \sum_{k=1,3,5,7...}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(2\pi f_s t - \phi) \quad (5.22)$$

(5.22) eşitliğinde,  $\phi$  açısı, primer gerilimi ile sekonder gerilimi arasındaki faz farkını gösterir.

(5.22) eşitliğinden, ana harmonik için;

$$v_{s,1}(t) = \frac{4V_{yük}}{\pi} \sin(2\pi f_s t - \phi) \quad (5.23)$$

yazılabilir.  $v_s(t)$  geriliminin ana harmonik tepe değeri;

$$V_{s,1,\text{tepe}} = \frac{4V_{yük}}{\pi} \quad (5.24)$$

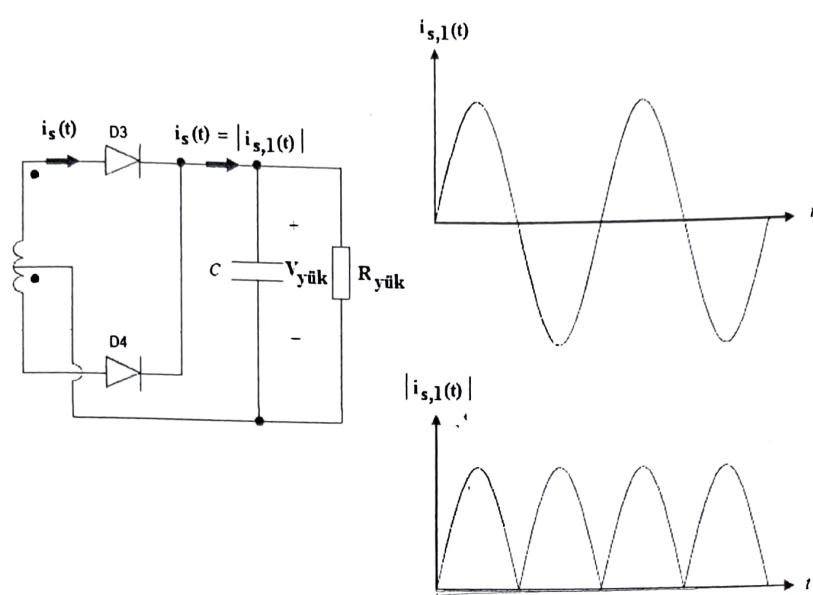
$v_s(t)$  geriliminin ana harmonik etkin değeri;

$$V_{s,1,\text{tepe}} = \frac{2\sqrt{2}V_{yük}}{\pi} \quad (5.25)$$

$v_s(t)$  geriliminin ana harmonik ortalama değeri;

$$V_{s,1,\text{ort}} = 0 \quad (5.26)$$

olacaktır.



Şekil 5.20. Doğrultucu çıkışı akımları

Transformatör sekonder sargı akımının (doğrultucu giriş akımı) ana harmoniğinin anı değeri;

$$i_{s,1}(t) = I_{s,1\_tepe} \sin(2\pi f_s t - \phi) \quad (5.27)$$

doğrultucu çıkış akımının ana harmoniğinin anı değeri;

$$i_{s,1}(t) = I_{s,1\_tepe} |\sin(2\pi f_s t - \phi)| \quad (5.28)$$

doğrultucu çıkış akımının ana harmoniğinin (yük akımının) ortalama değeri;

$$I_{s,1,\text{çıkış,ort}} = I_{\text{yük}} = \frac{2}{\pi} I_{s,1,\text{tepe}} \quad (5.29)$$

olacaktır. Doğrultucu çıkış eşdeğer direnç değeri;

$$R_e = \frac{V_{s,1}(t)}{i_{s,1}(t)} = \frac{4V_{\text{yük}}}{\pi} \frac{2}{\pi I_{\text{yük}}} = \frac{8}{\pi^2} R_{\text{yük}} \quad (5.30)$$

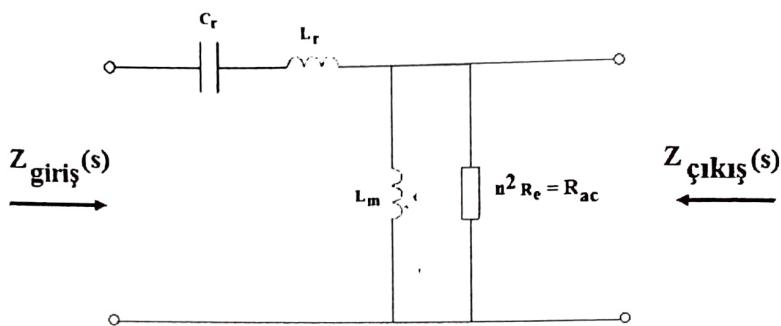
olarak elde edilir. Doğrultucu çıkış eşdeğer direnç değeri ( $R_e$ ) değeri, transformatörün primer devresine  $R_{ac}$  olarak indirgenir ise;

$$R_{ac} = n^2 \frac{8}{\pi^2} R_{\text{yük}} = n^2 R_e \quad (5.31)$$

olacaktır. Şekil 5.21'de verilen devrenin  $M(jw)$  transfer oranı;

$$M = \left| \frac{Z_{\text{çıkış}}}{Z_{\text{giriş}}} \right| = \left| \frac{\frac{jwL_m R_{ac}}{jwL_m + R_{ac}}}{jwL_r + \frac{1}{jwC_r} + \frac{jwL_m R_{ac}}{jwL_m + R_{ac}}} \right| = \left| \frac{1}{1 + \frac{L_r}{L_m} - \frac{1}{w^2 L_m C_r} + \frac{jwL_r}{R_{ac}} - \frac{j}{wC_r R_{ac}}} \right| \quad (5.32)$$

olarak elde edilir.



Şekil 5.21.  $H(s)$  transfer fonksiyon devresi

Aşağıdaki tanımlar için;

$$f_{rl} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}; \quad x = \frac{f_s}{f_{rl}}; \quad w = 2\pi f_s = 2\pi x f_{rl} = \frac{x}{\sqrt{L_r C_r}};$$

$$\lambda = \frac{L_m}{L_r}; \quad R_{ac} = n^2 \frac{8}{\pi^2} R_{yük}; \quad Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} = \frac{1}{2\pi f_{rl} C_r} = \frac{2\pi f_{rl} L_r}{R_{ac}} = \frac{1}{2\pi f_{rl} C_r R_{ac}} \quad (\text{kalite faktörü})$$

(5.32) eşitliği tekrar düzenlenir ise;

$$M = \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{x^2}\right) + jQ(x - \frac{1}{x})} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{x^2}\right)\right]^2 + \left[Q(x - \frac{1}{x})\right]^2}} \quad (5.33)$$

elde edilir. (5.33) eşitliği aynı zamanda çeviriçi çıkış geriliminin çeviriçi giriş gerilimine oranıdır:

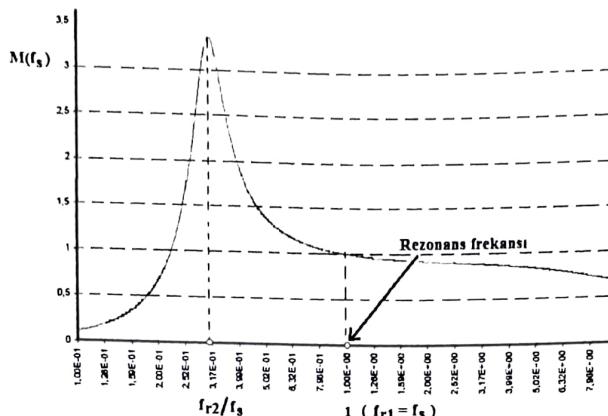
$$M = \frac{nV_{yük} \frac{4}{\pi}}{2 \frac{E}{\pi}} = 2 * n \frac{V_{yük}}{E} \quad (5.34)$$

(5.34) eşitliğinden;

$$\frac{V_{yük}}{E} = \frac{M}{2n} \quad (5.35)$$

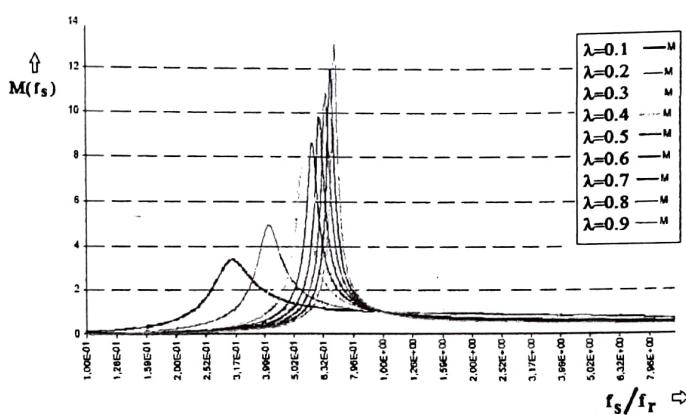
yazılabilir. Şekil 5.22'de, (5.32) eşitliği ile verilen M fonksiyonunun ( $f_s$ ) anahtarlama frekansına göre değişimi gösterilmiştir. Bu değişimde tepe değerin  $f_{r2}$  frekansına karşı geldiği hatırlanmalıdır.

Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları Ders Notu



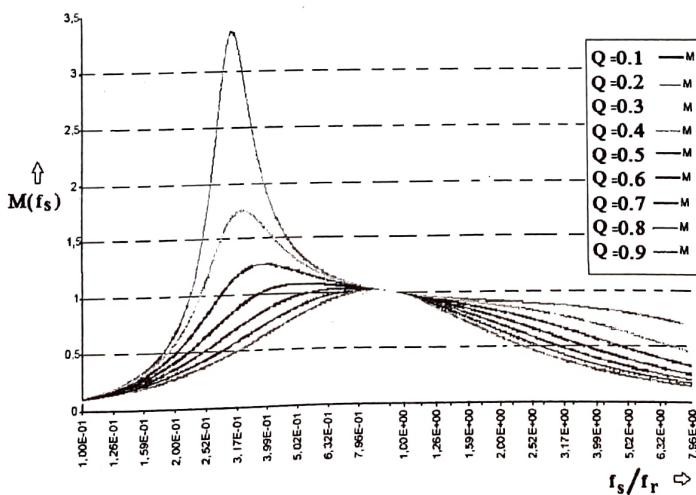
**Şekil 5.22. M transfer fonksiyonunun anahtarlama frekansına göre değişimi**

Şekil 5.23'de ise  $Q=0.2$  (sabit tutularak),  $\lambda$  değerlerinin 0.1 den başlayıp 0.1 artışla 0.9'a kadar değiştirildiği durumlardaki M değerinin, anahtarlama frekansına göre değişimi gösterilmiştir.



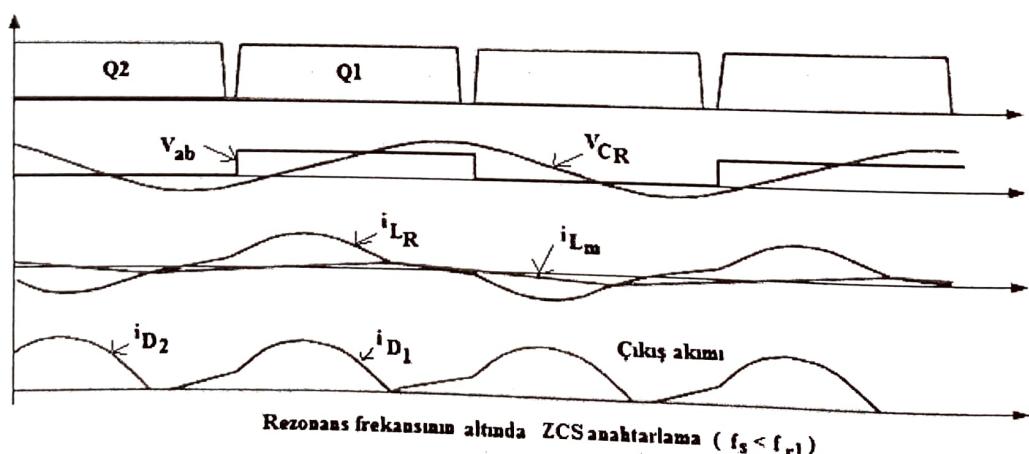
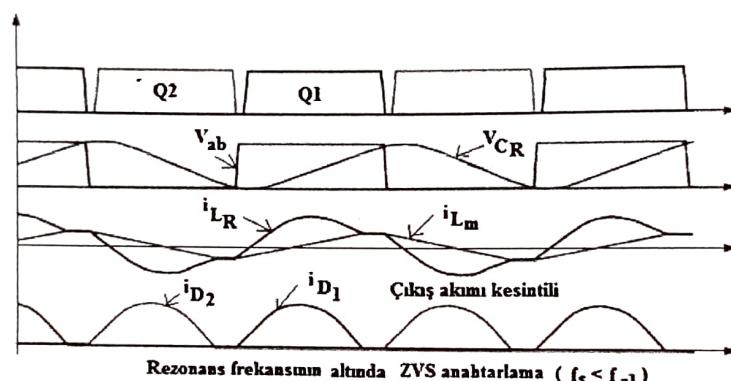
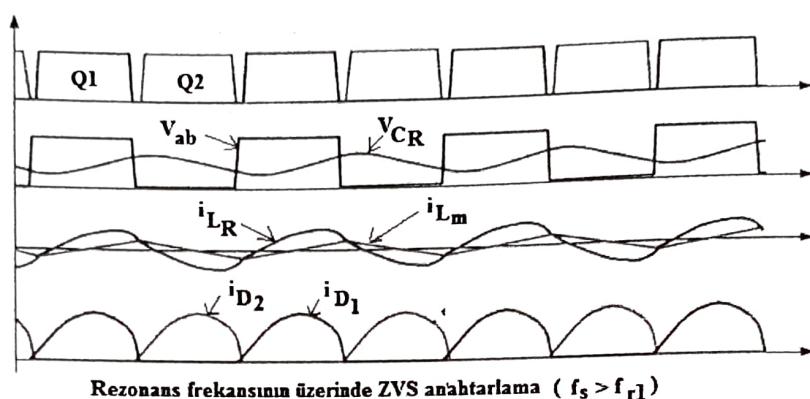
**Şekil 5.23.** M transfer fonksiyonunun anahtarlama frekansına göre değişimi

Şekil 5.24'de,  $\lambda=0.2$  (sabit) değeri için Q kalite faktörünün 0.1'den 0.9'a kadar 0.1 artışla değiştirildiği durumlardaki M değerinin, anahtarlama frekansına göre değişimi gösterilmiştir. Şekil 5.24'den görüldüğü gibi, Q değeri artırıldıkça, keskinlik azalmaktadır.



Sekil 5.24. M transfer fonksiyonunun anahtarlama frekansına göre değişimi

LLC çeviriciler, nominal giriş geriliminde, rezonans frekansında çalışacak şekilde dizayn edilirler. Aşağıda, Rezonans frekansının altında ve üstünde olma durumuna göre LLC devresine ait SVS ve SCV durumları için devre akım ve gerilimlerinin değişimleri gösterilmiştir.

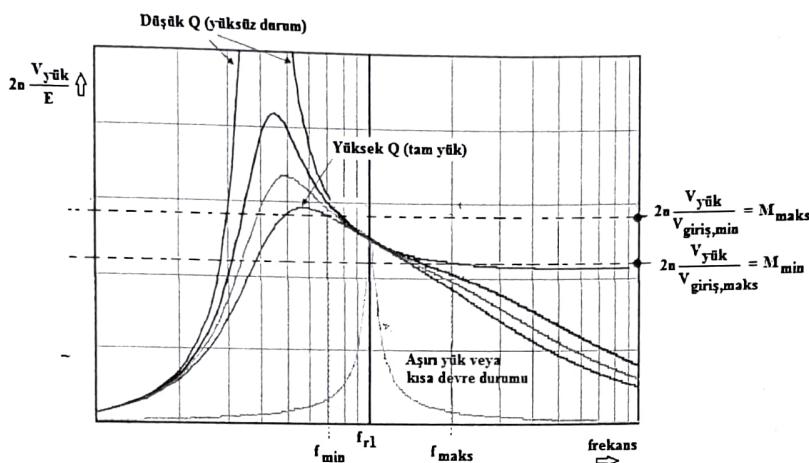


Pratikte, giriş (E) geriliminin alt ( $V_{\text{giriş}, \text{min}}$ ) ve üst ( $V_{\text{giriş}, \text{maks}}$ ) değerleri verilir. Tüm çalışmanın bu iki değer arasında gerçekleşmesi istenir. Bu durumda (5.34) eşitliğini kullanarak M değerinin alt ve üst limiti;

$$M_{\text{alt}} = 2 * n \frac{V_{\text{yük}}}{V_{\text{giriş}, \text{maks}}} \quad (5.36)$$

$$M_{\text{üst}} = 2 * n \frac{V_{\text{yük}}}{V_{\text{giriş, min}}} \quad (5.37)$$

olacaktır. Son iki eşitliğe göre Şekil 5.25'de verilen grafik incelenmelidir.



Şekil 5.25. M transfer fonksiyonunun alt ve üst limitlerinin anahtarlama frekansına göre değişimi

### Problem

Aşağıda tabloda değerleri verilen LLC çeviriciyi dizayn ediniz. Tasarımda ETD49 transformatörü kullanılacaktır.

Parametreler	Birim	Tanım	Değer
$V_{\text{giriş,maks}}$	V	Giriş gerilimi üst sınırı	430
$V_{\text{giriş,min}}$	V	Giriş gerilimi alt sınırı	350
E	V	Giriş gerilimi nominal değeri	390
$V_{\text{yük}}$	V	Yük gerilimi	24
$I_{\text{yük}}$	A	Yük akımı	10
$f_{r1}$	kHz	Rezonans frekansı	100
$f_{\text{maks}}$	kHz	Maksimum anahtarlama frekansı	150
$D_{\text{maks}}$		Maksimum doluluk oranı	0.5

**Not:** Sistemdeki parasitik kapasitelerin çıkış gerilimini arttıracı etkisi nedeni ile  $f_{\text{maks}} < 2f_{r1}$  koşuluna dikkat edilmesi gereklidir.

### Çözüm

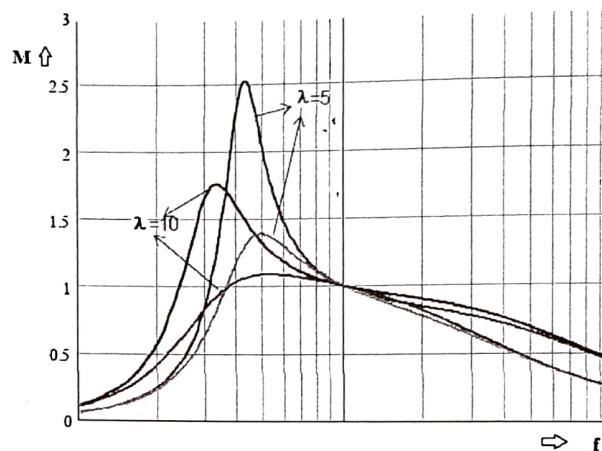
1) Transformatörün çevirme oranının tespiti:

$$n = \frac{V_{\text{giriş,maks}}}{2V_{\text{yük}}} = \frac{430}{2 * 24} = 8.94$$

bu değere en yakın tam sayı olarak n=9 alınabilir.

2)  $\lambda = \frac{L_m}{L_r}$  seçimi:

$\lambda$  değeri düştükçe, kazanç ( $M$ ) eğrisi dikleşir. Özellikle Şekil 5.12'de "Bölge 2". Şekil 5.26'da, değişik  $\lambda$  değerleri için,  $M$  kazanç eğrisinin değişimleri gösterilmiştir. Yüksek  $\lambda$  demek, yüksek manyetik endüktans bu da primer sargıda düşük mıknatışlanma akımı demektir. Bu da düşük seviyede sirkülasyon akımı güç kaybı anlamına gelir. Ancak, yüksek manyetik endüktans, ZVS anahtarlamada, boşta çalışmada, sıkıntı oluşturur (a düşümünde ölü zamanda).  $\lambda$  değerleri için tavsiye edilen aralık 3-10 dur. Bu problemde  $\lambda=5$  alınacaktır.



Şekil 5.26. Değişik  $\lambda$  değerleri için,  $M$  kazanç eğrisinin frekansa göre değişimi

- 3) Maksimum yükte, minimum giriş gerilimi altında ZVS çalışma bölgesinde kalmayı sağlayacak  $Q_{\text{maks}}$  değerinin tespit edilmesi:

(5.19) eşitliğinden;

$$Z_{\text{giriş}}(s) = \frac{1}{sC_r} + sL_r + n^2 R_e // sL_m$$

$$Z_{\text{giriş}}(s) = jwL_r + \frac{1}{jwC_r} + \frac{jwL_m R_{\text{ac}}}{jwL_m + R_{\text{ac}}}$$

$$Z_{\text{giriş}}(s) = QR_{\text{ac}} \left| \frac{\lambda^2 x^2 Q}{1 + \lambda^2 x^2 Q^2} + j(x - \frac{1}{x} + \frac{x\lambda}{1 + \lambda^2 x^2 Q^2}) \right|$$

elde edilir. Çeviriciyi yumuşak anahtarlama modunda çalıştırılmak için, operasyon noktası daima, Şekil 5.12'de ZVS bölgesinde kalmalıdır. ZVS ile ZCS bölgesini ayıran sınır çizgisinde (aynı zamanda kapasitif-endüktif yük sınırıdır)  $Z_{\text{giriş}}$ 'in faz açısı sıfırdır. Diğer bir ifade ile  $Z_{\text{giriş}}$ 'in imajiner kısmı sıfırdır. Bu durumda, ZVS bölgesinde çalışmayı sağlayacak maksimum  $Q$  değerini hesaplayabiliriz:

$$Q_{\text{maks}} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{1 + \lambda(1 - \frac{1}{M_{\text{maks}}^2})}{M_{\text{maks}}^2 - 1}} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{1 + \lambda \left[ 1 - \frac{1}{(2n \frac{V_{\text{yük}}}{V_{\text{giriş}, \text{min}}})^2} \right]}{(2n \frac{V_{\text{yük}}}{V_{\text{giriş}, \text{min}}})^2 - 1}} = 0.456$$

- 4) Anahtarlama frekansının minimum değerinin bulunması:

Minimum anahtarlama frekansı maksimum yük ve minimum giriş geriliminde ( $Q_{\text{maks}}$  hesabında olduğu gibi) olur. Bir önceki madde de açıklandığı gibi giriş empedans açısı sıfır olacağından;

$$(x - \frac{1}{x} + \frac{x\lambda}{1 + \lambda^2 x^2 Q^2}) = 0$$

$$x_{\min} = \sqrt{\frac{1}{1 + \lambda(1 - \frac{1}{M_{\text{maks}}^2})}} = \sqrt{\frac{1}{1 + \lambda(1 - \frac{1}{(\frac{2nV_{\text{yük}}}{V_{\text{giriş}, \min}})^2})}} = 0.607$$

$$x = \frac{f_s}{f_{rl}} \Rightarrow x_{\min} = \frac{f_{s,\min}}{f_{rl}} \Rightarrow 0.607 = \frac{f_{s,\min}}{100} \Rightarrow f_{s,\min} = 60.7 \text{ kHz}$$

5)  $L_R$ ,  $C_R$  ve  $L_m$  değerlerinin hesaplanması ( $Q_{\text{maks}}$  için):

$$R_{\text{yük}} = \frac{V_{\text{yük}}}{I_{\text{yük}}} = \frac{24}{10} = 2.4\Omega; \quad R_{\text{ac}} = \frac{8n^2 R_{\text{yük}}}{\pi^2} = \frac{8 * 9^2 * 2.4}{\pi^2} = 157.57\Omega;$$

$$L_r = \frac{Q_{\text{maks}} * R_{\text{ac}}}{2\pi f_{rl}} = \frac{0.456 * 157.57}{2\pi * 100.000} = 114\mu\text{H}; \quad C_R = \frac{1}{2\pi f_{rl} Q_{\text{maks}} R_{\text{ac}}} = \frac{1}{2\pi * 100.000 * 0.456 * 157.57} = 22.2\text{nF}$$

Bulunan  $C_R$  değerine en yakın standart kapasite değeri  $C_R=22 \text{ nF}$  değeri olduğu için,  $C_R$  olarak bu değer seçilecektir.

Aynı  $Q_{\text{maks}}$  değerine ulaşmak için,  $f_{rl}$  değeri yeniden hesaplanmalıdır:

$$f_{rl} = \frac{1}{2\pi * C_r * Q_{\text{maks}} * R_{\text{ac}}} = 100.7\text{kHz}$$

Son hesaplanan  $C_R$  ve  $f_{rl}$  değerlerini kullanarak,  $L_R$  tekrar hesaplanır ise;

$$L_r = \frac{Q_{\text{maks}} * R_{\text{ac}}}{2\pi f_{rl}} = \frac{0.456 * 157.57}{2\pi * 100.700} = 113\mu\text{H}$$

elde edilir. ZVS bölgesinde kalabilmek için, gerçek  $L_R$  değeri, hesaplanan  $L_R$  değerinden küçük olmalıdır.

2. adımdan yola çıkarak, transformatörün mıknatışlanması endüktansı;

$$\lambda = \frac{L_m}{L_r} = 5 = \frac{L_m}{113\mu} \Rightarrow L_m = 565\mu\text{H}$$

olacaktır.

6) Yarım köprü doğrultucuyu besleyen transformator için primer sargı sarım sayısını;

$$N_p = \frac{V_{\text{giriş}, \min} * D_{\text{maks}}}{2\Delta B * A_e * f_{s,\min}} = \frac{350 * 0.5}{2 * 0.2 * 2.11 * 60.7} = 35$$

**Not:** ETD49 transformatörü için  $\Delta B=0.2$  Tessla,  $Ae=2.11\text{cm}^2$  olur.

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{35}{9} = 3.89$$

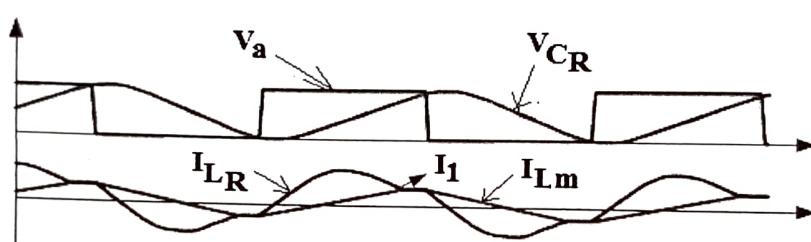
En yakın tam sayı değer 4 olduğundan,  $N_s = 4$  alınabilir. Bu durumda primer sargı sayısı tekrar hesaplanırsa;

$$N_p = N_s * n = 4 * 9 = 36$$

olarak alınmalıdır.

### 7) Transformatör primer ve sekonder akımlarının hesaplanması

Çoğu LLC devresinde, anahtarlama frekansı, rezonans frekansının ( $f_{r1}$ ) altında seçilir. Bu durumda, akım dalga şekilleri Şekil 6.27'de gösterildiği gibi olacaktır.



**Şekil 5.27. Transformatör primer sargı akımı (tam yükte ve minimum giriş geriliminde)**

Şekil 5.27'de  $I_1$  akımı rezonans devresi ( $L_R$ ) akımıdır. Bazı zaman dilimlerinde  $I_1$  akımının,  $I_{Lm}$  akımı ile aynı değeri aldığı şeviden görülmektedir.  $I_1$  akımının,  $I_{Lm}$  akımı ile aynı değeri almadığı zaman diliminde CR ve LR rezonansı meydana gelirken,  $I_1$  akımının,  $I_{Lm}$  akımı ile aynı değeri aldığı zaman diliminde ise  $C_R$  ile  $L_R+L_m$  rezonansa girmektedir. Bu andan sonra da mosfet konum değişirmektedir.  $I_1$  akımı;

$$I_1 = \frac{n * V_{\text{yük}}}{2L_m * 2 * f_{r1}} 0.95 \text{ A}$$

olur. Primer akımı tepe değeri;

$$I_{p,\text{tepe}} = \sqrt{\left(\frac{I_{\text{yük}} * \pi}{2 * n}\right)^2 + I_1^2} = 1.99 \text{ A}$$

primer akımı etkin değeri;

$$I_{p,\text{etkin}} = \frac{I_{p,\text{tepe}}}{\sqrt{2}} = 1.44 \text{ A}$$

olur. Burada, etkin akım değer hesabı yapılrken dalga şeviden saf sinüs olduğu kabulü yapıldı. Gerçekte ise etkin akım değeri bu değerden daha büyük olacaktır. Sekonder akımı yarımsinus dalgasına çok yakın olduğundan, tepe değeri;

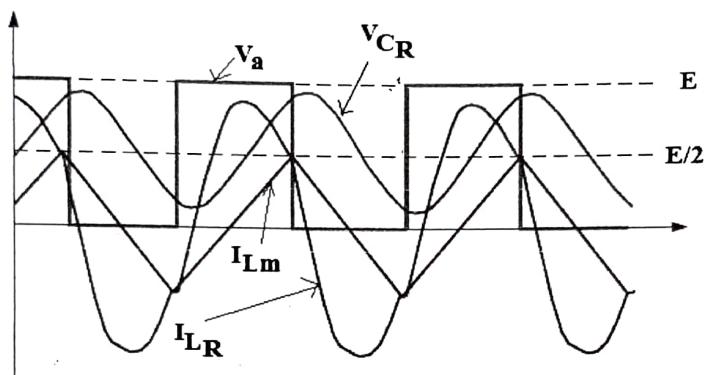
$$I_{s,\text{tepe}} = \frac{I_{\text{yük}} * \pi}{2} = 15.7 \text{ A}$$

sekonder akımı etkin değeri ise;

$$I_{s,\text{etkin}} = \frac{I_{\text{yük}} * \pi}{4} = 7.85 \text{ A}$$

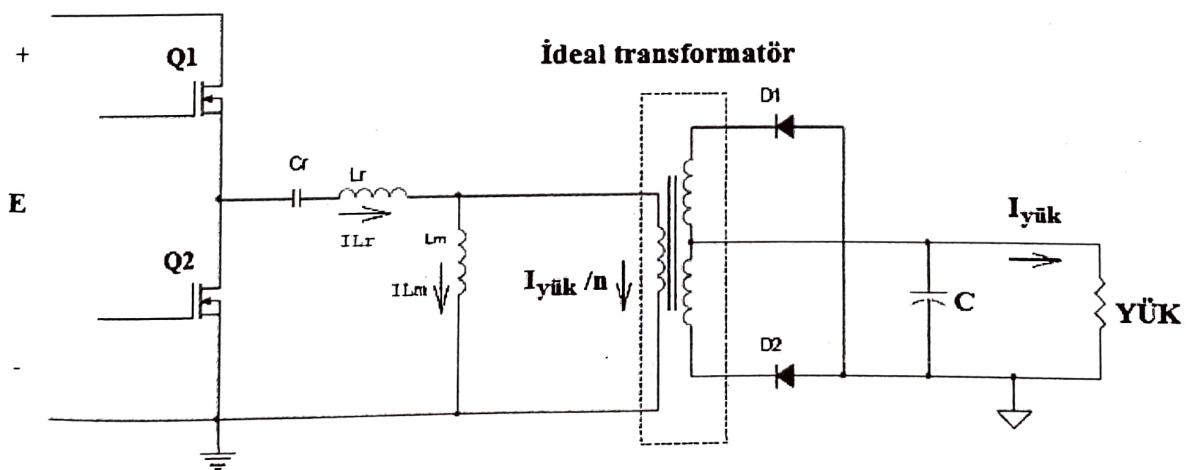
olacaktır.

8) Rezonans devresi kapasitör gerilim değeri:



Şekil 5.28. Rezonans devresi gerilim ve akım değişimleri

$I_{Lm}$  akımı transformatörün primer devre miknatışlanması akımıdır. Bu akım içinde sekonder sargı üzerinden yüke aktarılan akım değeri yoktur.  $I_{Lm}$  ve  $I_{LR}$  akımları arasındaki **fark akımı**, sekonder sargı üzerinden yüke aktarılır (bu akım, Şekil 5.29'da  $I_{\text{yük}}/n$  ile gösterilmiştir).



Şekil 5.29.  $L_m$  ve ideal transformatör

$V_{CR}$  gerilimi,  $L_R$  akımının sıfırdan geçtiği anda tepe değerine ulaşır.  $L_R$  akımı tepe değerine ulaştığında, Giriş gerilimi tam orta noktasındadır.  $V_{CR}$  gerilimi maksimum değere ulaştığında,  $V_a$  gerilimi sıfır değerini alır.  $V_{CR}$  geriliminin maksimum ve minimum değerleri;

$$V_{CR,\text{maks}} = n * V_{\text{yük}} + I_p, \text{tepe} * \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$$

$$V_{CR,\min} = E - n * V_{yük} - I_{p, \text{tepe}} * \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$$

olacaktır.  $V_{CR}$  geriliminin maksimum ve minimum değerleri arasındaki fark (ripple) gerilim değeri;

$$\Delta V_{CR} = V_{CR,\max} - V_{CR,\min} = 2n * V_{yük} + 2I_{p, \text{tepe}} * \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} - E$$

olacaktır. Yukarıdaki fark gerilim değerinin, maksimum yük, minimum giriş gerilim değeri ve minimum anahtarlama frekansında elde edildiği unutulmamalıdır. Problem için  $\Delta V_{CR}$  değeri;

$$\Delta V_{CR} = 2 * 9 * 24 + 2 * 1.99A * \sqrt{\frac{113\mu H}{22nF}} - 350 = 368V$$

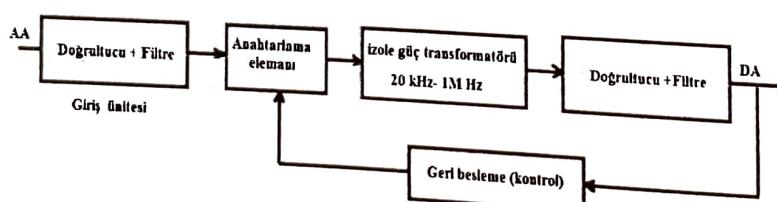
olacaktır.

## 6. GÜÇ KAYNAKLARI

Güç kaynakları, çıkış geriliminin türüne göre, a) DA güç kaynakları, b) AA güç kaynakları olarak iki gruba ayrılır.

### 6.1. DA GÜÇ KAYNAKLARI

Çok özel durumlar dışında, DA güç kaynaklarının ihtiyaç duyduğu enerji AA kaynağından elde edilir. Klasik "doğrusal (lineer) güç kaynakları" yerini artık (sahip oldukları özellikler nedeni ile) modern, regüleli, anahtarlamalı (switch mode power supply SMPS-anahtarlamalı güç kaynağı) DA güç kaynaklarına bırakmıştır. Genel olarak anahtarlamalı güç kaynaklarının arka planı, Şekil 6.1'de gösterildiği gibidir.



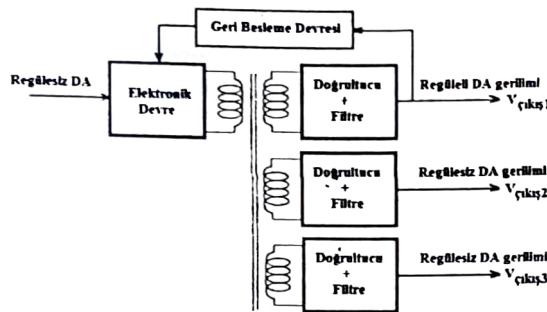
Şekil 6.1. Anahtarlamalı güç kaynağı şematik gösterimi

Şekil 6.1'de görüldüğü gibi, anahtarlamalı güç kaynaklarında, "Doğrultucu+Filtre" birimi, AA şebekesinden aldığı sinüzoidal gerilimi doğrultup filtreden geçirerek düzgün bir (regülesiz) DA gerilim "Anahtarlama Elemanına" uygulanır. "İzole Transformatörün" primer sargı uçlarına uygulanan kare düşürürlür. Transformatörün sekonder sargı ucu arasında yüksek frekanslı bir AA gerilim bulunmaktadır. Bu gerilim, son olarak bir "doğrultucu ve akabindeki filtre" devresine sokularak, arzu edilen (regüle edilmiş) DA gerilim dalga şecline ulaşılır.

Klasik (lineer) güç kaynaklarının iki temel sıkıntısı bulunmaktadır: 1) Kullanılan 50-60 Hz daha fazla olması, 2) Klasik DA güç kaynaklarında kullanılan transformatöre göre boyut ve ağırlık olarak çok ile anahtarlama kayıplarının yüksek olması ve bu nedenle devre veriminin, %30-60 bandında olmasıdır.

Klasik güç kaynaklarının gücü 25W dan küçük olduğunda, modern kaynaklara göre avantaj sağlayabilirler. Ayrıca klasik güç kaynakları (modern güç kaynaklarının aksine) EMI (elektromanyetik girişim) yaratmazlar.

Piyasada bir çok uygulamada çoklu çıkış arzu edilir. Bu çıkışlardan bir kısmı regüleli olabileceği gibi, bir kısmı da regülesiz olabilir. Regüleli yapmak için kontrol (geri besleme) devresinin sisteme ilave edilmesi gereklidir. Şekil 6.2'de çoklu çıkışlı (bir regüleli, 2 regülesiz çıkışlı) SMPS şematik gösterimi verilmiştir.

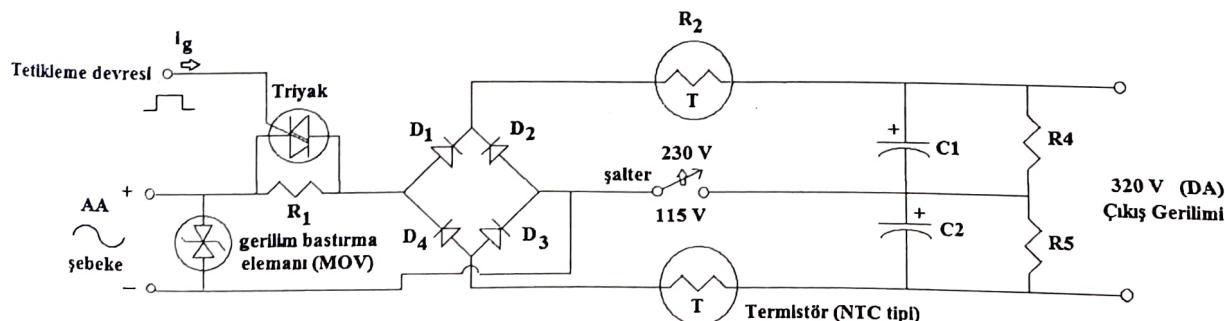


Şekil 6.2. Çoklu çıkışlı SMPS şematik gösterimi

SMPS içinde yer alan kontrollü anahtarlar (anahtarların aktif bölgesinde çalışması önlenecek) ya iletimde ya da kesimde çalıştırıldığından, anahtarlamadan kaynaklanan aktif güç kaybında önemli bir azalma elde edilir. Bunun sonucunda, SMPS DA-DA çevirimcilerde verim %70-90 bant aralığındadır. Yüksek frekanslarda çalışıldığından, transformatörün boyut ve ağırlığı, klasik çevirimcilerde kullanılan traflolara göre oldukça düşük olacaktır. SMPS DA-DA çevirimciler, tasarım zorluğu ve çıkış uçlarındaki gerilim çok dalgılı olduğundan, EMIfiltre tasarımlı gerektirdiklerinden, klasik DA-DA çevirimcilere göre tasarım açısından daha zahmetlidir.

#### 6.1.1. DA GÜC KAYNAKLARI GİRİŞ ÜNİTESİ [3]

DA güç kaynakları, beslenme (giriş) AA gerilim değeri, 90–260 V bant aralığında olabilir. Bugün dünyada standart olarak iki farklı AA gerilim değeri bulunmaktadır. Bu nedenle DA güç kaynaklarının, her iki gerilim seviyesi ile de çalışabilen olarak imal edilmesi gereklidir. Bu iki gerilim seviyesi; 110 V nominal alçak gerilim değeri için; 90–130 V aralığı, diğer ise 220 V nominal alçak gerilim değeri için 180–260 V aralığıdır (nominal gerilim seviyesinin  $\pm 20\%$  toleransı). Şekil 6.5'de görülen şemada, en sol tarafta yer alan "doğrultucu+filtre" devresinin açık gösterimi, Şekil 6.7'de verilmiştir. DA güç kaynağının her iki nominal gerilim seviyesi için çalışabilmesi için "gerilim çaprazlama" teknigi kullanılır.



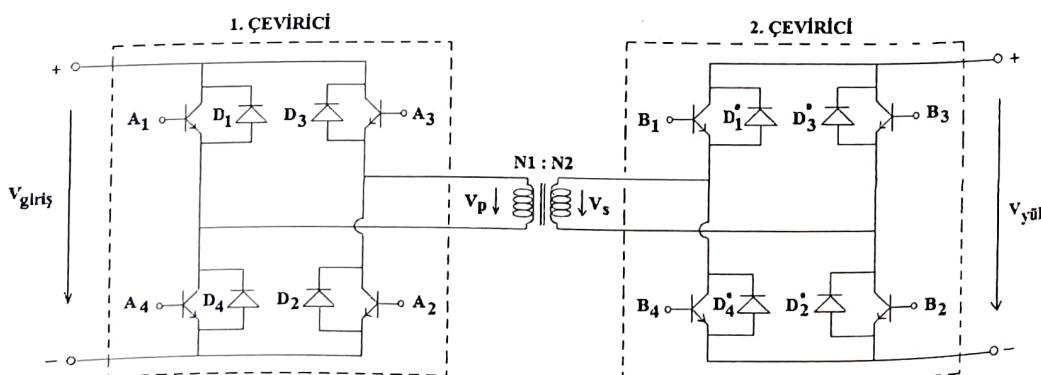
Gerilim çaprazlama tekniğinin kullanılan SMPS giriş ünitesi

Şekil 6.3.

Şekil 6.3'de şalter kapalı iken şebekenin 115 V olması gereklidir. Bu durumda şebekenin pozitif alternansında C1 kondansatörü D1 diyodu üzerinden  $\sqrt{2} * 115V$  tepe gerilim değeri ile şarj olacaktır. Negatif alternansta ise bu kez C2 kondansatörü D4 üzerinden aynı gerilim değeri ile şarj olur. Buna göre, "çıkış gerilimi" bu iki tepe geriliminin toplamı olan 320 V (doğru gerilim) değerine eşit olacaktır. Eğer şebeke gerilimi 230 V ise, şalter açık tutulur. Şebeke gerilimi köprü diyot doğrultucu üzerinden doğrultularak, çıkış da yine aynı gerilim elde edilir. Güç kaynağı devrede değilken C1 ve C2 filtre kondansatörleri boştur. Devre şebekeye bağlandığında, ilk anda çok yüksek değerde akım çekilir. Bu akım değeri hem şebeke hem de diyodlara zarar verir. Bu akımı sınırlamak üzere iki farklı yol önerilir. Her iki yöntem de Şekil 6.3'de gösterilmiştir. Birinci yöntem triyak-direnç ilişkisi üzerinden gerçekleştirilebilir. Bu yöntemde ilk önce triyak devreye alınmaz, C1 ve C2 kondansatörleri R1 direnci üzerinden şarj olur (R1 direnci başlangıç akımını sınırlar). C1 ve C2 şarj olduğunda, triyak devreye girerek R1 direncini kısa devre yapar ve bu durum devre çalıştırıldığı sürece devam eder. Bu nedenle, sürekli hal koşullarında, tüm yük, sürekli olarak triyak üzerinden akacağından, triyak seçilirken, parametrelerine dikkat edilmelidir. İkinci yaklaşım ise (tryak-R1 ikilisi yokken), sıcaklıkların arttıkça direnç değerleri hızlı bir şekilde düşen (termistör adı verilen) özel dirençler kullanmaktadır. Güç kaynağını devreye girerken (başlangıç anında) termistör direniç (soğuk olduğundan) değerleri yüksek olacaktır ve kapasitelerin (boş olmalarından dolayı) yüksek olacak akım değerini düşüreceklerdir. Devre sürekli hal değerlerine ulaştığında, termistör direniç değerleri yok denecek kadar düşük olduklarından, devrenin verimli çalışmasına engel teşkil etmeyeceklerdir. SMPS devrelerinde karşılaşılan bir diğer problem ise, şebekeden gelebilecek aşırı gerilimlerdir. Bunun devre üzerindeki etkilerini yok etmek için devre girişine paralel olarak bir "gerilim bastırma elemanı" konması zorunludur. Devre girişine gelen aşırı gerilimin kaynağı, giriş yakın endüktif bir yükün anahtarlanması olabileceği gibi, hat üzerinden gelecek atmosferik deşarj da olabilir. Kısa süreli olan bu deşarjlar devredeki diyot ve anahtarlama elemanına zarar verir. Bu amaçla (yayın olarak) kullanılan "gerilim bastırma elemanı" MOV (metal oksitli varistör) adı verilen cihazlardır. Girişe paralel olarak bağlanan bu eleman, değeri gerilime göre değişen empedans gibi davranışır. Girişe aşırı bir gerilim darbesi geldiğinde, kendi empedansını hızla azaltarak, aşırı gerilimi zararsız bir değere kadar kırpır. Devrenin en sağında yer alan R1 ve R2 dirençlerinin görevi ise, SMPS devreden çıkarıldığında, C1 ve C2 kapasitelerindeki yükü boşaltmaktır.

Yukarıda anlatıldığı gibi, giriş ünitesinin amacı mevcut şebeke gerilimini ham bir DA gerilimine dönüştürmektedir. Güç kaynağının bundan sonraki kısımlarının amacı ise ham DA gerilimini, arzu edilen kalite ve değerde bir DA gerilimine kavuşturmaktır. DA-DA kıyıcı olarak adlandırılan bu devrelerin ortak özelliği, bir anahtarlama elemanı, izole güç transformatoru ve çıkış doğrultucu elemanı içermesidir. Flyback, Forward, Push-Pull, yarım köprü, tam köprü, rezonans DA-DA devreleri bu kıyıcı devrelere örnek olarak可以说abilir.

#### 6.1.2. İKİ YÖNLÜ GÜÇ KAYNAKLARI (Batarya şarj ve deşarj tesislerinde)



Şekil 6.4. İki yönlü (DA-DA) güç kaynağı

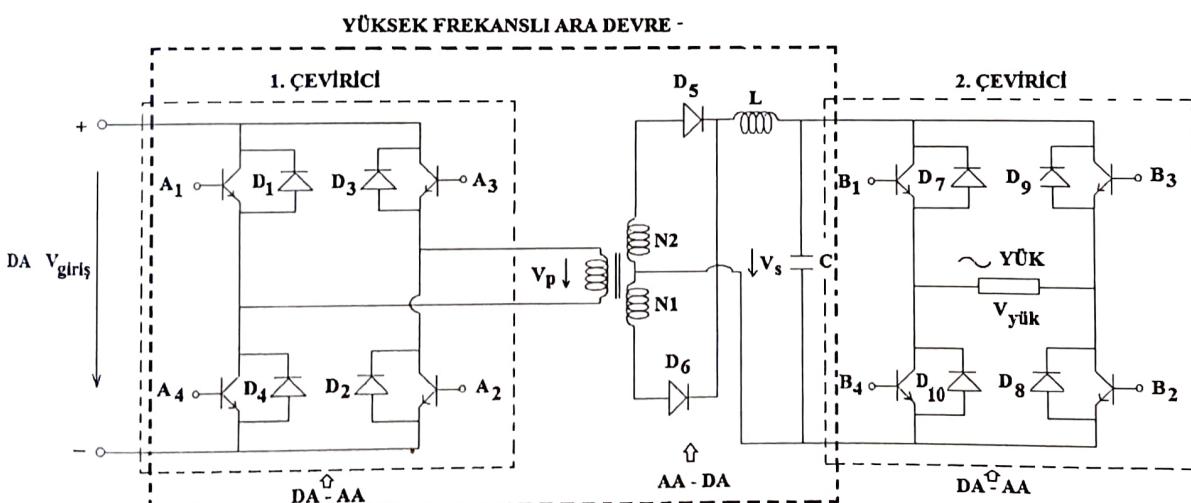
Bazı uygulamalarda, güç kaynağının her iki yönde de enerji akışına izin vermesi istenir. Şekil 6.4'de böyle bir amaca dönük olarak hazırlanmış devre gösterilmiştir. Devredeki enerjinin akış yönü,  $V_{\text{giriş}}$ ,  $V_{\text{yük}}$  gerilim değerlerine ve transformatörün çevirme oranına ( $N_1:N_2$ ) bağlıdır. Transformatörün her iki tarafındaki çeviriciler özdeştir.  $\frac{N_2}{N_1} * V_{\text{giriş}} > V_{\text{yük}}$  eşitsizliği sağlandığı sürece, devredeki enerji akışı (DA girişten) sol taraftan sağ tarafa (DA yük'e) doğru olacaktır. Bu durumda "1. çevirici" **inverter** olarak çalışırken, "2. çevirici" ise **doğrultucu** olarak çalışacaktır. Doğrultma işlemi;  $D'_1, D'_2, D'_3, D'_4$  diyonotları tarafından yapılmaktadır ( $B_1, B_2, B_3$  ve  $B_4$  anahtarları kullanılmamaktadır).

Eğer,  $\frac{N_2}{N_1} * V_{\text{giriş}} < V_{\text{yük}}$  eşitsizliği geçerli ise, enerji akış yönü sağ taraftan (yükten) sol tarafa (girişe doğru) olacaktır. "2. çevirici" **doğrultucu** olarak çalışırken, "1. çevirici" ise **inverter** olarak görev yapacaktır. Bu durumda doğrultma işlemi  $D_1, D_2, D_3$  ve  $D_4$  diyonotları tarafından yapılrken,  $A_1, A_2, A_3, A_4$  anahtarlarları iletme sokulmamaktadır. Kısaca, doğrultucu olarak kullanılan çeviricilerde, anahtarlar kullanılmaz.

## 6.2. AA GÜÇ KAYNAKLARI

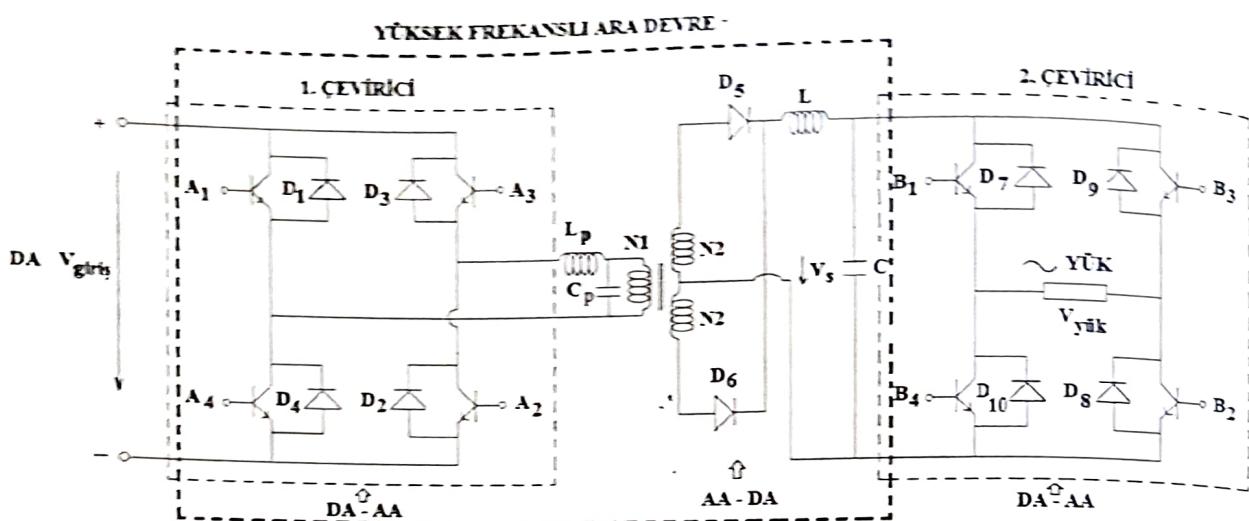
### 1) Anahtarlama AA Güç Kaynağı

Şekil 6.5'de görülen anahtarlama AA güç kaynağı devresinde, transformatörün her iki tarafında da inverter yer almaktadır. Transformatörün (sol taraf) primer tarafında yer alan inverterdeki anahtarlama frekansı oldukça yüksektir. Böylece, transformatörün boyutu, aynı zamanda transformatörün sekonder tarafında bulunan (sağ taraf) inverterin girişinde yer alan (L ve C) filtresinin boyutları da küçülmüş olmaktadır. Devrenin sağ tarafında yer alan inverter ise, yükün gerektirdiği anahtarlama frekansı ile çalışmaktadır.



Şekil 6.5. Anahtarlama AA Güç Kaynağı

## 2) Rezonans Devreli Anahtarlamalı AA Güç Kaynağı

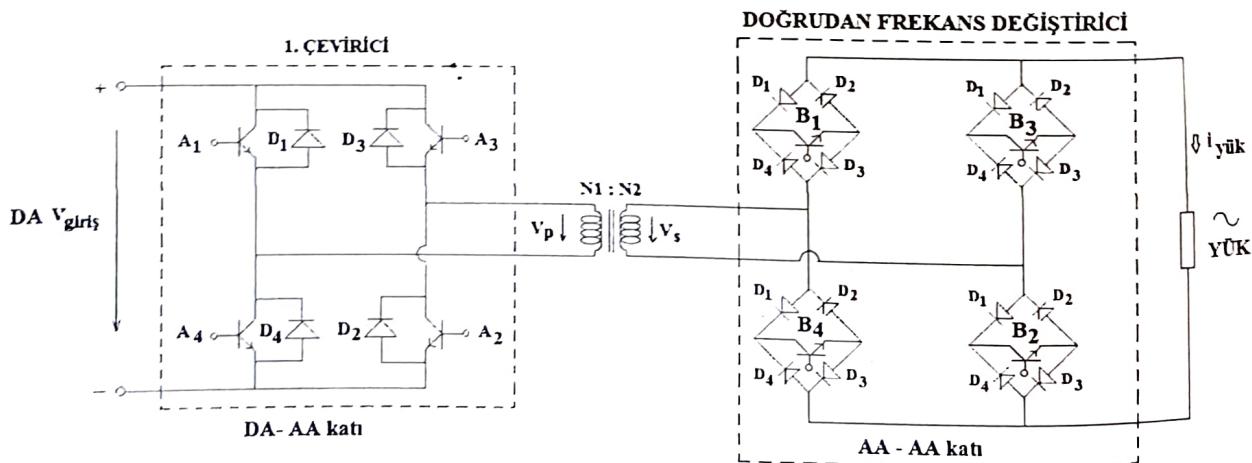


Şekil 6.6. Rezonans Devreli Anahtarlamalı AA Güç Kaynağı

Şekil 6.6'da verilen rezonans devreli anahtarlamalı AA güç kaynağında, primer devredeki  $L_p$  ve  $C_p$  elemanları yardımı ile, primer giriş akımı sinüs formuna yaklaştırılmaya çalışılır.  $L_p$  ve  $C_p$  değerleri, sol tarafta yer alan inverterin anahtarlama frekansı ile yakından ilgilidir.

## 3) İki Yönlü AA Güç Kaynağı

Şekil 6.7'de verilen iki yönlü anahtarlamalı "AA Güç Kaynağı" devresinde, sağ tarafta yer alan "doğrudan frekans değiştirici devrede", diyon köprüsü ve transistörle elde edilen iki yönlü yarı iletken anahtarlama elemanlarından yararlanılır. Doğrudan frekans çeviriçi, yüksek frekanslı AA işaretini, yük için gerekli düşük frekanslı AA işareteye çevirir. Bu devrede her iki yönlü güç akışı mümkündür. Şekil 6.7'de sağ tarafta görülen ve 5 adet elemandan oluşan (4 adet diyon ve transistör) yapı, her iki yönde de akım akışına uygundur.

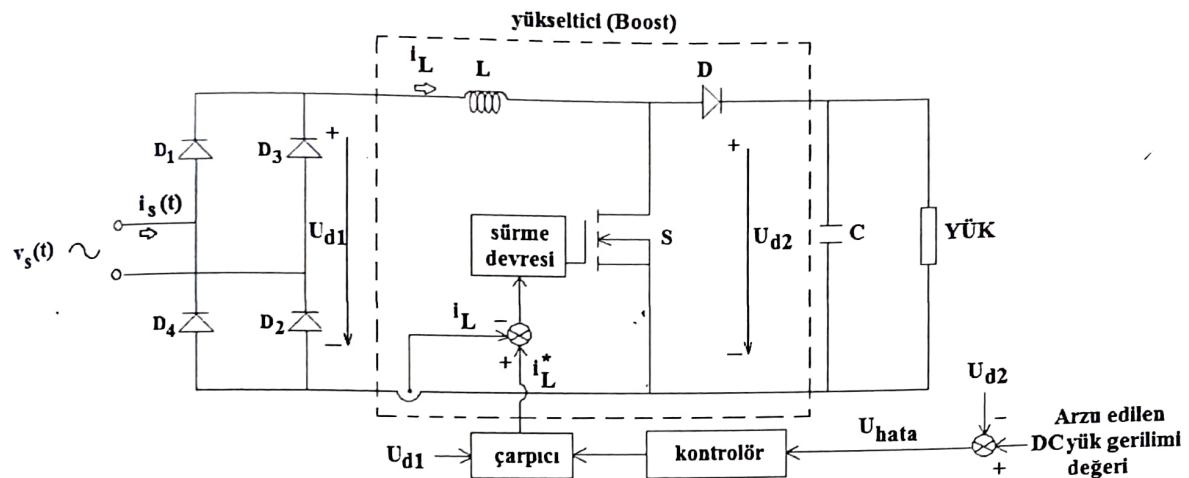


Şekil 6.7. İki Yönlü Anahtarlamalı AA Güç Kaynağı

## 6.3. ŞEBEKE GÜC FAKTÖRÜNÜN VE ŞEBEKE AKIM DALGA ŞEKLİNİN AKTİF ANAHTARLAMA İLE DÜZELTİLMESİ

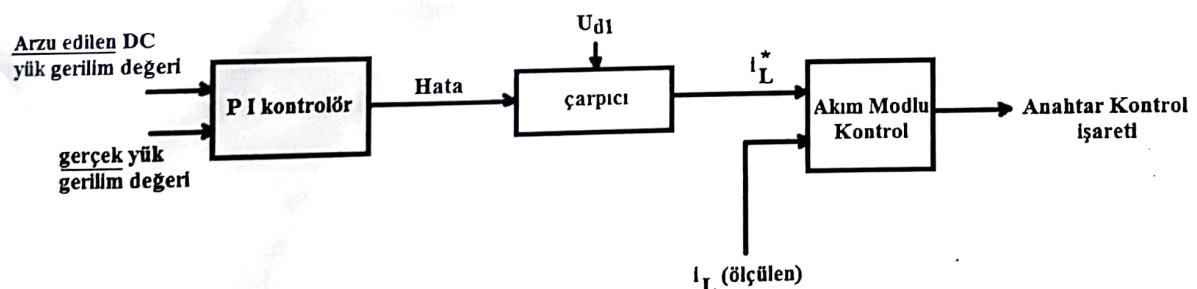
Doğru akım ile beslenen yüklerin, AA şebekeden beslenmesinde, doğrultucular yaygın olarak kullanılır. Klasik doğrultucular kullanıldığından, şebeke akım THD değeri yüksek, güç faktörü ise düşük değerler alacaktır. Modern doğrultucularda bu iki problem giderilir. Doğrultucunun şebekeden çeken akım,

Şebeke gerilimi ile aynı fazda getirilerek güç faktörü 1 yapılmaya çalışılırken, bu akımın dalga şekli de, şebeke gerilimine benzetilmeye çalışılır. Şekil 6.8'de bu amaca dönük olarak hazırlanmış "güç faktörü düzeltici" doğrultucu devre modeli gösterilmiştir.



Şekil 6.8. Doğrultucu devrede güç faktörünün iyileştirilmesi

Şekil 6.8'de görüldüğü gibi, kontrol sistemine "arzu edilen DC çıkış gerilimi" bildirilmektedir. Kontrol sistemi, çıkış geriliminin gerçek değeri ( $U_{d2}$ ) ve doğrultulmuş sinüs eğrisi şeklindeki  $U_{d1}$  değeri yardımı ile  $i_L^*$  referans akımını üretmektedir. Bu değer ile gerçek (doğrultucu) çıkış akımı karşılaştırılarak, MOSFET i sürmek için gerekli anahtarlama işaretini üretilmektedir. Şekil 6.9'da, Şekil 6.8'de verilen devrenin kontrol modeli gösterilmiştir.

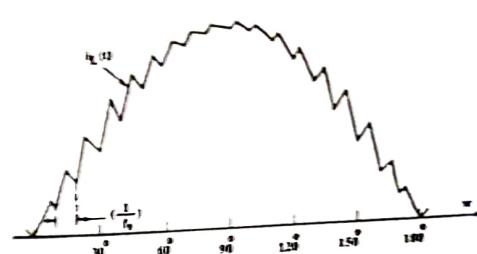


Şekil 6.9. Doğrultucu devrede güç faktörünün iyileştirilmesinde kullanılan kontrol modeli

Şekil 6.9'da "Akım Modlu Kontrol" bloğunun tasarlanması sırasında kullanılan 4 farklı yöntem bulunmaktadır. Aşağıda bu yöntemler kısaca açıklanmıştır [10].

#### 1) Sabit Frekanslı Kontrol

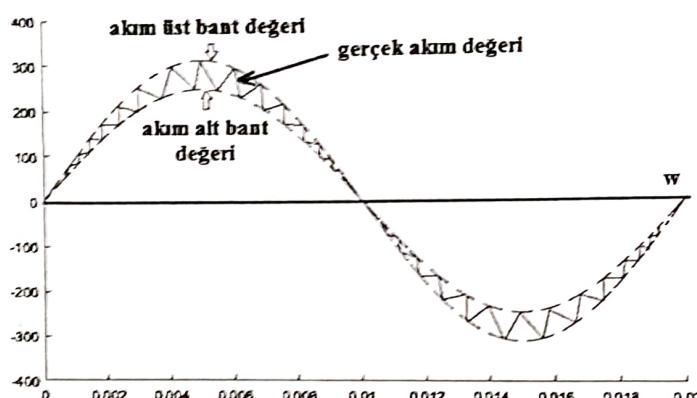
Bu yöntemde anahtarlama frekansı sabit tutulur.  $i_L(t)$  akımı,  $i_L^*(t)$  değerine ulaştığında, devredeki MOSFET kesime yollanır. Aksı durumda MOSFET iletimde tutulur. Anahtarın iletme sokulması sabit "fs" değerinde frekansa sahip bir işaret tarafından temin edilir. Şekil 6.10'da sabit frekanslı kontrol ile üretilen  $i_L(t)$  akım değişimi gösterilmiştir.



Şekil 6.10. Sabit frekans kontrolü ile akım modlu kontrol [10]

### 2) Sabit Bant Kontrolü

Bu yöntemde,  $i_L(t)$  akımı ile  $i_L^*(t)$  akım arasında bir tolerans belirlenir. Bu tolerans değeri aşıldığında MOSFET kesime yollanır, aksi durumda MOSFET iletimde tutulur (Şekil 6.11).



Şekil 6.11. Sabit bant kontrolü ile akım modlu kontrol

### 3) Değişken Bant Kontrolü

Bu yöntemde  $i_L(t)$  akımındaki dalgalılık ( $I_{\text{ripple}}$ ) değeri,  $|v_s(t)| = U_{d1}$ 'in ani değerine bağlı olarak sürekli olarak değiştirilir. Bu yöntemin sabit bant kontrolünden farkı bu özelliğidir.

### 4) Süreksiz Akım Kontrolü

Bu yaklaşımın,  $i_L(t)$  akımı,  $2i_L^*(t)$  akım değerine ulaşıcaya kadar anahtar iletimde tutulur, bu değere ulaşınca anahtar açılır. Bu durum  $i_L(t) = 0$  oluncaya kadar devam eder. Bu yaklaşım değişken bant kontrolünün bir başka uygulamasıdır.

Anahtarlama süresi boyunca, Şekil 6.8'deki çıkış gerilimi ( $U_{d2}$ ) ve çevirici giriş gerilimi ( $U_{d1}$ ) değerinin sabit kaldığı var sayılacaktır. Bir anahtarlama periyodu sırasında, akımın iki tepe değeri arasındaki fark  $I_{\text{ripple}}$  olmak üzere, anahtarın iletimde kaldığı (ON) süre  $t_{ON}$ , kesimde kaldığı süre  $t_{OFF}$  olursa [10];

$$t_{ON} = \frac{L * I_{\text{ripple}}}{U_{d1}} \quad (6.15)$$

$$t_{OFF} = \frac{L * I_{ripple}}{U_{d2} - U_{d1}} \quad (6.16)$$

eşitlikleri ile hesaplanabilir. Anahtarlama frekansı ise [10];

$$f_s = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{(U_{d2} - U_{d1}) * U_{d1}}{L * I_{ripple} * U_{d2}} \quad (6.17)$$

eşitliği ile hesaplanabilir. Eğer anahtarlama frekansı sabit ise [10];

$$I_{ripple} = \frac{(U_{d2} - U_{d1}) * U_{d1}}{L * f_s * U_{d2}} \quad (6.18)$$

eşitliği ile hesaplanır. Şekil 6.8'deki devre yükseltici tip devre olduğundan,  $\left. \frac{U_{d1}}{U_{d2}} \right|_{max} = 1$  olabilir.  $I_{ripple}$

değerinin en büyük değerini bulmak için (6.18) ifadesinin  $U_{d1}$ 'e göre türevi alınır ve sıfıra eşitlenirse;

$$U_{d1} = 0.5U_{d2}$$

olacaktır.

**SONUÇ OLARAK**, bir yükseltici devre kullanarak, şebeke akımının dalga şekli düzeltilmek istendiğinde aşağıdaki tespitler yapılabilir [10]:

a) Şekil 6.8'de verilen devrede çıkışa paralel olarak bağlanan C kondansatörünün uçları arasındaki çıkış geriliminde, şebeke frekansının iki katı frekansta (100 hz) salınım bulunur.  $U_{d2}$  gerilimini istenen değerde tutmaya çalışan geri besleme devresi, giriş akımının dalga şeklini bozmadan bu salınımı yok edemez.

b)  $i_L(t)$  endüktans akımındaki anahtarlama frekanslı salınının genliği küçük yapılabılır ise, bu durumda endüktansın üzerine sarıldığı manyetik devrenin saç paketleri kullanılarak üretilmesi mümkündür. Bunlardaki doyma yoğunluğu, yüksek frekansta kullanılan ferrit çekirdeğe göre daha yüksek olduğu için boyutları ferrit çekirdeğe göre daha küçük yapılabılır.

c) Anahtarlama frekansının arttırılması ile yüksek frekanslı salınının süzülmesi kolaylaşır, endüktansın boyutu küçülür. Fakat frekans artışı, anahtarlama kayıplarını artıracaktır. Bu konu, optimum olarak çözülmesi gereken bir konudur.

d) Çıkış gerilimi  $U_{d2}$ , şebeke geriliminin tepe değerinden ( $V_s^{max}$ ) %10 daha büyük olduğunda, cihazın veriminde ciddi düşüşler olur.

e) Yükseltici çevirici yapısı, giriş akımının  $i_s(t)$  biçimlendirilmesine çok uygundur. Zira  $i_L(t)$  akımının büyük değerlerinde anahtar akımı çok kısa bir süre iletimde kalabilmektedir. Bu durum anahtar kayıplarını azaltıcı etkiye sahiptir.

f) Şebekeden çekilen besleme akımındaki dalgalılığın şebekeden karşılanması engellenmesi için doğrultucu çıkışına paralel küçük değerde bir kondansatör bağlanmalıdır. Aktif akım biçimlendirici devrenin olmadığı klasik devrelerde, giriş katında bir EMI filtresinin bulunması gereklidir.

Şebekeden çekilen  $i_s(t)$  akımının, güç faktörünün 1 olacak şekilde biçimlendirilmesinin ilave katkıları da bulunmaktadır:

**a)** Giriş geriliminin geniş bir aralıkta değişmesine karşın,  $U_{d2}$  çıkış gerilimi hemen hemen sabittir. Örneğin,  $U_{d2}$  değeri, giriş geriliminin %10 fazlasına ayarlandığında, giriş gerilimi nominal değerine göre %10 artsa bile, giriş akımı hala sinüzoidal dalga şeklini korur. Devre parametreleri uygun seçildiğinde, çok büyük gerilim düşümlerinde bile, giriş akımı sinüs formunu korur.

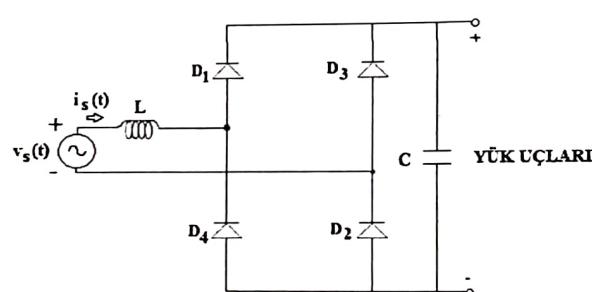
**b)** EMI filtre değerleri küçülür

**c)** Doğrultucu çıkışına bağlanan C kondansatörünün değeri  $1/3$  ila  $1/2$  oranında azalır.

**d)** Aktif akım biçimlendirmesinin yapılmadığı duruma göre devre verimi %96'dan %99'a çıkar.

Aktif akım biçimlendirme yaklaşımı, yakın zamana kadar yaygın olarak kullanılmamaktaydı. Fakat son zamanlarda harmonik konusunda uygulanan baskıların artması, bu konunun ciddi olarak gündeme gelmesine neden oldu. Bu yaklaşımın diğer faydaları, bilgisayar besleyen kesintisiz güç kaynaklarında ve dizel jeneratörlerde görülmektedir. Giriş akımının, giriş gerilimi ile aynı fazda ve sinüzoidal oluşu, güç kaynaklarının kVA değerini en düşük değere indirmektedir. Bu manada, aktif akım biçimlendirme özelliği taşıyan ( $GF=1$  olan) 1 fazlı doğrultucular için seri üretim başlamış ve fiyatları makul seviyelere indirilmiştir.

### GÜÇ FAKTÖRÜNÜN VE GİRİŞ AKIM DALGA ŞEKLİNİN PASİF YÖNTEMLE DÜZELTİLMESİ

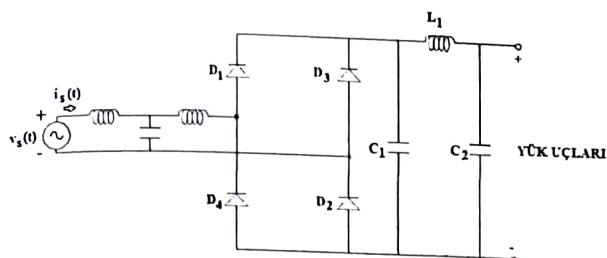


Şekil 6.12. Güç faktörünün pasif yöntem ile düzeltilmesi

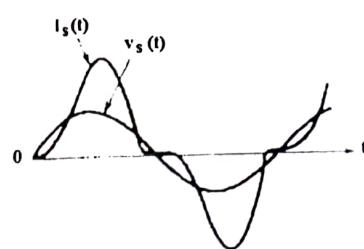
Kontrolsüz bir doğrultucunun şebekeden çektiği akımın dalga şeklini sinüs formuna yaklaştırmak için endüktans ve kapasite kullanılır. En basit hali ile devre Şekil 6.12'de gösterilmiştir. Devre girişine bağlanan L endüktansı, kaynaktan doğrultucuya bakıldığından görülen eşdeğer endüktans değerini büyütceği için, giriş güç faktörünü arttırır, harmonik genliklerini azaltır. Kaynak girişine seri L eklenmesinin etkileri şöyle özetlenebilir:

- a)** Şebeke akım dalga şekli düzeldiği için  $Gf$  değeri kabul edilebilir bir değere yükselir.
- b)** Doğrultucu giriş gerilimi, L endüktansındaki gerilim düşümü nedeni ile yük akımına bağlı olarak değişir. Bu nedenle de doğrultucu çıkış gerilimi de L endüktansındaki gerilim düşümüne bağımlı hale gelir. Çıkış gerilimi L endüktansının olmadığı durumda gerilimden (yaklaşık), %10 düşük olacaktır.
- c)** Şekil 6.12'de görülen C ve L elemanları, alçak geçiren bir filtre oluşturdukları için, çıkış gerilimindeki dalgalılık azalır.
- d)** Diyotlardaki iletim kayipları azalır fakat endüktans kaybı artar. Sonuç olarak kazançlar kayipları dengeler.

Şebekeden çekilen akımın dalga şeklini daha da iyileştirmek için, Şekil 6.12 yerine, Şekil 6.13'de verilen devre kullanılabilir. Şekil 6.13'de görülen şebeke akımının ( $i_s(t)$ ) değişimi ise Şekil 6.14'de gösterilmiştir.



Şekil 6.13. Güç faktörünün pasif yöntem ile düzeltilmesi



Şekil 6.14. Şebeke akımı dalga şekli

Şekil 6.13'de görülen devrede,  $C_1$  kapasite değeri,  $C_2$  kapasite değerinden daha düşüktür. Bu devredeki (yük uçları arasındaki) çıkış gerilim dalga şekli, Şekil 7.12'ya kıyasla biraz daha artsa da, şebeke akımının dalga şekli, Şekil 6.12'de verilen devreden daha iyidir. Çıkış (yük) gerilim dalga şeblindeki dalgalılık,  $L_1$  ve  $C_2$  elemanları tarafından oluşturulan alçak geçiren filtre ile azaltılır. Bu devrenin olumsuz yönleri; boyut (ve dolayısı ile maliyet) artışı, kayıplarının büyümesi ve çıkış dalga şeblinin (giriş devre empedansları nedeni ile) yük akımına bağlı olarak değişmesidir.

### KOMUTASYON DEVRELERİ

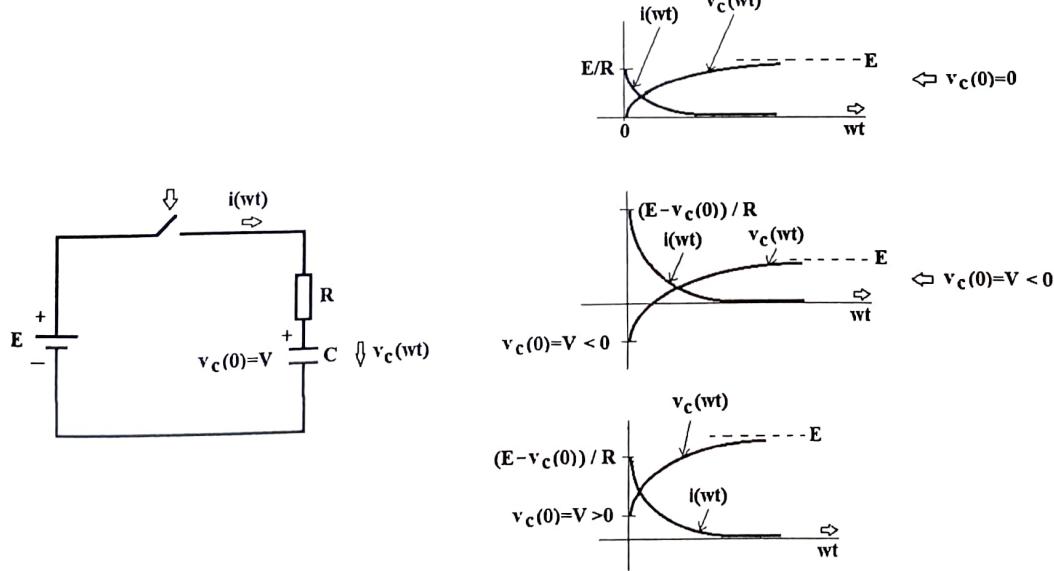
Alternatif akım için gerilimin negatif geçmesi ile akım da yön değiştireceği için, tristörlerin kesme gitmesi mümkün olabilmektedir. Fakat, doğru akım devrelerinde gerilimin kendiliğinden yön değiştirmesi mümkün olamadığından, tristör veya diyodlar kesme götürülemez. Doğru akım devrelerinde tristör gibi anahtarları kesme görmek için geliştirilen devrelere "komutasyon devreleri" adı verilir. Komutasyon metodu olarak iki farklı yaklaşım göze çarpmaktadır:

**1)** Paralel kondansatör kullanmak: **1a)** Yardımcı rezonans devreler, **1b)** İki çift tristörlü devreler

**2)** Rezonans devrelerinden yararlanmak: **2a)** Seri rezonans devresi, **2b)** Paralel rezonans devresi

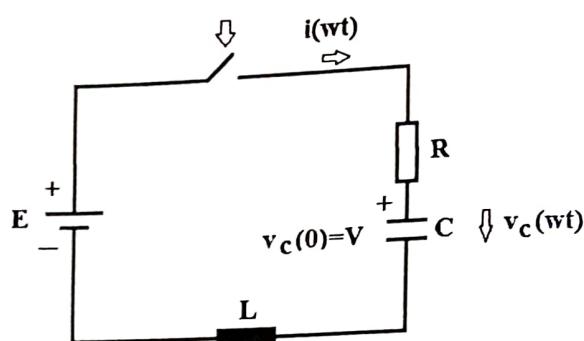
### HATIRLATMALAR

**1)** Doğru akım devrelerinde, yük olarak, seri "RC" elemanları kullanmak:



$i(wt) = Be^{-t/\tau}$ ;  $v_c(wt) = E + Ae^{-t/\tau}$ ;  $\tau = RC$ . Yukarıda verilen akım ve gerilim denklemlerinde görülen A ve B sabitleri, ilk koşullardan yola çıkılarak bulunur.

2) Doğru akım devrelerinde, yük olarak, seri "RLC" elemanları kullanmak:

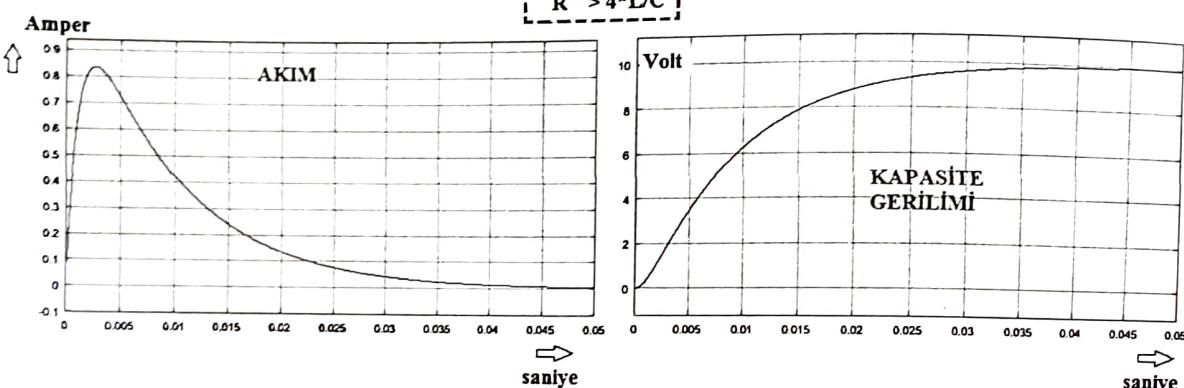


### ÇOK SÖNÜMLÜ HAL ANALİZİ

$$\begin{aligned} E &= 10 \text{ V} & v_c(0) &= 0 & i(0) &= 0 \\ R &= 10 \text{ ohm} & L &= 10 \text{ mH} & C &= 1 \text{ mF} \end{aligned}$$

ÇOK SÖNÜMLÜ

$$R^2 > 4 \cdot L/C$$



$$i(wt) = Ae^{-at} + Be^{-bt}; \quad v_c(wt) = E + e^{-at}(Ct + D); \quad \alpha = R/(2L)$$

$$a = \frac{R}{2L} - \left[ \left( \frac{R}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC} \right]^{0.5}; \quad b = \frac{R}{2L} + \left[ \left( \frac{R}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC} \right]^{0.5}$$

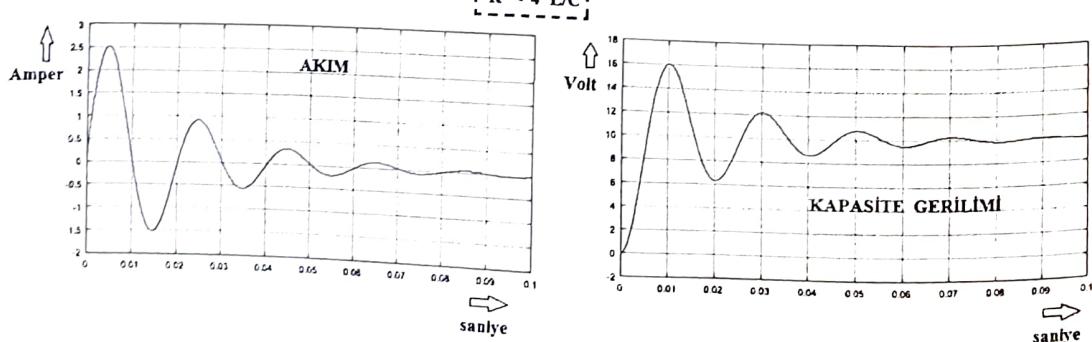
Yukarıdaki eşitliklerde görülen A, B, C ve D parametreleri;  $i(t=0)$  ve  $v_c(t=0)$  ilk koşulları kullanılarak bulunur.

### AZ SÖNÜMLÜ HAL ANALİZİ

$$E = 10 \text{ V} \quad R = 1 \text{ ohm} \quad C = 1 \text{ mF} \quad L = 10 \text{ mH} \quad v_c(0) = 0 \quad i(0) = 0$$

AZ SÖNÜMLÜ

$$R^2 < 4 \cdot L/C$$



$$i(wt) = Ae^{-\alpha t} \sin(wt + \delta); \quad v_c(wt) = E + Be^{-\alpha t} \sin(wt + \theta); \quad \alpha = R/(2L);$$

$$w = \left[ \frac{1}{LC} - \left( \frac{R}{2L} \right)^2 \right]^{0.5} \text{ (sönümlük frekansı)}$$

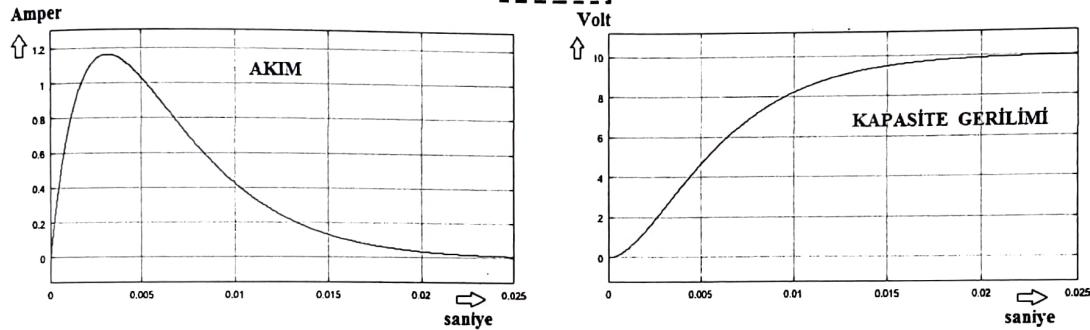
Yukarıdaki eşitliklerde görülen A, B,  $\delta$  ve  $\theta$  parametreleri;  $i(t=0)$  ve  $v_c(t=0)$  ilk koşulları kullanılarak bulunur. Eğer  $R=0$  olursa;  $i(wt) = A \sin(wt + \delta)$ ;  $v_c(wt) = E + B \sin(wt + \theta)$ ;  $\alpha = R/(2L)$ ;  $w = (1/(LC))^{0.5}$   
 $w$ : az sökümlülük tabii frekansı

### KRİTİK SÖNÜMLÜ HAL ANALİZİ

#### KRİTİK SÖNÜMLÜ

$$E=10 \text{ V} \quad R=6.3246 \text{ ohm} \quad C=1 \text{ mF} \quad L=10 \text{ mH} \quad v_c(0)=0 \quad i(0)=0$$

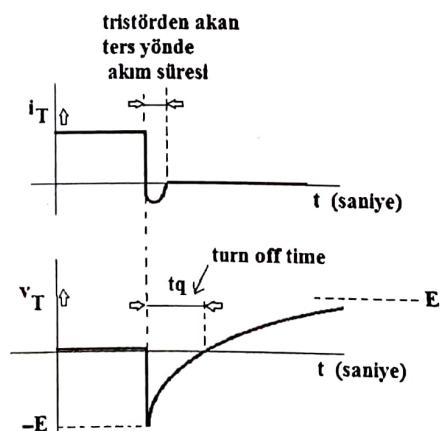
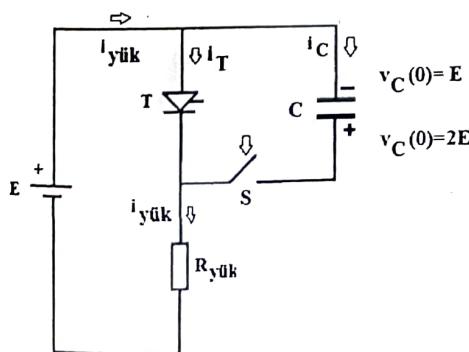
$$[R^2 = 4 * L/C]$$



$$i(t) = e^{-\alpha t}(At + B); \quad v_c(t) = E + e^{-\alpha t}(Ct + D); \quad \alpha = R/(2L);$$

Yukarıdaki eşitliklerde görülen A, B, C ve D parametreleri;  $i(t=0)$  ve  $v_c(t=0)$  ilk koşulları kullanılarak bulunur.

### BASİT BİR KOMUTASYON DEVRESİ



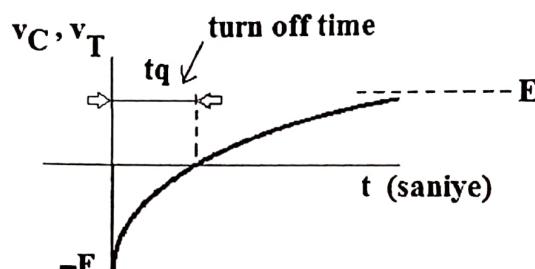
$t=0$  anında C'nin yukarıda verilen devre şemasında görüldüğü gibi (referans işaretine göre) dolu olduğu kabul edelim.  $t=0$  anında, T triktörü tetiklendiğinde (S anahtarı bu anda açık kabul ediliyor), yük üzerinden (dolayısı ile triktör üzerinden)  $E/R = i_{yük}$  akımı akar. Devre bu modda çalışıyorken S anahtarı kapatılırsa, tritörün katoduna 2E, anoduna ise E gerilimi gelecektir. Bu anda anı olarak triktör

üzerinden ters yönde bir akım akacaktır (bakınız: tristör çalışma ilkeleri). Şayet t süresi tristörün "turn off time" süresine eşit veya bu değerden büyükse, bu durumda, T tristörü "kesime gidebilecek" demektir. Böylece doğru akım devresinde bir tristör (zorlanarak) kesime gitmektedir. Fakat "S" anahtarının el ile kontrolü hızlı bir şekilde yapılamayacağından, komutasyon devrelerinde "S" anahtarları yerine bu işlevi yapacak elektronik devreler konur. Aşağıda verilecek olan diğer bir komutasyon devresinde, "S" anahtarını yerini T2 tristörü, D diyodu ve L selfinden oluşan bir devre üstlenmektedir.

**Soru:** Aşağıda verilen eğri, bir komutasyon devresinde kapasiteye paralel olarak bağlı olan bir tristörün anot-katot gerilim eğrisidir. (Bu değişimin eğrisi:  $v_{T1} = v_c(t) = E - 2Ee^{-t/(RC)}$ )

Devrede kullanılan tristör için katalogdan  $t_q$  tıkama süresi 150 mikro saniye olarak okunmuştur. T1 tristörünün kesime gidebilmesi (bu devrede görevini yapabilmesi) için  $R=R_{yük}=1$  kohm olduğu kabulü ile, komutasyon devresinde kullanılacak C kapasite değerini bulunuz.

**Çözüm:**



$\Delta t \geq t_q$  ( $t_q$ : T1 tristörünün tıkama süresi) şartı sağlanmalıdır.

$$v_C(\Delta t) = 0 \Rightarrow t = \Delta t = t_q$$

$$v_c(t = \Delta t) = 0 = E - 2E * e^{-t_q / (RC)} = 0 \Rightarrow \Delta t = t_q = R * C * (\ln 2)$$

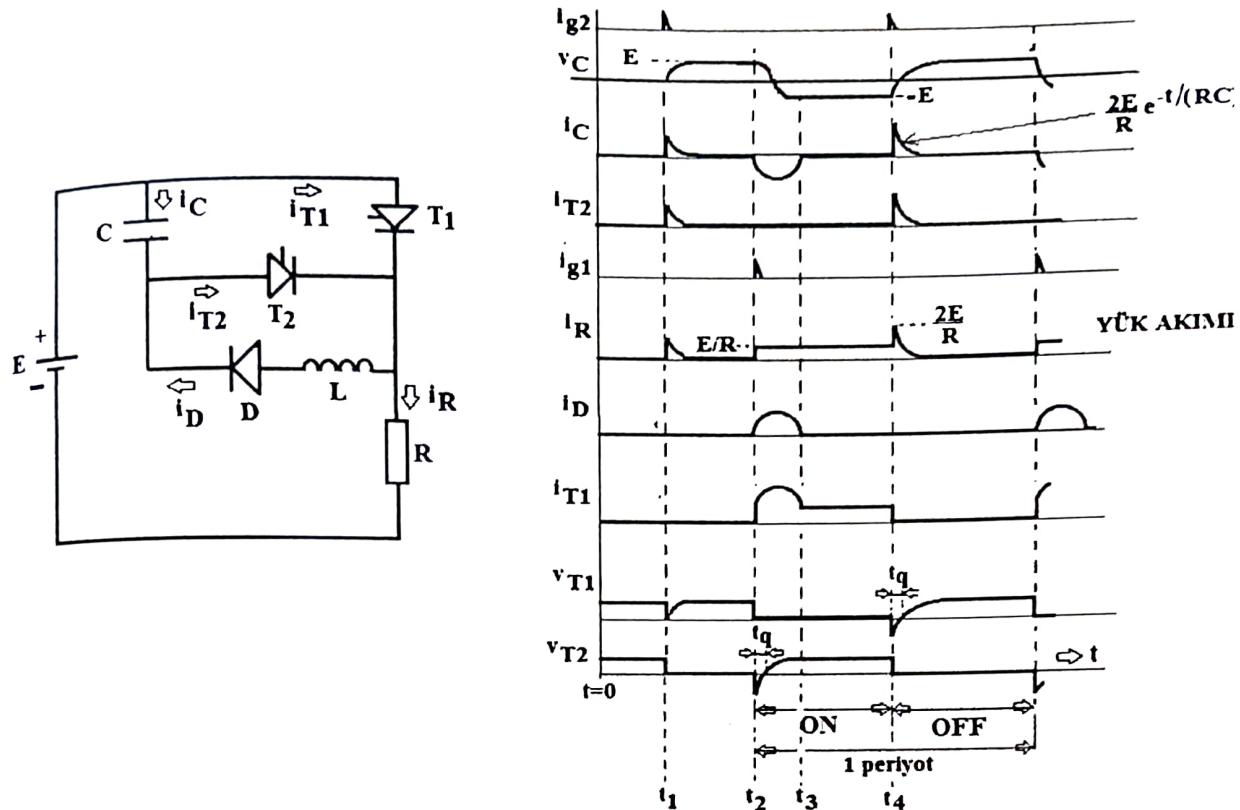
$\Delta t$  değeri minimum "t<sub>q</sub>" değerinde olmalıdır ki, tristör kesime gidebilsin

$$C = \frac{t_q}{R * \ln 2} = \frac{150 * 10^{-6}}{1 * 10^3 * 0.693} = 0.216 \text{ mikro farad}$$

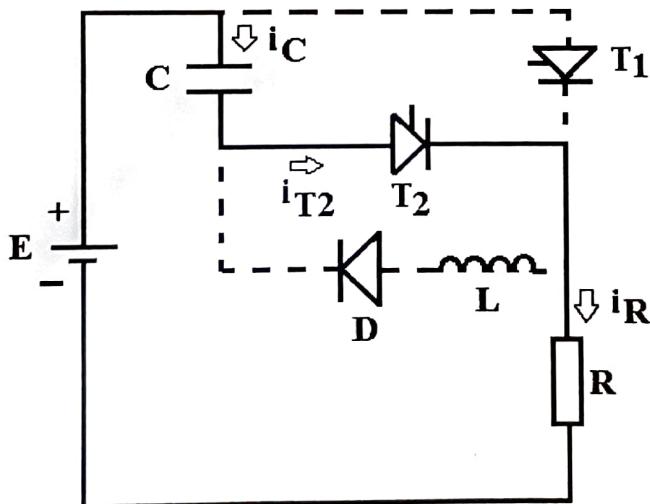
(NOT: Bir tristörün kesime gidebilmesi için Anot-Katot gerilim değerinin negatif olması yeterli olmayıp, aynı zamanda da bu negatif gerilim değerinin en azından "t<sub>q</sub>" süresi kadar anot-katot uçlarıarasına uygulanması gereklidir.

### PARALEL KAPASİTELİ KOMUTASYON

Aşağıda verilen komutasyon devresinde ( $t_1-t_2$ ), ( $t_2-t_3$ ) ve ( $t_3-t_4$ ) zaman aralıklarında inceleme yapılacaktır. Devrenin 3 adet zaman aralığına bölünmesinin nedeni, iki adet tristörün farklı zamanlarda tristörü tetikleyerek (R) yük uçları arasındaki gerilimin ortalama değerini değiştirmektir. Devrenin amacı, iki adet anahtar T1 tristöründür. Devreye T2 tristörünün ilave edilmesinin nedeni, T1 tristörünü devreden diğer komutasyon devre elemanları ise; C, L ve D diyodudur.



1) Devrenin ( $t_1-t_2$ ) zaman aralığında çalışması:



Yukarıda verilen devre şeması ( $t_1-t_2$ ) zaman aralığında devredeki akım dağılımını göstermektedir. Kesikli çizgiler, akımın akmadığı yolu göstermektedir. C kapasitesinin  $t=0$  anında boş olduğu kabulü yapılmıştır.

Seri RC devresinde  $i_C(t) = Be^{-t/(RC)}$  olduğu daha önce yazılmıştır.  $t=0$  anında kapasite boş olduğundan  $B=E/R$  elde edilir. Bu durumda;  $i_{T2}(t) = i_C(t) = i_R(t) = (E/R) * e^{-t/(RC)}$  olacaktır.

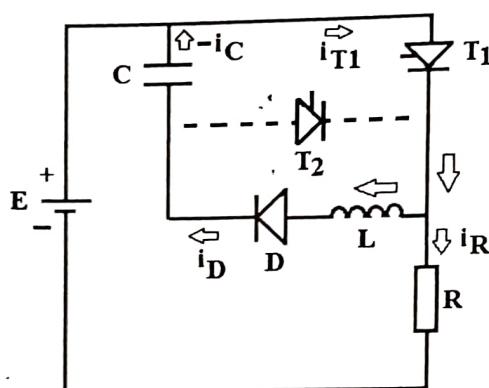
Buna göre yukarıdaki devreye bakarak ( $v_c(t=0) = 0$ );

$$v_c(t) = E + A * e^{-t/\tau}; v_c(wt) = E * (1 - e^{-t/(RC)}) \text{ elde edilir.}$$

$$v_c(t) = v_{T1}(t); v_{T2}(t) = 0; i_c(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}; v_R(t) = E - v_C(t); v_R(t) = E * e^{-t/(RC)}$$

Not: Çok kısa zaman zarfında kondansatör E değerine ulaşır. Bu yüzden  $(t_1 - t_2)$  zaman aralığının çoğunda sabit E değeri görülür.

## 2) Devrenin $(t_2 - t_3)$ zaman aralığında çalışması:



Bu zaman aralığında devrede iki akım bulunur. Yukarıda her iki akım da gösterilmiştir. Diyot ve tristörlerdeki gerilim düşümleri ihmal edilecektir  $t = t_2$  ( $t_2$  anını "0" anı olarak al).

$$i_{T1}(t) = i_R(t) - i_C(t); i_R(t) = E/R;$$

$$i_C(t) = I_m \sin(\omega_n t + \varphi); v_C(t = t_2) = 0; i_C(t = t_2) = 0$$

$$v_c(t) = v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -L \frac{di_C(t)}{dt}; v_c(t) = -LI_m \omega_n \cos(\omega_n t + \varphi)$$

$$t = t_2 \quad (t_2 \text{ anını "0" anı olarak al}) \Rightarrow i_C(t = t_2) = 0 \Rightarrow \varphi = 0$$

$$t = t_2 \quad (t_2 \text{ anını "0" anı olarak al}) \Rightarrow v_C(t = t_2) = E \Rightarrow I_m = -E/(\sqrt{L/C})$$

$$\text{Sonuç olarak;} \quad i_C(t) = -(E/\sqrt{L/C}) * \sin \omega_n t \quad \omega_n = (1/(LC))^{0.5}$$

$$v_c(t) = E \cos \omega_n t; v_{T2}(t) = -v_C(t); -i_C(t) = -i_L(t) = i_D$$

$$i_{T1}(t) = i_R(t) - i_C(t) = (E/R) + E/\sqrt{(L/C)} * \sin \omega_n t$$

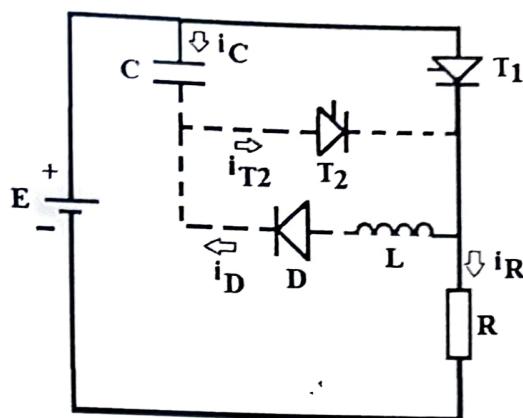
**Not: Osilatör devre için;**

$$i_L(t) = -i_C(t); v_L(t) = v_C(t); i_c(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}; v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$v_c(t) = v_L(t) = -LC \frac{d}{dt} \left[ \frac{dv_C(t)}{dt} \right] = -LC \frac{d^2 v_C(t)}{dt^2}$$

$$v_c(t) = -LC \frac{d^2 v_C(t)}{dt^2} \Rightarrow v_c(t) = A \cos(\omega_n t + \varphi); i(t) = B \sin(\omega_n t + \varphi)$$

3) Devrenin ( $t_3 - t_4$ ) zaman aralığında çalışması:



$t_4$  anında T2 tristörü tetiklendiğinde;

$$E = v_C(t) + v_R(t); \quad v_C(t) = E + B * e^{-t/(RC)}; \quad t = t_4 = 0 \Rightarrow v_C(t) = -E$$

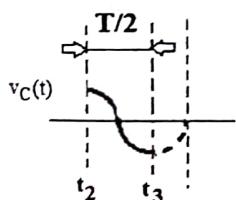
$$-E = E + B \Rightarrow B = -2E; \quad v_{T1}(t) = v_C(t) = E - 2E * e^{-t/(RC)} \Rightarrow i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{2E}{R} e^{-t/(RC)} = i_R(t) = i_{T2}$$

$$v_R(t) = E - v_C(t) = 2E * e^{-t/(RC)};$$

Dolayısı ile  $t=0$  anında  $v_R(t) = 2E$  olacağından T1 tristörü kesime gidecektir.

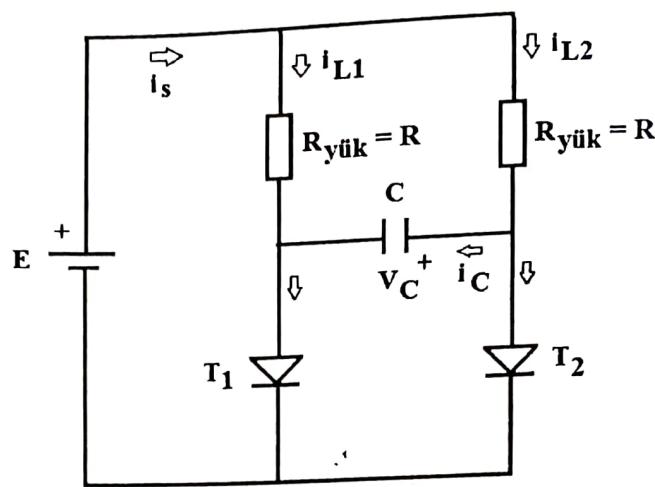
Sağlama:



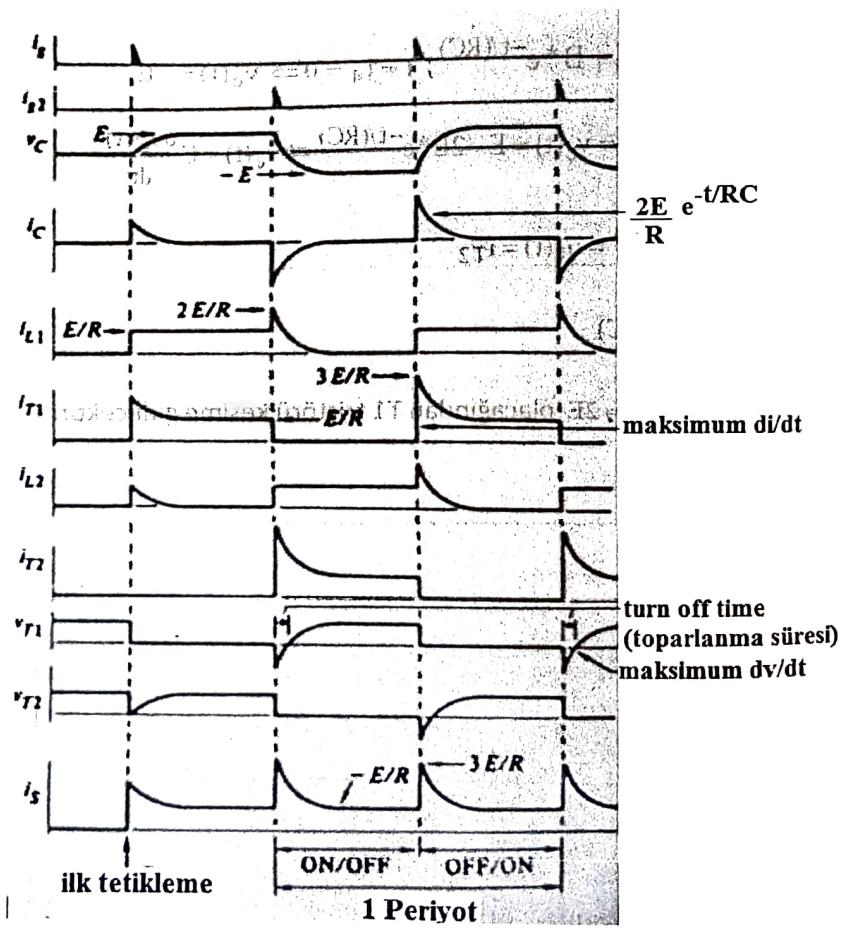
$t=T/2$  için  $v_C(t) = -E$  olmalı.

$$T=1/f = \frac{1}{1/(2\pi\sqrt{LC})} = 2\pi\sqrt{LC}$$

$$v_C(t) = E * \cos(\omega_n t) = E * \cos((1/\sqrt{LC}) * t) = E * \cos((1/\sqrt{LC}) * (T/2)) = E \cos \pi = -E$$



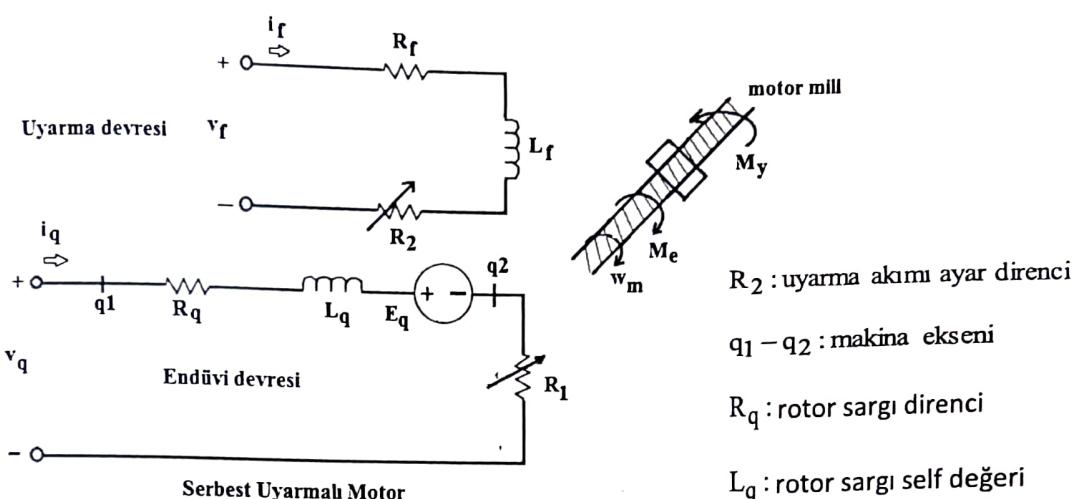
a)



b)

a) Örnek bir komutasyon devresi ve b) Akım ve gerilim değişimleri

## DC MOTOR KONTROLÜ

 $R_2$  : uyarma akımı ayar direnci $q_1 - q_2$  : makina ekseni $R_q$  : rotor sargı direnci $L_q$  : rotor sargı selfi degeri $L_f$  : uyarma sargı selfi $R_f$  : uyarma sargı direnci $M_e$  : elektromek anık moment $M_y$  : yük momenti $i_q$  : yük akımı

$$M_e = J \frac{dw_m}{dt} + \alpha w_m + M_y ;$$

 $J$ : Atalet momenti (mekanik devre zaman sabiti) $\alpha$ : Viskoz sürtünme katsayısı

$$E_q = k_e * n * \Phi = k_e * n * f(i_f) = \underbrace{k_e * n * f}_{\text{uyarma değişimi doğrusal ise}}(i_f)$$

$$M_e * w_m = E_q * i_q \Rightarrow M_e = \frac{E_q * i_q}{w_m} = \frac{k_e * n * \Phi * i_q}{2\pi n / 60} = k_m * \Phi * i_q = M_e$$

Yukarıda verilen eşdeğer devrelere Kirchhoff gerilim yasası uygulanır ise;

$$V_q = E_q + R_q * i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + R_1 * i_q ; \text{ (motor çalışma durumu)}$$

$$V_q = E_q - R_q * i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - R_1 * i_q ; \text{ (jeneratör çalışma durumu)}$$

**Not:** Geçici rejim dışında (hassas inceleme hariç)  $\Rightarrow L_q \frac{di_q}{dt} \approx 0$  alınabilir.

Motorun yol alma durumunda devir sayısı çok düşük olduğunda ( $n \downarrow \downarrow$ )  $E_q \approx 0$  alınabilir. Bu durumda  $i_q \uparrow \uparrow$  olacağından, endüvi devresini aşırı akımdan korumak için, devreye seri olarak

ayarlanabilir ( $R_1$ ) direnci bağlanır. Bu durumda motor yol alma anında;  $i_q \approx L_q \frac{V_q}{R_q + R_1}$

alınabilir. DC motorlarının, "hem artı hem de eksi yönde hız kontrolü yapabilmeleri, sabit ve değişken moment üretebilmeleri, hızlı bir şekilde hızlanma ve yavaşlamaları (çelik, maden ve elektriksel çekeme sanayinde kullanılma sebebi), kapalı devre sistemlerde hız ve konum kontrolünde kullanılması, rejeneratif koşullarda kullanılması" tercih sebepleri arasındadır.

**HIZ AYARI (speed regulating)**

$$n = \frac{E_q}{k_e * f(i_f)} = \frac{E_q}{k_e * \Phi} = \frac{V_q - R_q * i_q}{k_e * \Phi}$$

DA makinasında  $\Phi$  azalınca n artar. Bir hata sonucu  $\Phi=0$  olursa,  $n \rightarrow \infty$  olacaktır. Pratikte bu duruma motorun "kaçma"sı adı verilir.

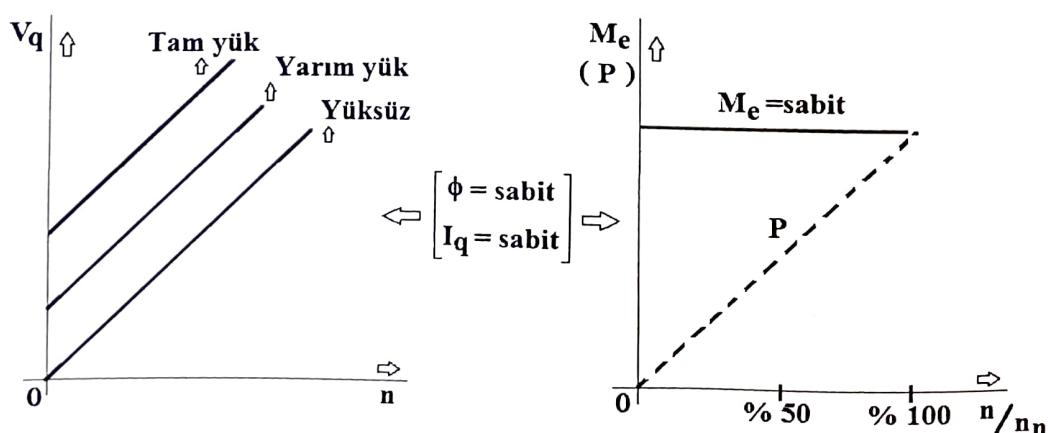
$$M_e = k_m * \Phi * i_q$$

denkleminde  $M_e = f(\Phi)$  olduğu için hız ayarı yapılarken kontrol değişkeni olarak "aki"  $i_q$  seçilmesi durumunda motor momenti de etkileneceğinden sorun oluşur. Bunun için "n" ve " $M_e$ " için optimum çözüm arayışı yapılır. Bunun için önerilen çözüm yollarından bir tanesi endüvi akımı olan " $i_q$ " değerinin sabit tutulmasıdır ( $I_q = \text{sabit modu}$ ).

**1)  $\Phi = \text{Sabit tutulması ("}I_q=\text{sabit") koşulu altında) "SABİT MOMENT MODU"$** 

$M_e = k_m * \Phi * i_q$  denkleminden dolayı  $I_q = \text{sabit}$  olduğunda " $\Phi = \Phi_n = \text{sabit}$ " tutulması

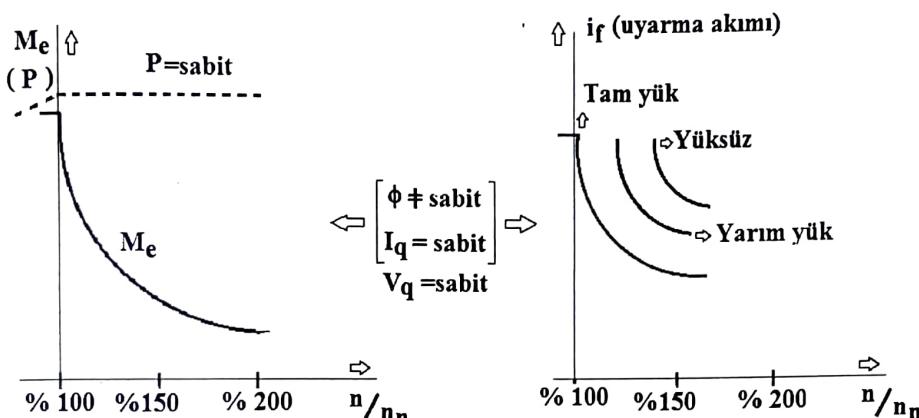
durumunda -uyarma akımı ile oynamadığı anlamına gelir-,  $V_q = E_q + R_q * I_q$  eşitliği nedeni ile  $V_q$  ile  $E_q$  değişimleri birbirlerini direkt olarak etkileyecektir ve  $E_q = k * n * \Phi$  eşitliği nedeni ile  $V_q$  ile "n" doğru orantılı olarak değişecektir. Bu çalışma moduna "**sabit moment modu**" adı verilir.  $P = M_e * w_m$  eşitliği nedeni ile motorun kaynaktan çektiği aktif güç değeri de "n" ile doğru orantılı olarak değişecektir. " $I_q$ " endüvi akımının nominal değeri " $I_n$ " ise, motor endüvi akımının sürekli olarak  $I_q > I_n$  olmasına müsaade edilmemeli ve  $P > P_n$  olduğunda motor akımının artışına (kontrol yöntemleri ile) sınır konulmalıdır.

**SABİT MOMENT MODU**

2)  $V_q = V_{qn} = \text{Sabit tutulması}$  (" $I_q = \text{sabit}$ " koşulu altında) "SABİT GÜÇ MODU"

Bu modda, endüvi gerilimi sabit tutulur. Endüvi akımı da sabit tutulduğundan,  $V_q = E_q + R_q * I_q$  eşitliği nedeni ile  $E_q = \text{sabit}$  olacaktır.  $E_q = k * n * \Phi$  eşitliği nedeni ile  $n \sim (1/\Phi)$  olacaktır.  $M_e = k_m * \Phi * i_q$  eşitliği nedeni ile  $M_e \sim \Phi$  olacaktır. Dolayısı ile  $M_e \sim (1/n)$  olacaktır. Buna göre "n" hız arttıkça " $M_e$ " momenti de azalacaktır.  $P = M_e * w_m$  eşitliği nedeni ile de P güç değeri sabit kalacaktır.

### SABİT GÜÇ MODU



Piyasada "sabit moment" isteyen yükler olduğu gibi "değişken moment" isteyen yükler de mevcuttur. Sabit moment isteyen yükler örnek olarak; bir AA motora 400V, 50 Hz lik bir gerilim uygulandığında motor nominal moment ve nominal güçte çalışıyorken, motor hızı (% 50 düşürmek istendiğinde) 25 Hz lik bir AA gerilim motor uçlarına uygulanır. Bunu sağlamak için, motor endüvi uçlarına verilmesi gereken AA gerilim 200V olmalıdır. Bu durumda moment "sabit kalacak" ama motorun çektiği aktif güç "yarıya" düşecektir.

Değişken moment isteyen yüklerde ise yukarıdaki karakteristik arzu edilmez. Örneğin, motor uçlarına uygulanan AA gerilim ( $V$ ) ile bu gerilimin frekansı arasında  $V \sim f^{3/2}$  ilişkisi mevcut ise, 400V luk motor geriliminde frekans 50 Hz ise, yukarıdaki örneğe benzer bir frekansa sahip (25 Hz) bir AA gerilim motor uçları arasına uygulandığında bu gerilim değeri 200 V değil 141 V olacaktır.

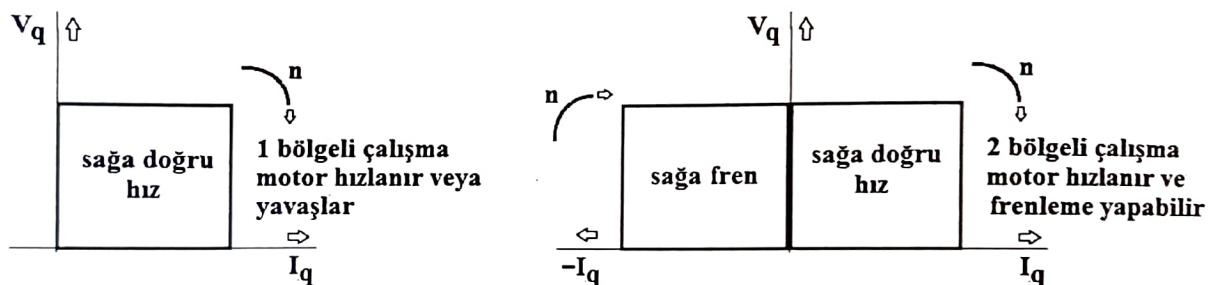
**SONUÇ OLARAK**, DA motorun devir sayısı;  $[0; n_n]$  arasında değiştirilmek isteniyor ise, SABİT MOMENT modunda motor kontrol edilmeli, eğer motor;  $[n_n; \infty]$  arasında değiştirilmek istenir ise, SABİT GÜC modunda motor kontrol edilmelidir.

### BİR- İKİ VE DÖRT BÖLGELİ ÇALIŞMA

- 1)** Üç fazlı yarım kontrollü köprü doğrultucu bir DA motorunun endüvisini besliyor ise motor endüvi uçlarına gelen DA gerilimin ortalama değeri;

$$V_m = \frac{3}{2\pi} V_{hat max} * (1 + \cos \alpha)$$

olacaktır. **Bir bölgeli çalışma** motor endüvi gerilimi negatif değer alamaz. Yukarıdaki denklemde "alfa" tetikleme açısı ne olursa olsun " $V_m < 0$ " olamayacağından, üç fazlı yarım kontrollü köprü doğrultucu ile motor ancak birinci bölgедe kontrol edilebilir (yani hızlanır ama kaynağa motorun kinetik geri enerjisini vererek (faydalı) frenleme yapılamaz).



- 2)** Üç fazlı tam kontrollü köprü doğrultucu bir DA motorunun endüvisini besliyor ise motor endüvi uçlarına gelen DA gerilimin ortalama değeri;

$$V_m = \frac{3}{2\pi} V_{hat max} * \cos \alpha$$

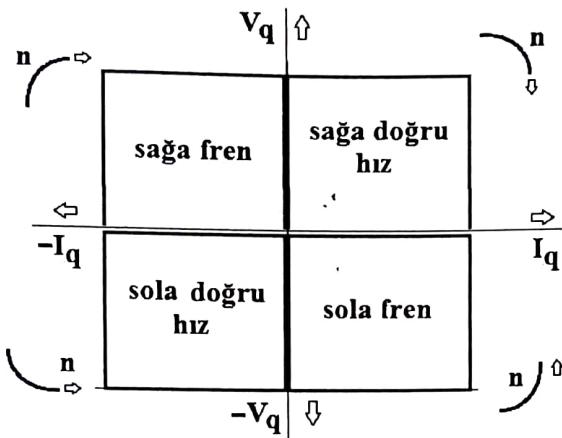
olacaktır. **İki bölgeli çalışmada** motor endüvi gerilimi negatif değer alabilir. Yukarıda verilen denklemde "alfa" tetikleme açısı doksan dereceden büyük olduğunda, " $V_m < 0$ " olacağından, üç fazlı tam kontrollü köprü doğrultucu ile motor hem birinci hem de ikinci bölgедe hız kontrolü yapılabilir (yani hızlanır ve alfa doksan dereceden büyük yapıldığında motor frenleyerek kaynağa motorun kinetik geri enerjisini vererek (faydalı) frenleme yapabilir).

- 3)** Eğer DA motorun bir sağına ve bir de solunda üç fazlı tam kontrollü köprü doğrultucu yerleştirilir ise (doğrultular motorun endüvisinden ters yönde akım geçirecek şekilde yerleştirilmelidir) bir çevirici ile motor sağa doğru hızlanma ve frenleme yaparken, bu çevirici

*Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları Ders Notu*

Arifoğlu  
susturulup diğer çevirici kullanıldığından ise motor diğer yönde hızlanma ve frenleme yapabileceğinden motor 4 bölgede de çalıştırılmış olacaktır.

**4 bölgede çalışma  
motor hızlanır ve  
frenleme yapabilir**

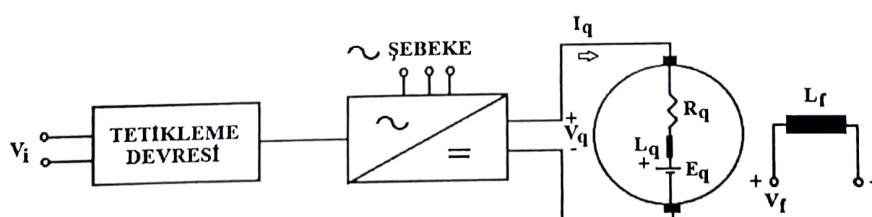


### KONTROL GERİ BESLEME DEVRELERİ

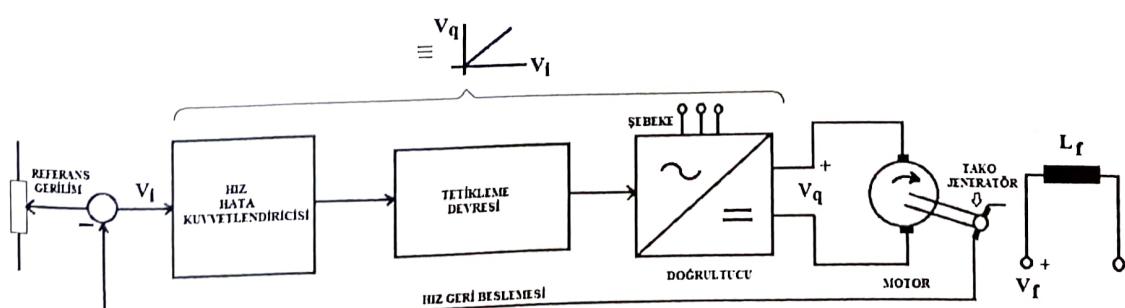
Motor hız kontrolünde dikkat edilmesi gereken önemli kısıtlar bulunur:

- 1) Motor akımı kesinlikle doğrultucu ve motor için müsaade edilen akım sınırını aşmamalıdır.
- 2) Hız ayar sınırlarına dikkat edilmelidir.
- 3) Yük momenti olan  $M_L$  değerinin sınırları iyi belirlenmelidir.

Yük momenti arttığında (motorun tahrik ettiği iş makinası ek enerji talep ediyor)  $V_q$  endüvi gerilimi arttırılır (alfa açısı düşürülür). Bu durumda  $M_e$  momenti artar ve bu artış yük moment artışını telafi eder.



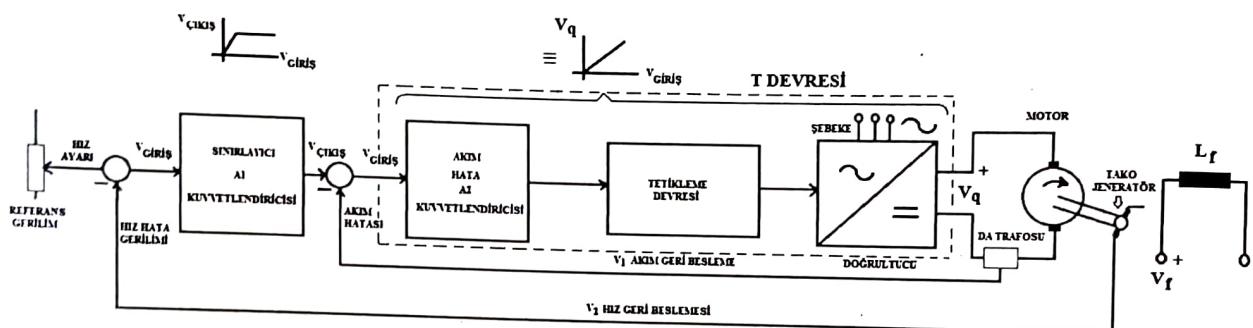
KAPALI DEVRE HIZ KONTROL ŞEMASI



**Not:** Tako jeneratör, motorun miliine akuple edilmiş ve motor mili dönüş hızına bağlı ve bu hızla orantılı olarak uçlarında gerilim elde edilen DA jeneratöridür.  $V_i$  ise hata gerilimidir.

Yük momenti artınca (iş makinası motordan enerji talep ediyor demektir) motor milinin dönüş hızı ( $n$ ) azalır. Bunun sonucu olarak tako jeneratörün ürettiği gerilim değeri düşer,  $V_i$  hata gerilim değeri artar, bununla orantılı olarak  $V_q$  endüvi gerilimi arttırılır.  $V_q$  nun artışı  $M_e$  momentini arttırır. Bu da " $n$ " devir sayısının artmasını sağlar, bunun sonucu olarak tako jeneratörün ürettiği gerilim artar ve  $V_i$  değeri düşer, " $n$ " devir sayısı düşmeden önceki eski değerini alır.

Bu sistemin mahsulu tarafı ise  $M_L$  yük momentinin aşırı artmasına karşın, motorun bu artışı sağlayacak  $M_e$  (elektriksel moment) değerini üretmek için, aşırı bir gerilim ve buna paralel olarak aşırı bir akım artışına izin verebilmesidir. Aşağıda bu mahsuru ortadan kaldırılan devre verilmiştir.

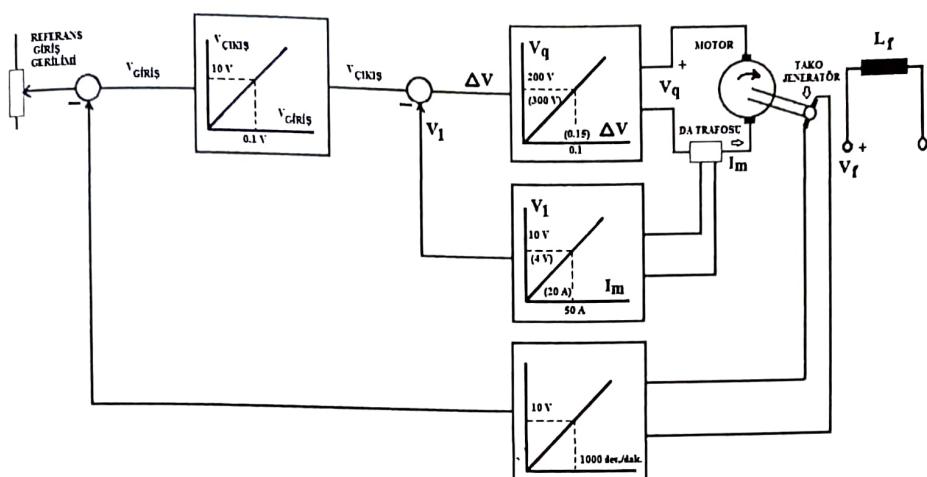


**Not:** Çoğu pratik uygulamada, konum veya hız komutundaki ani değişime çok hızlı bir cevap oluşturmak için büyük değerde bir moment üretimine ihtiyaç vardır. Bunun için ise büyük değerde bir akıma gereksinim duyulur. Bu durum, çeviriçi maliyeti açısından problem yaratır. Bu nedenle çeviriçi akımı "kontrolör" ile sınırlanır. Güç elektroniki çevircisinin anma akımı, motorun sağlaması gereken momentin tepe değerine göre seçilmelidir.

Yukarıda verilen "P tipi kontrolör" ile kontrol edilen "kapalı çevrim kontrol devresinin" çalışma mantığı, aşağıdaki örnek üzerinden açıklanmaya çalışılmıştır.

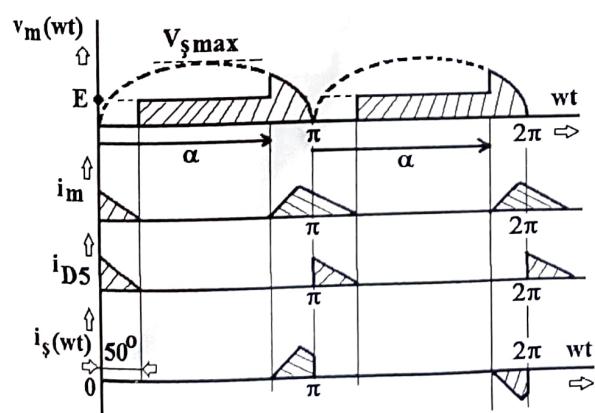
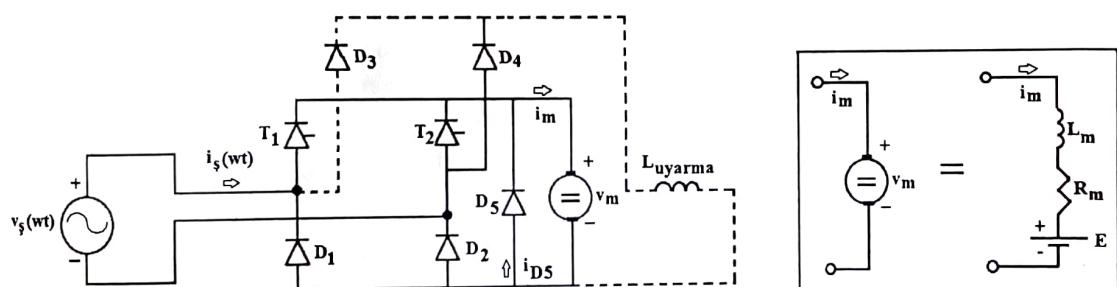
A1 kuvvetlendiricisinin kazancı 100 olup çıkışı 10 V ile sınırlanılsın. T devresi ise 0.1 V hata değerine karşılık doğrultucu çıkışında 200 V değerinde doğrultulmuş bir gerilim üretsün. Akım geri beslemesi ise 10 V doğru akım trafo gerilimini 50 A değerindeki yük akımında versin. Hız geri beslemesinde ise tako jeneratörün ürettiği gerilim 1000 d/dak için 10 V olsun. Referans gerilim değeri ise 15 V da tutulsun. Verilen bu değerlere göre sistemin kazanç eğrileri aşağıda gösterilmiştir.

## Güç Elektroniki Endüstriyel Uygulamaları Ders Notu



Referans gerilimi değiştirmeksiz motor besleme geriliminin 300 V, motor endüvi akımının 20A olduğu yeni bir çalışma noktasında çalışıldığı kabul edilsin. Bu koşullar altında hata akım işaretü 0.15 V, akım geri besleme işaretü 4V, A1 kuvvetlendiricisinin çıkışı 4.15 V olacaktır. A1'in giriş gerilimi ise 0.0415 V olur. Tako jeneratör geri besleme işaretü  $(15 - 0.0415)$  14.9585 V olur. Bu değer ise motorun dönüş hız değeri olarak 1495.85 dev./dak. değerine karşı gelir. 15 V referans gerilim değeri için 1500 dev./dak. hız değerine ulaşıldığına göre, hız hatasının  $\%-0.277$  olduğu ortaya çıkar. "PI tipi kontrolör" için bu hata değeri çok daha küçük olacaktır.

## AÇIKLAMA



Not:  $D_5$  geri besleme diyodu devreden kaldırılırsa, pi noktasının sonrasında ilk zaman aralığında motor, generatör olarak çalışacaktır.

$$V = E + I_m \cdot R_m$$

$$E = k_1 \cdot N \cdot \phi$$

$$T = k_2 \cdot I_m \cdot \phi$$

$$\phi = k_3 \cdot I_{\text{uyarma}}$$

$$T \cdot N = E \cdot I_m$$

**PROBLEM**

Serbest uyarmalı küçük bir D.A motoru, 1 fazlı yarım kontrollü köprü doğrultucu çıkışından gerilim almaktadır. Kaynak gerilimi 240 V, alfa ( $\alpha$ ) tetikleme açısı ise 110 derecedir. Motor armatür geriliminin (ya da motor armatür akımının) sıfır olduğu nokta 50 dereceye ulaştığına göre; motor tork değeri = 1.8 (Nm), motor tork sabiti=  $k_1\Phi = 1$  (Nm/A) =  $k_2\Phi$ , armatür direnç değeri  $R_m = 6$  ohm olduğuna göre, devredeki tüm kayıpları ihmal ederek, motor hız değerini (dev/dak.) olarak hesaplayınız.

**ÇÖZÜM**

$$V_m = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\frac{110*\pi}{180}}^{\frac{\pi}{2}} 240\sqrt{2} \sin \theta d\theta + E \right] = 71.1 + 0.333E$$

$$I_m \cdot k_2 \phi = T \Rightarrow I_m = \frac{1.8}{1} = 1.8 \text{ A}$$

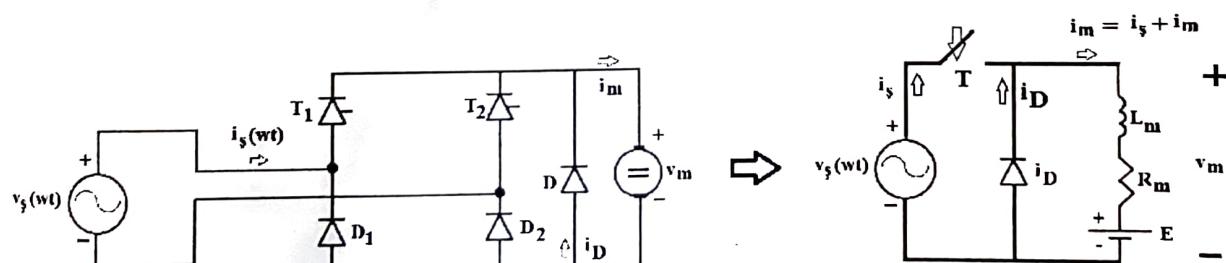
$$E = V_m - I_m \cdot R_m = 71.1 + 0.333E - 1.8 \cdot 6 \Rightarrow E = 90.43 \text{ Volt}$$

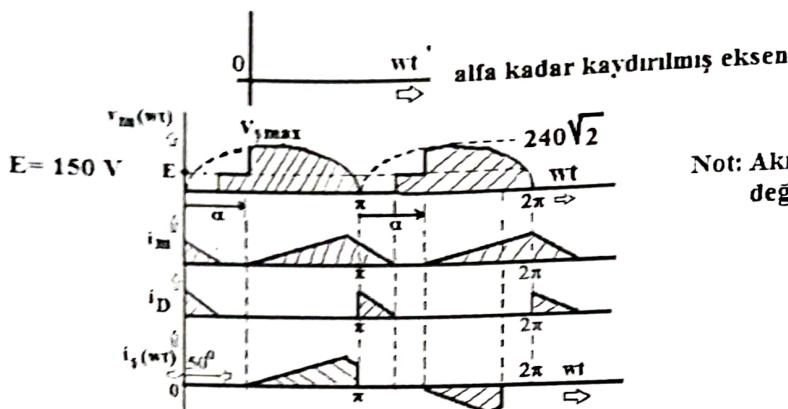
$$T/I_m = E/N \Rightarrow N = 90.43/1.0 = 90.43 \text{ (rad/s)} = 864 \text{ (dev/dak)} \text{ elde edilir.}$$

$$\text{Not: } 90.43/(2\pi) = 14.39 \text{ (dev./sn.)} \quad 14.39 \text{ (dev./sn.)} * 60 = 860.4 \text{ (dev./dak.)}$$

**PROBLEM**

Ufak boyutlu serbest uyarmalı bir D.A motoru, 240 V, 50 Hz lik bir AA şebekeden, yarım dalga kontrollü köprü doğrultucu üzerinden beslenmektedir. Motorun self değeri  $L=0.06$  (H), direnç değeri  $R=6$  ohm, tork sabiti 0.9 (Nm/A) veya (V/rad/sn) değerindedir. Tristörün alfa tetikleme açısı 80 derece, motorun EMK değeri 150 V olduğuna göre armatür akımının anı değer ifadesini, motorun çıkış tork değerini ve motor hızını bulunuz. Tristör ve diyod kayıpları ihmal edilecektir.  $k_1\Phi = k_2\Phi = 0.9$  (Nm/A).

**ÇÖZÜM**



Not: Akımın sürekli olduğu aralıkta E değerinin görüldüğüne dikkat edilmeli.

"D" diyodunun açık olduğu durumda "T" anahtarı kapalı olacağından KGY'den;

$$V_m \sin wt = L \frac{di_s(t)}{dt} + Ri_s(t) + E \quad (1)$$

$$i_s(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt + \alpha - \phi) - \frac{E}{R} + Ae^{-wt/(wT)} \quad (2)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{wL}{R}; \quad T=L/R; \quad Z=\sqrt{w^2 L^2 + R^2}$$

İSPAT: "(1) eşitliğinden (2) eşitliğinin elde edilmesi"

$$V_m \sin wt - E = L \frac{di_s(t)}{dt} + Ri_s(t) \quad (3)$$

(3) eşitliğinin sağ tarafsız çözümü;

$$L \frac{di_s(t)}{dt} = -Ri_s(t) \Rightarrow i_s(wt) = A_1 e^{-wt/(wT)}$$

(3) eşitliğindeki sinüzoidal kaynak tahmini;

$$i_{s\_p1} = B_1 \sin(wt - \phi) \text{ olarak alınır.}$$

$$V_m \sin wt - E = L \frac{d[B \sin(wt - \phi)]}{dt} + R[B \sin(wt - \phi)]$$

$$B = \frac{V_m}{Z}; \quad i_{s\_p1} = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \phi) \text{ bulunur.}$$

(3) eşitliğindeki E için kaynak tahmini;

$$i_{s\_p2} = C$$

$$V_m \sin wt - E = L \frac{d[C]}{dt} + R[C] \Rightarrow C = -E/R$$

$i_{s\_p2} = -E/R$  elde edilir. Şebeke akımının genel çözümü;

$$i_s(wt) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \phi) - \frac{E}{R} + B_1 e^{-wt/(wT)} \quad (4)$$

olacaktır. Şebeke akımı, sıfır değerini aldığı alfa açısı kadar ötelenir ise;

$$i_s(wt - \alpha) = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \alpha - \phi) - \frac{E}{R} + B_1 e^{-(wt-\alpha)/(wT)} \quad (5)$$

elde edilir.  $wt = \alpha + wt'$

değişken dönüşümü yapılarsa;

$$i_s(wt') = \frac{V_m}{Z} \sin(wt' - \phi) - \frac{E}{R} + B_1 * e^{-(wt')/(wT)} \quad (6)$$

elde edilir ve böylece ispat tamamlanmış olur.

**TEKRAR problem çözümüne dönülecek olursa;**

$wt = \alpha$  için  $wt' = 0$  olur. Bu durumda  $i_s(wt' = 0) = 0$  olduğuna göre (6) eşitliğinden;

$$B_1 = 41.35$$

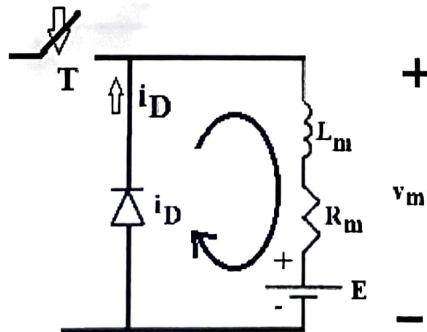
elde edilir. Buna göre (6) eşitliği aşağıdaki hale gelecektir:

$$i_s(wt') = 17.16 \sin(2\pi 50t' - 1.26) - 25 + 41.35 e^{-0.3185*wt'}$$

Şimdi de sıra "D" diyodunun akım denklemi elde edilecektir.

$wt' = 0$  anı "D" diyodunun başlangıç akım değeridir.

$$i_s(t' = 0) = 6.69 \text{ A}$$



"T" tristörünün devre dışı ve "D" diyodunun devrede olduğu süre boyunca yukarıdaki devreye KGY uygulanır ise;

$$0 = L \frac{di_D(t)}{dt} + R i_D(t) + E \Rightarrow i_D(t) = -\frac{E}{R} + C e^{-t/T}; \quad T = L_m / R_m$$

$i_s$  akımının 6.69 A değerini aldığı anı  $t=0$  anı alarak; "D" diyot akımı aşağıdaki gibi olacaktır:

$$i_D(t) = -25 + 31.69 * e^{-100t}$$

$i_s$  akımının sıfır olduğu an,  $wt' = 43.2$  derece =  $0.75$  radyan =  $2.4$  msn. anıdır.  $i_s$  akımı, başlangıçtan yaklaşık 13 derece sonra sıfır değerini almaktadır. Buna göre motor armatür gerilimi ortalama değeri;

$$V_m = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\frac{80*\pi}{180}}^{\pi} 240\sqrt{2} \sin \theta d\theta + \int_{\frac{13.17*\pi}{180}}^{\frac{180}{180}} E dwt \right] = 157.46V$$

Motor armatür akımının ortalama değeri;

$$I_m * R = V_m - E \Rightarrow I_m = 1.24A$$

olacaktır. Motor tork değeri;

$$I_m \cdot k_2 \phi = T \Rightarrow 1.24 * 0.9 = 1.16(Nm)$$

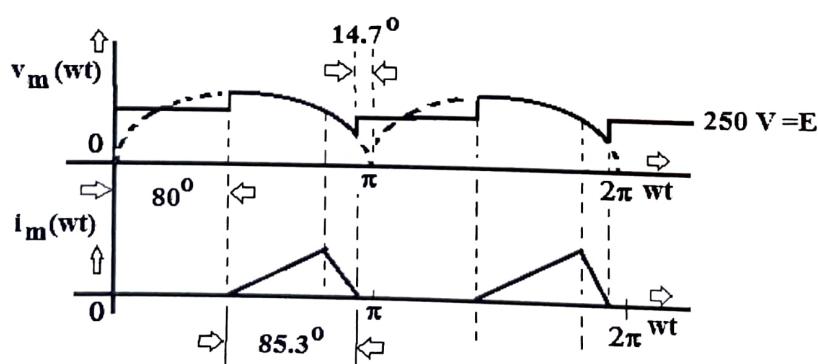
olur. Motor hızı ise;

$$N = \frac{E}{k_1 \phi} = \frac{150}{0.9} = 166.7(\text{rad/sn}) = 1592 \text{ dev./dak.}$$

olacaktır.

### PROBLEM

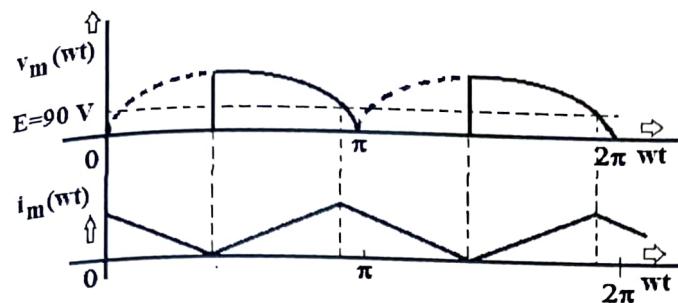
Yukarıda verilen problemde her şey aynı kalmak şartıyla yalnızca  $E=150$  V yerine,  $E=250$  V olarak alındığında yeni N ve T değerlerini bulunuz.



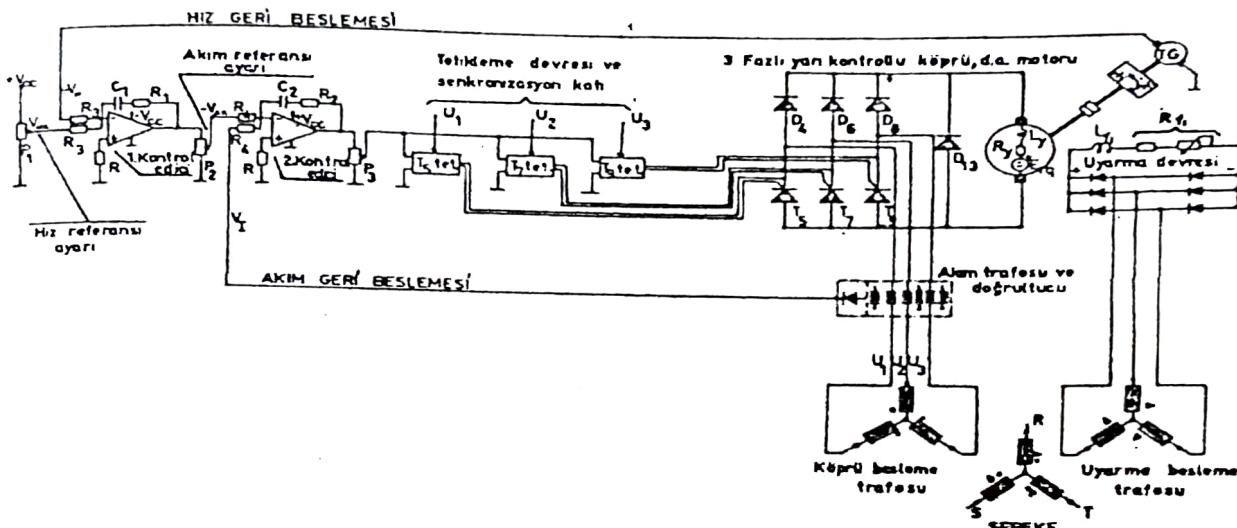
(Cevap:  $I_m = 0.804$  A;  $T = 0.724$  (Nm);  $N = 2653$  (dev./dak.))

### PROBLEM

Yukarıda verilen problemde her şey aynı kalmak şartıyla yalnızca  $E=250$  V yerine,  $E=90$  V olarak alınırsa N ve T değerlerini bulunuz.



motor akımı kesintisiz

(Cevap:  $I_m = 6.13$  A;  $T = 5.52$  (Nm);  $N = 955$  (dev./dak.))

Şekil Dogru Akım Motoru Hız Kontrol Sisteminin Prensipli Şeması

### DOĞRU AKIM MOTORLARININ KARAKTERİSTİK ÖZELLİKLERİ VE UYGULAMA SAHALARI

<b>ŞÖNT MOTOR</b>	
<b>KARAKTERİSTİK ÖZELLİKLERİ</b>	<ol style="list-style-type: none"> <li>Yüksüz durumdan tam yüklentiği zamana kadar hızı hemen hemen hiç değişmez.</li> <li>Motor hızı ayarlanabilir</li> <li>Kalkış moment değeri, tüm yük momentinin 1.5 ila 2 katına ulaşabilir.</li> </ol>
<b>UYGULAMA SAHALARI</b>	<ol style="list-style-type: none"> <li>Şaft mil tahrikinde</li> <li>Pompa tahrikinde</li> <li>Torna tezgahında</li> <li>Sondaj makinalarında</li> <li>Planya tezgahlarında</li> <li>Hava üfleyen makine tahrikinde</li> </ol>

<b>SERİ MOTOR (asla yüksüz çalıştırılmazlar)</b>	
	<ol style="list-style-type: none"> <li>Yük akımına göre ayarlanabilen değişken hız özelliği.</li> <li>Devreye seri olarak bağlanan ve değeri</li> </ol>

KARAKTERİSTİK ÖZELLİKLERİ	ayarlanabilen direnç yardımı ile hızı ayarlanabilir. <b>3)</b> Yük akım değerinin karesi ile değişen büyülükte, başlangıç (kalkış) momentine sahiptir.
UYGULAMA SAHALARI	Genel olarak çekme (traction) sahasında kullanılırlar. <b>1)</b> Elektrikli lokomotifler <b>2)</b> Vinç tahrikleri (crane) <b>3)</b> Taşıyıcı bant tahrikleri (konveyör) <b>4)</b> Trolleybus tahrikinde

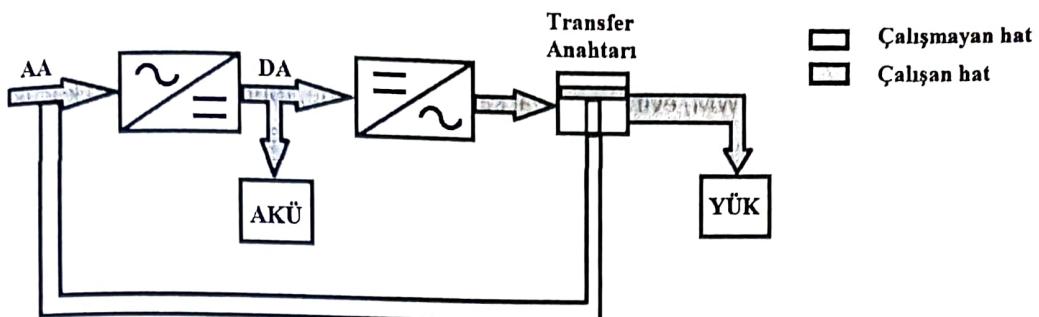
KOMPUND MOTOR	
KARAKTERİSTİK ÖZELLİKLERİ	<b>1)</b> Değişken hızda çalışırlar <b>2)</b> Yüksek kalkış momentine sahiptirler (volanlı sistemler) <b>3)</b> Yük akım değerinin karesi ile değişen büyülükte, başlangıç (kalkış) momentine sahiptir.
UYGULAMA SAHALARI	<b>1)</b> Hadde sistemlerinde (rolling) <b>2)</b> Kesme işi makas tahrikinde <b>3)</b> Asansör tahrikinde <b>4)</b> Taşıyıcı bant tahrikinde

### KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI (K.G.K)

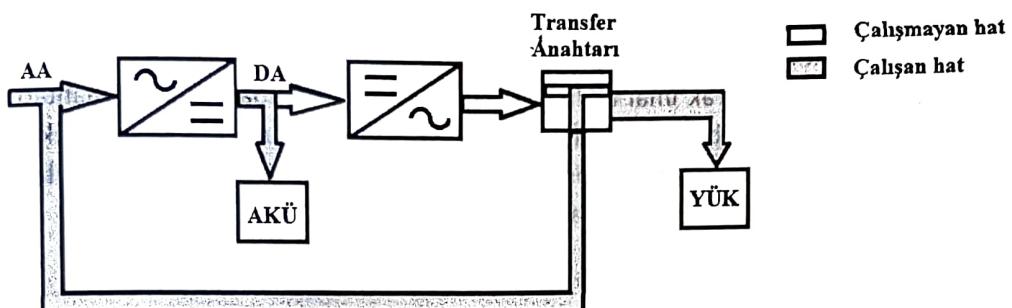
K.G.K. sistemleri esas olarak 4 ana parçadan ibaret olup, blok diyagramda görülen redresör, statik inverter, transfer anahtarı ve akü grubundan oluşmuştur.

#### 1) REDRESÖR (doğrultucu)

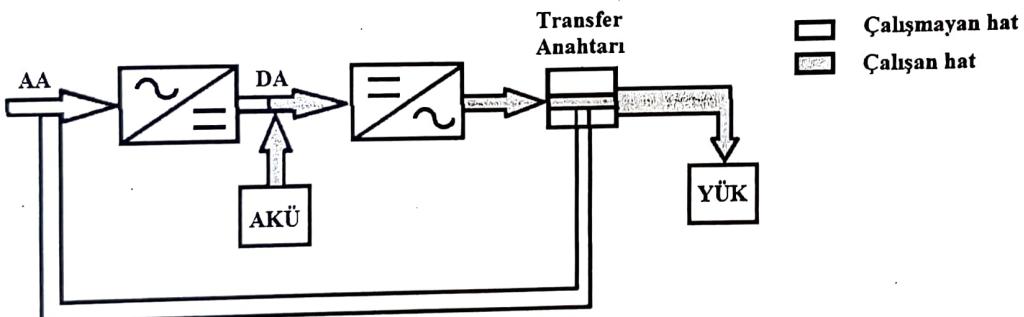
Alternatif şebeke gerilimini doğru gerilime çevirip hem akünün hem de statik inverterin beslenmesini sağlar. Redresörün önemli görevlerinden bir tanesi de, şebekedeki parazit, gürültü ve gerilim değişikliklerinin filtre edilmesidir. Redresör (doğrultucu) kontrollü anahtarlardan meydana gelir. Elektrik kesilmesinden sonra boşalmış olan aküler önce boost şarj adı verilen dengeleme şarjına tabi tutulur, daha sonra otomatik olarak iç kayıpları karşılayan tampon şarj durumuna durumuna geçilir. KGK ile çalışma yapılmadığı durumda, inverter durdurulduğu halde, redresör çalışmaya devam eder. Bundan amaç, akülerin devamlı şarjda tutulması ve iç kayıpların karşılanmasıdır.



1. NORMAL İŞLETME



2. İNVERTÖR ARIZALI



3. ŞEBEKE KESİK

### KESİNTİSİZ GÜC KAYNAĞI BLOK ŞEMASI

#### 2) STATİK İNVERTER

Sistemin en önemli parçası inverterdir. Inverter, bataryadan almış olduğu DA gerilimi, bilgisayarın ihtiyacı olan nitelikte, regülasyonlu, her türlü parazitlerden arınmış alternatif akıma çevirir. Bilgisayar devamlı olarak statik inverterden beslenir. Elektrik kesilmesinden (akü ve inverter nedeni ile), bilgisayar etkilenmez. Inverter içinde kontrollü anahtarlar (IGBT, MOSFET vb.) kullanılır.

Inverterler, yapı itibarı ile "kare dalga", "stop wave" veya "PWM" çıkış gerilimi üreten 3 tipe ayrılır. Kare dalga inverterin harmonikleri çok fazladır, regülasyon imkanı yoktur, filtreleri pahalıdır. Bunlar genellikle hassaslık istenmeyen (ör: aydınlatma) gibi yerlerde kullanılır. Stop wave inverter, kare dalga üreten, en az iki inverterin çıkış gerilimlerinin toplanarak basamak şeklinde bir gerilim elde edilmesi mantığı üzerine çalışır. Sinüse yakın olan bu gerilim dalga şekli nedeni ile harmonikler, stop wave inverte'ye göre daha azdır. Filtre edilmeleri daha kolaydır. Inverter sayıları artırılarak, basamaklı olan yük gerilim dalga şekli daha da sinüs formuna benzetilebilir. Basit bir filtre ile düşük harmonik

distorsiyonlu bir yük gerilim dalga şekli elde edilir. Bu sistemin bir diğer avantajı ise, büyük güçlerde, gücün eviricilere dağıtılmamasıdır.

Darbe genişlik modülasyonlu (PWM) evirici, normal kare dalga yerine, fourier açılımında küçük dereceli harmoniklerin, seviyesi düşük olan darbe paketikleri üretir. Darbe paketlerinin genişliği uygun genişlikte ayarlanarak, çok hızlı regülasyon ile, basit bir filtre ile çözülebilir bir yük gerilimi elde edilir. Böylece yük gerilimindeki harmonik miktarı azaltılarak, filtre maliyeti düşürülebilir. PWM çalışma frekansı arttırıldıkça, inverter kayıp miktarı artar ve verim düşer.

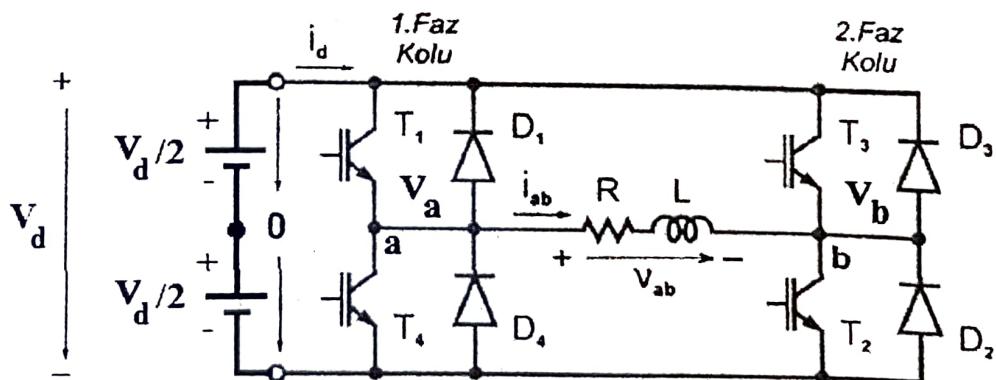
### 3) TRANSFER ANAHTARI

Evirici ile bilgisayar arasına bağlanan transfer anahtarı dinamik ya da statik olabilir. Eviricinin aşırı yüklenmesi, çıkışın kısa devre olması ve arızalanması halinde evirici durur. Bu durumda ise yük yine bu anahtar vasıtası ile direkt olarak şebekeye bağlanır. Dinamik anahtar hızlı çalışmaz. Anahtar statik ise evirici dışında ayrı bir birim olarak imal edilir. Eviriçi arızası durumunda, transfer anahtarı içindeki elektronik devreler yardımı ile şebeke geriliminin frekansı ve faz uygunluğu kontrol edilerek, şebekeye bağlantıyla müsaade edilir. Eviriçi çıkışının normale dönmesi durumunda, yük otomatik olarak tekrar eviriçiye bağlanır. KGK fiyatları içine transfer anahtarı dahildir.

### 4) BATARYA

Sistemin doğru akım enerjisini temin eder. Batarya kapasitesi, sistemin elektriksiz kaç saat çalışacağı bilgisi üzerine tespit edilir. 1 saatlik aşan süreler batarya gruplarının ağırlıklarını anormal olarak artırr. Gerilim değerleri, 48 V DA - 450 V DA arasında değişir. Bataryalar küçük güçlerde 3 veya 6 gözlü tek abonit kutularda, büyük güçlerde ise 2V'luk hücreler halinde imal edilirler.

### BİR FAZLI KARE DALGA PWM EVİRİCİ [12]



Şekil 1

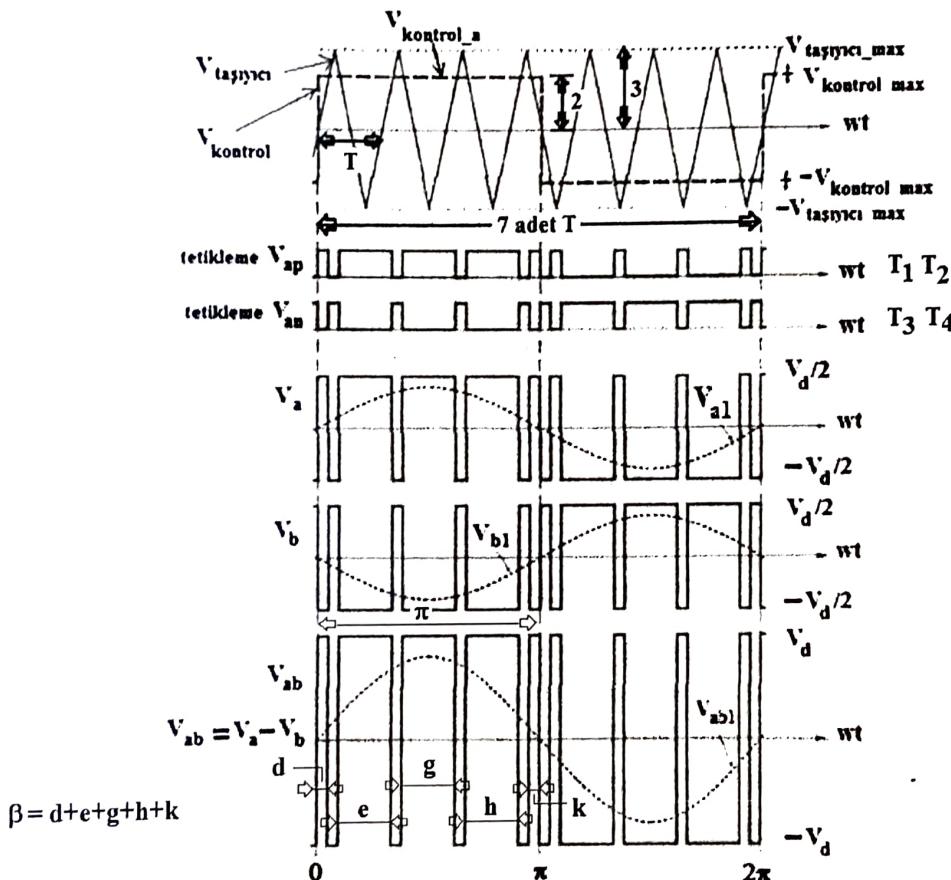
Şekil 1'de verilen eviriçi tiplerinde, **kontrol işaretü** (modülasyon veya referans gerilimi) kare dalga formundadır. Bu işaretin genlik ve frekansı, AA yük geriliminin genlik ve frekansını belirler. **Taşıyıcı işaret** ise, genellikle sabit frekans ve genlikte üçgen bir dalgadır. Kontrol işaretinin frekansına "çıkış frekansı" ya da "temel frekans" adı verilirken, taşıyıcı gerilim frekansına ise "anahtarlama frekansı" adı verilir. Anahtarlama frekansı, çıkış frekansından ne kadar büyük olursa, çıkış geriliminin harmonik içeriği o kadar düşük olur. Bu frekansın, bazı ilave harmonikler oluşmaması için, çıkış frekansının en az 9 katı frekans da olması istenir. Kontrol işaretinin genliği  $V_{kontrol\_max}$ , frekansı ise  $f_{kont}$ , taşıyıcı işaretin genliği  $V_{taşıyıcı\_max}$ , taşıyıcı frekansı ise  $f_{taşıyıcı}$  olmak üzere, yük dalga şeklinde

yarım periyod içindeki toplam darbe genişliğine " $\beta_t$ " (Bkz. Şekil 1.a), yarım periyottaki darbe sayısı "p", " $f_1$ "; yük frekansı (veya ana harmonik), " $m_{fa}$ "; gerilim genlik oranı, " $m_f$ "; frekans oranı, " $m_d$ "; doluluk oranı olmak üzere;

$$m_a = \frac{V_{\text{kont\_max}}}{V_{\text{taşıyıcı\_max}}} = \frac{\beta_t}{\pi} = m_d$$

$$m_f = \frac{f_{\text{taşıyıcı}}}{f_{\text{kont}}} = \frac{f_p}{f_1} = \frac{w_p}{w_1} = 2p$$

yazılabilir. Kare dalga PWM kontrolü, genel olarak, tek yönlü veya iki yönlü olarak yapılmaktadır. Şekil 1(a)'da bir fazlı iki yönlü PWM kontrolüne ilişkin dalga şekilleri gösterilmiştir. Her faz kolundaki anahtarlar eşlenik olarak çalışmaktadır. ( $V_{ap}$  işaretinin T1 ve T2'ye,  $V_{an}$  işaretinin ise T3 ve T4'e yollandır.)



Şekil 1(a)

### BİR FAZLI İKİ YÖNLÜ KARE DALGA EVİRİCİ

Şekil 1(a)'da görülen dalga şekilleri,  $m_a = 2/3$  ve  $m_f = 7$  için elde edilmiştir. Şekil 1(a)'da verilen dalga şekilleri, Şekil 1'de verilen devreden elde edilmiştir.  $v_a$  ve  $v_b$  gerilimleri gerçekte olmayan "0" noktasına göre tanımlıdır. "a" fazına ilişkin kare dalga şeklindeki "kontrol gerilimi", üçgen dalga ile karşılaştırılarak "a" fazına ilişkin pozitif işaret ( $v_{ap}$ ) ve bunun 180 derece tersi alınarak ise "a" fazına ait negatif işaret ( $v_{an}$ ) üretilir. "b" fazına ilişkin bir kontrol işaret üretilmemeksizin, T1-T2

tristörlerinin tetiklemelerinde “ $V_{ap}$ ” işaretti, T3-T4 tristörlerinin tetiklemelerinde ise “ $V_{an}$ ” işaretti kullanılır. Aşağıdaki tabloda faz gerilimleri, değerleri, şartları ve tetiklenen tristör adları verilmiştir.

Tablo 1.

	İletimdeki değeri	Koşul	İletim durumu
$v_a(t)$	$V_d/2$	$V_{kont\_a} > V_{taşıyıcı}$	T1 iletimde
	$-V_d/2$	$V_{kont\_a} < V_{taşıyıcı}$	T4 iletimde
$v_b(t)$	$-V_d/2$	$V_{kont\_a} > V_{taşıyıcı}$	T2 iletimde
	$V_d/2$	$V_{kont\_a} < V_{taşıyıcı}$	T3 iletimde

Şekil 1(a)'ya bakıldığında,  $v_a$  ve  $v_b$  değişimlerinin etkin değerleri hesaplandığında, (negatif alternans) kare alındığında (etkin gerilim hesabı), pozitif alternansı doldurduğundan dolayı,  $v_a$  ve  $v_b$  değişimleri düzgün ve etkin gerilimi  $V_d/2$  değerinde olacaktır (düzgün (dümdüz) DA değişimlerde, değişimin tepe değeri, etkin değere eşit olmaktadır). Dalga şekilleri incelendiğinde, hem  $v_a$ , (faz) hem  $v_b$  (faz), hem de  $v_{ab}$  (faz arası) değişimlerinin iki alternanslı (iki yönlü) olduğu görülmektedir. İki yönlü olmasına neden olan şey,  $V_{ab}$  faz arası gerilimin, yarım periyot içinde, iki adet alternansa sahip olmasıdır. Buradaki  $v_a$  ve  $v_b$  gerilimlerinin etkin değerleri daima sabittir ve harmonik içerikleri de yüksektir. Akim geçirmeyen faz gerilimlerinin harmonik içerikleri önemli değildir. Önemli olan, faz arası gerilimlerin harmonik içerikleridir. Şekil 1(a)'da b fazına ilişkin “kontrol işaretinin” üretildiğine çok dikkat edilmelidir.

Faz ve faz arası etkin gerilim değerleri:  $V_a = V_b = V_d/2 = \text{sabit}$ ;  $V_{ab} = V_d = \text{sabit}$ . Burada ma değiştirilerek ancak faz ve faz arası gerilimlerin temel bileşen değerleri kontrol edilebilir.

### BİR FAZLI BİR YÖNLÜ KARE DALGA PWM EVİRİCİ [12]

Şekil 2(a)'da görülen dalga şekilleri,  $m_a = 2/3$  ve  $m_f = 7$  için elde edilmiştir. Şekil 2(a)'da verilen dalga şekilleri, Şekil 1(b)'de verilen devreden elde edilmiştir.  $v_a$  ve  $v_b$  gerilimleri gerçekte olmayan “0” noktasına göre tanımlıdır. “a” ve “b” fazına ilişkin kare dalga şeklindeki “kontrol gerilimleri”, üçgen dalga ile karşılaştırılarak, bu fazlara ilişkin pozitif işaretler ( $v_{ap}$  ve  $v_{bp}$ ) ve bunun 180 derece tersi alınarak, bu fazlara ait negatif işaretler ( $v_{an}$  ve  $v_{bn}$ ) üretilir. Fazlara ilişkin pozitif ve negatif işaretler, ilgili fazlara ilişkin pozitif ve negatif elemanlara uygulanır. Aşağıdaki tabloda faz gerilimleri, değerleri, şartları ve tetiklenen tristör adları verilmiştir.

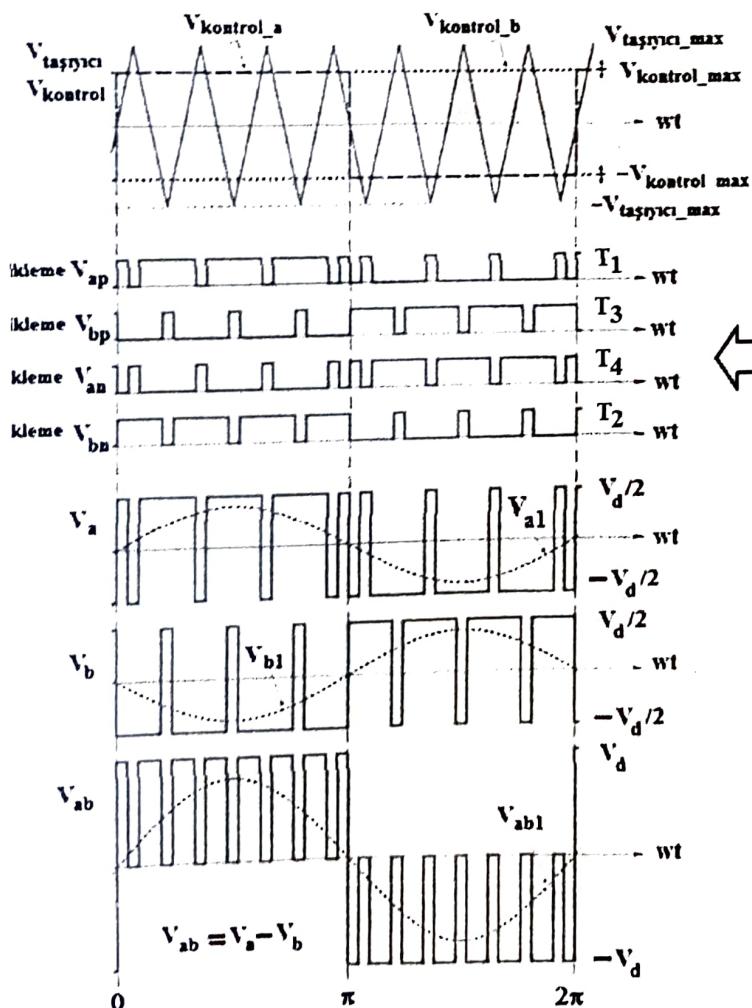
Tablo 2.

	İletimdeki değeri	Koşul	İletim durumu
$v_a(t)$	$V_d/2$	$V_{kont\_a} > V_{taşıyıcı}$	T1 iletimde
	$-V_d/2$	$V_{kont\_a} < V_{taşıyıcı}$	T4 iletimde
$v_b(t)$	$V_d/2$	$V_{kont\_b} > V_{taşıyıcı}$	T3 iletimde
	$-V_d/2$	$V_{kont\_b} < V_{taşıyıcı}$	T2 iletimde

Şekil 2(a)'ya bakıldığında,  $v_a$  ve  $v_b$  değişimlerinin etkin değerleri hesaplandığında, (negatif alternans) kare alındığında (etkin gerilim hesabı), pozitif alternansı doldurduğundan dolayı,  $v_a$  ve  $v_b$  değişimleri düzgün ve  $V_d/2$  değerinde olacaktır. Düzgün (dümdüz) DA değişimlerde, değişimin tepe değeri, etkin değere eşit olmaktadır. Fakat, a ve b fazları arasındaki gerilim;  $v_{ab}=v_a-v_b$  değişimine ilişkin etkin gerilim değeri ise ( $v_{ab}$  nin pozitif ve negatif alternansın karesi alındığında birbirlerini tamamlamadığı için);

$$v_{ab} = \sqrt{m_a} * V_d = \sqrt{m_d} * V_d$$

olacaktır. Şekil 2(a)'da da görüldüğü gibi  $v_a(t)$  ve  $v_b(t)$  değişimleri çift yönlü (etkin gerilim değerleri sabit), fakat  $v_{ab}(t)$  değişimi ise tek yönlüdür (etkin gerilimi değiştirilebilir). Genlik oranı olan  $m_a$  değeri değiştirilerek, yükle ilişkin ana harmonik genliği kontrol edilebilir.  $v_{ab}(t)$  değişimi, harmonik içeriği olarak, çift yönlü kontrole göre çok daha azdır. Faz arası gerilim genliğinin etkin değeri değiştirilebilir. Faz geriliminin ise etkin değeri sabittir, değiştirilemez, ancak ana harmonik gerilim değeri değiştirilebilir.



NOT:  
Fazlara ait pozitif ve  
negatif işaretler, ilgili  
fazlara ait pozitif ve  
negatif elemanlara  
uygulanırlar.

T<sub>1</sub> : A faz kolunun pozitif elemanı  
T<sub>4</sub> : A faz kolunun negatif elemanı  
T<sub>3</sub> : B faz kolunun pozitif elemanı  
T<sub>2</sub> : B faz kolunun negatif elemanı

Şekil 2(a) [12]

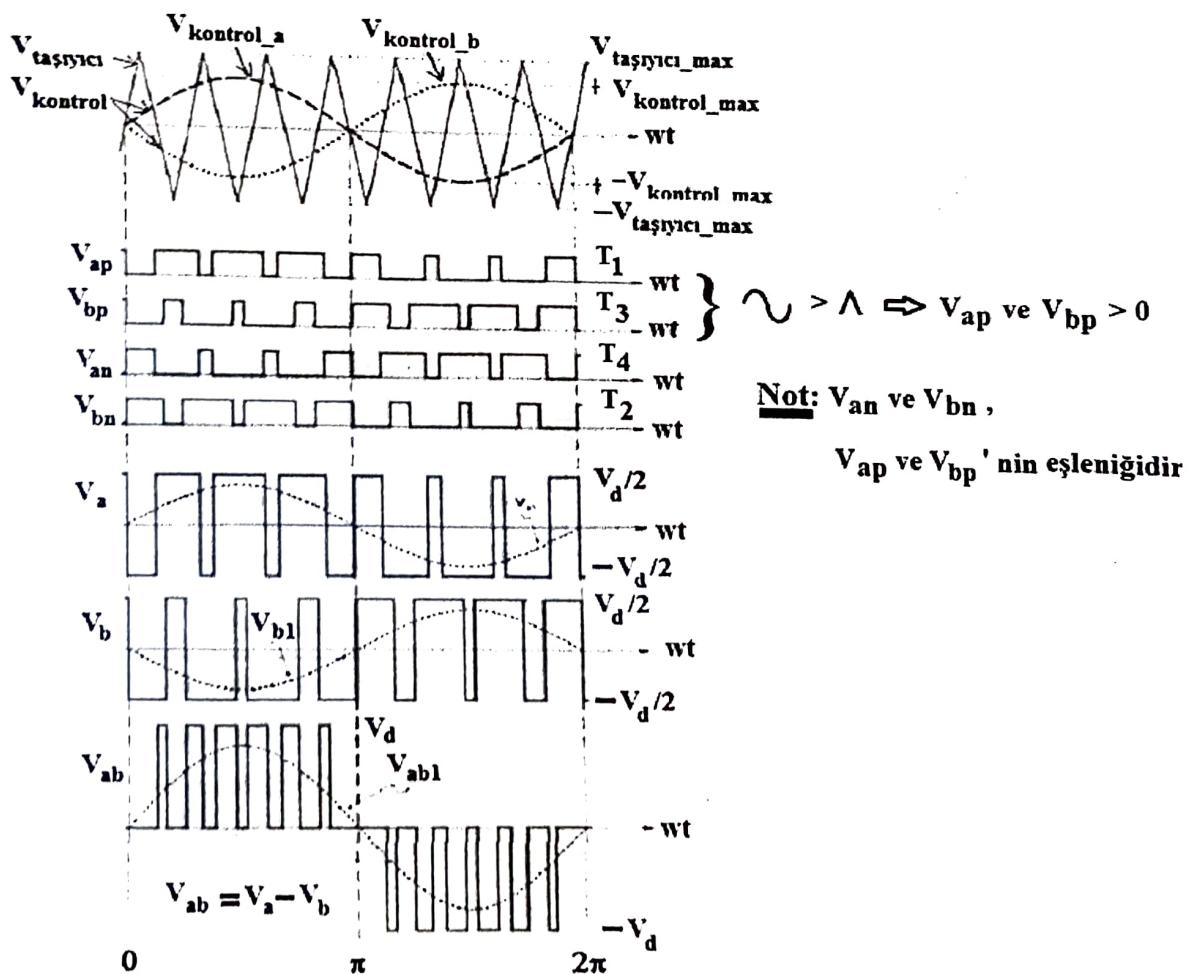
### BİR FAZLI BİR YÖNLÜ SİNÜZOİDAL PWM EVİRİCİ [12]

Şekil 2(b)'de görülen dalga şemaları,  $m_a = 2/3$  ve  $m_f = 7$  için elde edilmiştir. Burada da görüldüğü gibi "kontrol işaretini" olarak sinüs dalga şekli kullanılmaktadır. Yük geriliminin, genlik ve frekansı bu yöntem kullanılarak değiştirilebilir. Bu yöntemde, taşıyıcı dalga olan üçgen ile kontrol işaretini olan sinüs dalgası karşılaştırılarak üretilen pozitif ve negatif işaretler, ilgili fazların pozitif ve negatif güç anahtarlarına uygulanır. Taşıyıcı işaretin frekansının yüksek ve yüze ilişkin ana harmonik frekansının tek katları değerinde bir frekansa sahip olması gereklidir. Şekil 2(b)'de verilen değişimler ( $m_f \geq 9$  ve  $m_a \leq 1$  koşulu ile), yüze ilişkin faz ve faz arası ana harmonik gerilimlerine ilişkin etkin değerler:

$$V_{a1} = V_{b1} = V_{FN1} = \frac{m_a}{\sqrt{2}} * \frac{V_d}{2} \quad (m_f \geq 9 \text{ ve } m_a \leq 1 \text{ koşulu ile}) ; \quad (m_a; \text{modülasyon endeksi})$$

$$V_{ab1} = V_{FF1} = \frac{m_a}{\sqrt{2}} * V_d \quad (m_f \geq 9 \text{ ve } m_a \leq 1 \text{ koşulu ile})$$

olacaktır. Şekil 2(b)'ye göre, fazlara ve faz arası ilişkin ana harmonik ani gerilim değişimleri;

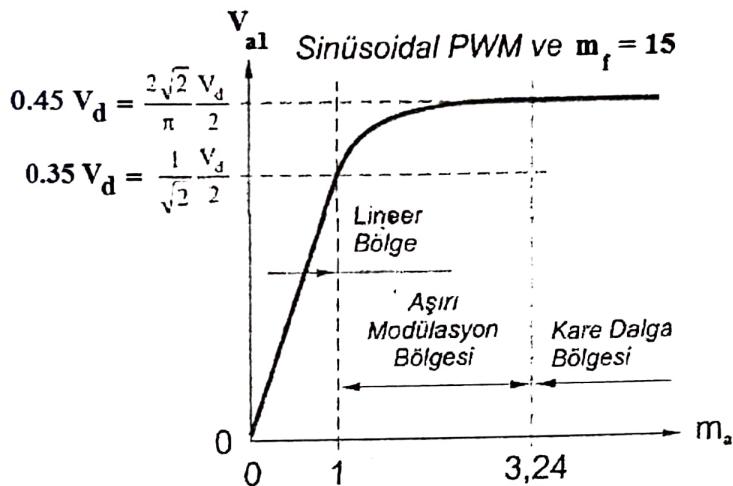


Şekil 2(b) [12]

Bu kontrol yönteminde, Tablo 2'de verilen tetikleme kontrol mantığı geçerlidir.

$$v_{a1}(t) = \sqrt{2}V_{a1} \sin(\omega t); \quad v_{b1}(t) = \sqrt{2}V_{a1} \sin(\omega t - \pi); \quad v_{ab1}(t) = \sqrt{2}V_{ab1} \sin(\omega t)$$

olur. Şekil 2(c)'de,  $m_f = 15$  (değerindeki "gerilim genlik oranı" için), çeşitli  $m_a$  değerlerinde, çıkış geriliminin ana harmonik faz geriliminin etkin değerinin değişimi gösterilmiştir. (Not:  $m_f$ ; yarıy periyot içindeki üçgen dalga sayısıdır.)



Şekil 2(c) [12]

Şekil 2(c) incelendiğinde,  $m_f = 15$  için,  $0 \leq m_a \leq 1$  aralığında etkin gerilim değeri lineer olarak (lineer bölge) değişirken,  $1 \leq m_a \leq 3.24$  aralığında (aşırı modülasyon), bu değişim lineer olarak değişmemekte, hatta,  $m_a \geq 3.24$  için kare dalgaya dönüşerek etkin değer sabit değerle ulaşmaktadır.

Tek yönlü sinüzoidal PWM kontrolü için, yük ile ilişkin faz ve faz arası gerilimlerin etkin değerleri ( $m_d$  ortalama doluluk oranı:  $m_d = (2/\pi) * m_a$  için) aşağıdaki formüller yazılabilir: ( $m_a$ : sadece işaretlerin maksimum değerlerinin genlik oranlarıdır, toplam veya eşdeğer doluluğu ( $m_d$ ) temsil etmez.)

$$V_a = V_b = \frac{V_d}{2}; \quad V_{ab} = \sqrt{m_d} * V_d = \sqrt{\frac{2}{\pi}} m_a * V_d; \quad \text{DİKKAT: } m_a \neq m_d$$

### 3 FAZLI KARE DALGA PWM EVİRİCİ [12]

Burada, 120 derece iletimli 3 fazlı kare dalga evirici ile 180 derece iletimli kare dalga eviriciye ilişkin eğriler ve formüller verilecektir. Şekil 2(d)'de, 120 derece boyunca iletimde kalan 3 fazlı kare dalga PWM eviriciye ilişkin çeşitli eğriler verilmiştir (yük omik ve üçgen bağlı):

Şekil 2(d)'de verilen faz ve faz arası gerilimlerin ve bunlara ilişkin ana harmoniklerin etkin gerilim değerleri aşağıda verilmiştir: Aynı faz koluna ait anahtarların tetikleme sinyalleri arasında 60 derece boşluk olusur.

$$V_a = V_b = V_c = \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{V_d}{2}; \quad V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = \frac{1}{\sqrt{2}} * V_d$$

$$V_{a1} = V_{b1} = V_{c1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} * \frac{V_d}{2}; \quad V_{ab1} = V_{bc1} = V_{ca1} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} * V_d$$

Burada, hem faz, hem de faz arası gerilimlerde, 3 ve 3 ün katı harmonikler yoktur.

Şekil 2(d)'ye göre; ana harmonik (faz ve faz arası) gerilim denklemleri aşağıda verilmiştir:

$$v_{al}(t) = \sqrt{2}V_a \sin(\omega t + \pi/6)$$

**Not:** 120 ve 180 derece iletimli inverterde çıkış gerilimi kontrolsüzdür.

$$v_{bl}(t) = \sqrt{2}V_a \sin(\omega t - 3\pi/6)$$

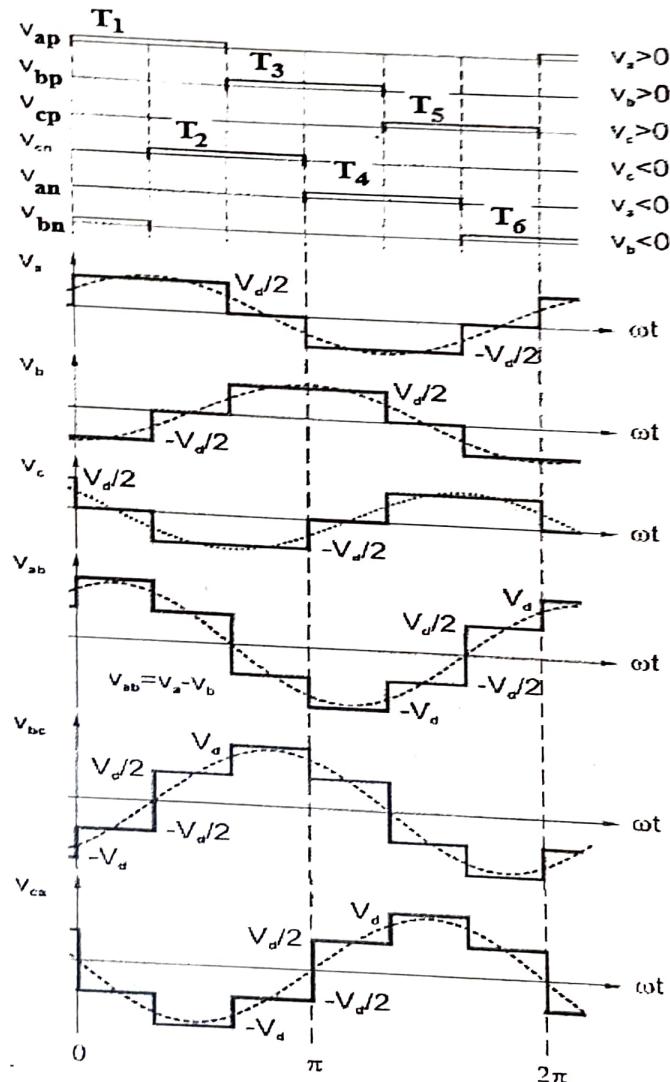
DA giriş gerilimi genellikle AA dan doğrultucu ile sağlanır.

$$v_{cl}(t) = \sqrt{2}V_a \sin(\omega t - 7\pi/6)$$

Motor kontrolü gibi frekansla beraber genliğin de kontrolü

$$v_{abl}(t) = \sqrt{2}V_{ab} \sin(\omega t + \pi/3)$$

gerektiğinde, doğrultucunun kontrolü ile genlik kontrolü yapılır.



Şekil 2(d). 120 derece iletimli evirici (aynı anda 2 anahtar iletimde).

Şekil 2(e)'de, 180 derece boyunca iletimde kalan 3 fazlı kare dalga PWM eviriciye ait çeşitli eğriler verilmiştir (yük omik, üçgen bağlı). Aynı faz koluna ait anahtarların tetikleme sinyalleri arasında boşluk olmaz.

Şekil 2(e)'de verilen faz ve faz arası gerilimlerin ve bunlara ilişkin ana harmoniklerin etkin gerilim değerleri aşağıda verilmiştir:

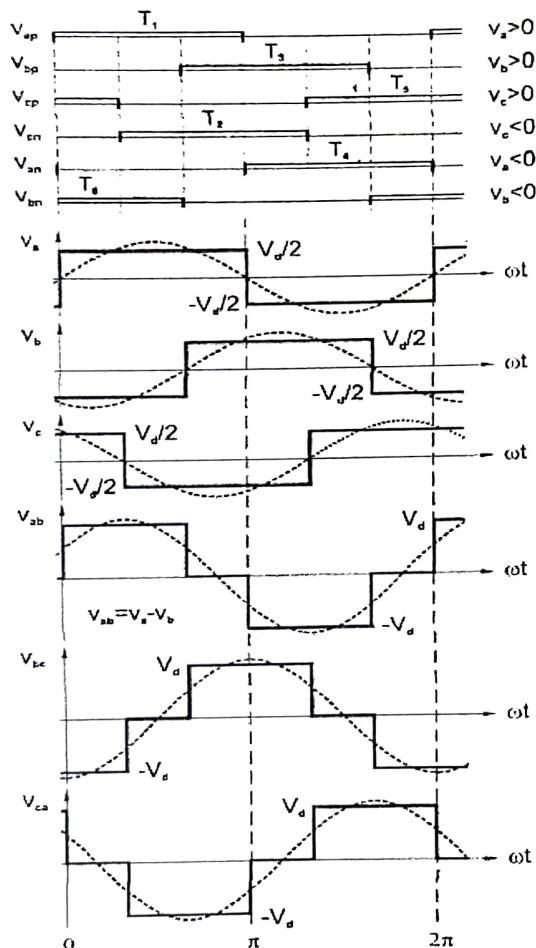
$$V_a = V_b = V_c = V_{FN} = \frac{V_d}{2}; \quad \text{Not: Sinüzoidal PWM de ise genlik ile frekans birlikte kontrol edilebilir.}$$

$$V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = \sqrt{\frac{2}{3}} * V_d = V_{FF}$$

$$V_{a1} = V_{b1} = V_{c1} = V_{FN1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} * \frac{V_d}{2} ;$$

$$V_{abl} = V_{bcl} = V_{cal} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} * V_d = \sqrt{3} * V_{FF1}$$

Burada, yalnızca, faz arası gerilimlerde, 3 ve 3 ün katı harmonikler yoktur.



Şekil 2(e) [12]. 180 derece iletimli evirici (aynı anda 3 anahtar iletimde).

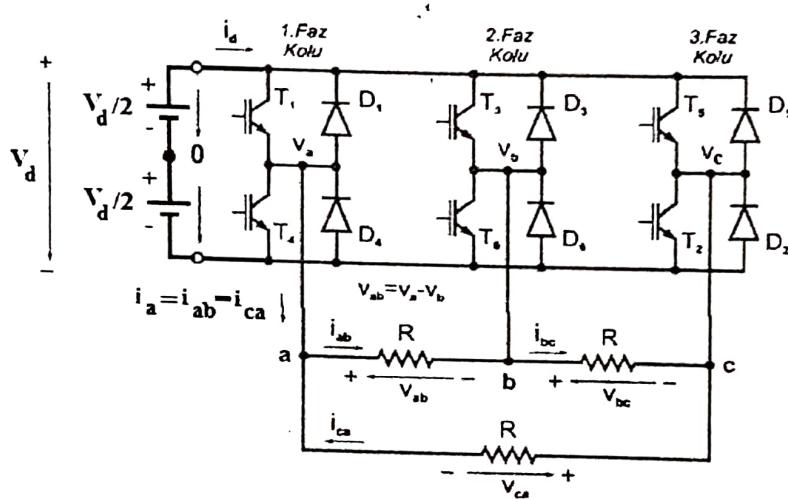
### 3 FAZLI SİNÜZOİDAL PWM EVİRİCİ [12]

Şekil 2(f)'de, üç fazlı evirici (yük omik) devre şeması verilmiştir. Şekil 2(g)'de,  $m_a = 2/3$  ve  $m_f = 9$  için, üç fazlı, tam köprü, tek yönlü sinüzoidal PWM eviricisine ait kontrol işaretleri, tetiklemeler, faz ve fazlar arası yük gerilimlerine ilişkin dalga şekilleri verilmiştir.

Taşıyıcı işaretler (üçgen dalga) ile kontrol işaretleri (sinüs-referans-arzu edilen dalga şekli) karşılaştırılarak, üç faza ilişkin pozitif (tetikleme) işaretleri elde edilir. Pozitif işaretlerin terslerinin alınması ile de negatif işaretler elde edilir. Pozitif ve negatif işaretler, ilgili fazların pozitif ve negatif güç elemanlarına uygulanır. Tüm bu işlemler, 120 şer derece faz kaydırılarak, diğer iki faza ilişkin güç anahtarlarına uygulanır.

Taşıyıcı frekansın yük frekansına oranı ( $m_f$ ) tek sayı ve en az 9, ayrıca 3 ün katları şeklinde olmalıdır. Taşıyıcı işaretin genliği sabit, iki yönlü ve tam simetrik olması gereklidir. Kontrol gerilimlerinin genlikleri eşit, aralarındaki faz farkı 120 derece, iki yönlü ve tam simetrik olmalıdır. Yük geriliminin kontrolü, üç fazlı kontrol gerilimlerinin genliklerinin birlikte değiştirilmesi ile yapılır. Frekans kontrolü gerektiğinde ise;

- a) düşük değerdeki yük frekanslarında, taşıyıcı işaretin frekansı ile kontrol işaretinin frekansı birlikte ve senkronize olarak değiştirilmelidir.
- b) 1kHz den yüksek değerdeki yük frekanslarında, taşıyıcı işaretin frekansı sabit tutularak kontrol gerilimi frekansı yük frekansına eşit alınmalıdır.



Şekil 2(f) [12]

	İletimdeki değeri	Koşul	İletim durumu
va(t)	Vd/2	Vkont_a > Vtaşıyıcı	T1 iletimde
	-Vd/2	Vkont_a < Vtaşıyıcı	T4 iletimde
vab(t)	Vd		T1-T4 iletimde
	0		T1-T3 veya T4-T6 iletimde
	-Vd		T3-T4 iletimde

Eğer yük olarak omik yük alınmaz ise, akımın yönüne bağlı olarak, örneğin; T<sub>1</sub> ile T<sub>6</sub> elemanlarının ortak iletim aralığında D<sub>1</sub> ile D<sub>6</sub> diyonları, T<sub>1</sub> ile T<sub>3</sub> elemanlarının ortak iletim aralığında T<sub>1</sub> ile D<sub>3</sub> elemanları veya D<sub>1</sub> ile T<sub>3</sub> elemanları iletimde kalabilir. Bu durum yükle ilişkin gerilim dalga şeklinde bir değişiklik meydana getirmez. Şekil 2(g)'de görüldüğü gibi, faz gerilimleri iki yönlü ama faz arası gerilimler ise tek yönlüdür. Bu yöntem ile üretilen yükyle ilişkin gerilim değişiminin ana harmonik tepe değeri, direkt olarak " $m_a$ " ile bağlantılıdır.  $m_f \geq 9$  ve  $m_a \leq 1$  (lineer bölgede çalışma durumu), için faz ve faz arası gerilimlerin ana harmonik etkin değerleri;

$$V_{a1} = V_{b1} = V_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_a * \frac{V_d}{2} ; \quad (m_f \geq 9 \text{ ve } m_a \leq 1)$$

$$V_{ab1} = V_{bcl} = V_{ca1} = \sqrt{\frac{3}{2}} * m_a * \frac{V_d}{2} ; \quad (m_f \geq 9 \text{ ve } m_a \leq 1)$$

olarak elde edilir. Bu durumda "faz arası gerilimlerde" 3 ve 3 ün katı harmonikler olmaz.  $m_a = 1$  (lineer bölgenin üst sınırında çalışıldığından);

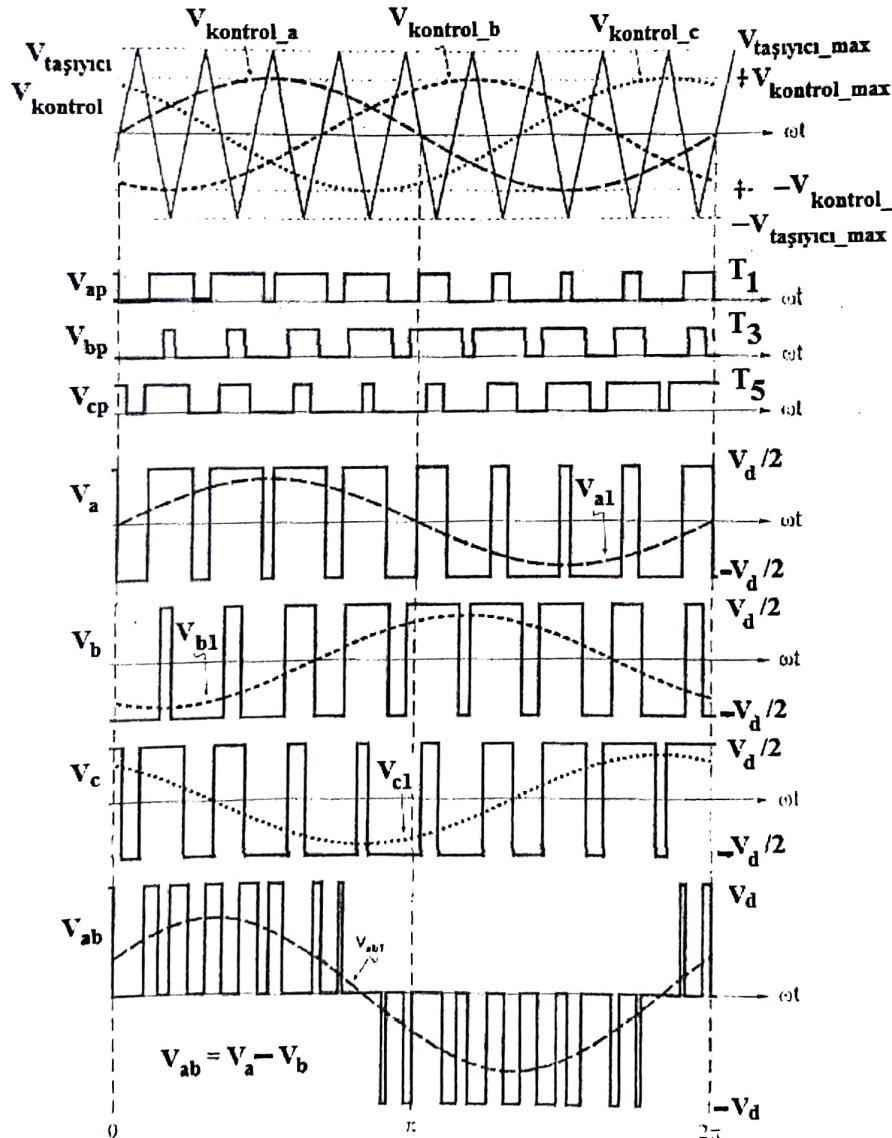
$$V_{a1} \approx 0.345V_d; \quad V_{ab1} \approx 0.612V_d$$

$$m_a \geq 3.24 \text{ (kare dalga bölgesinde çalışıldığından);}$$

$$V_{a1} \approx 0.45V_d; \quad V_{ab1} \approx 0.78V_d$$

yazılabilir. Tek yönlü 3 fazlı sinüzoidal PWM kontrolü için, yüke ilişkin faz ve faz arası gerilimlerin etkin değerleri ( $m_d$  ortalama doluluk oranı:  $m_d = (2/\pi) * m_a$  için) aşağıdaki formüller yazılabılır:

$$V_a = V_b = V_c = \frac{V_d}{2} = \text{sabit}; \quad V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = \sqrt{m_d} * V_d = \sqrt{\frac{2}{\pi}} m_a * V_d$$

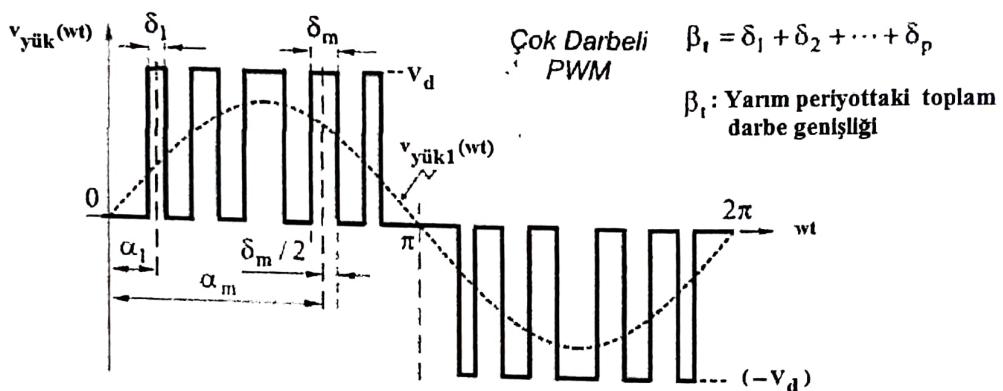


Şekil 2(g) [12]

Bu tür çalışmada, faz arası gerilimin harmonik içeriği, faz geriliği harmonik içeriğine göre daha azdır. Faz gerilimlerinden "0" noktasına doğru bir akım geçisi olmaz, ancak, yük "Y" bağlanırsa, Y noktasına doğru akan akımların harmonik içerikleri yüksek olur.

### 1 FAZLI EVİRİCİ ÇIKIŞ DALGA ŞEKLİNİN HARMONİK ANALİZİ

Şekil 3'de, tek yönlü ve çok darbeli PWM kontrollü bir eviricide gerekli parametreler gösterilmiştir. Şekil 3'de, yarım periyot içinde (tek yönde), p adet darbe bulunmaktadır ve evirici  $V_d$  değerli DA gerilim tarafından beslenmektedir. Herhangi bir darbenin (örneğin m. darbenin) merkezinin  $wt=0$  başlangıç noktasından mesafesi  $\alpha_m$  olsun ve bu darbenin genişliği ise  $\delta_m$  olsun.



Şekil 3 [12]

Evirici analizlerinde genel olarak yükün R-L tipinde olduğu kabul edilerek, yük geriliminin ana harmonik bileşeni dikkate alınır. Şekil 3'de verilen değişimde, pozitif ve negatif alternansların birbirine eşit olduğu kabul edildiğinde (doğru akım bileşeni sıfır), yük geriliminde çift dereceden harmonikler ortadan kalkarlar ( $v_{yük}wt = -v_{yük}(wt + \pi)$ ).  $v_{yük}wt = -v_{yük}(-wt)$  olduğundan, yük değişiminde, yalnızca tek dereceden harmonikler bulunur. Bu durumda yük gerilimine ilişkin tek dereceli harmoniklerin etkin gerilim değerleri (n; harmonik numarasını göstermek üzere);

$$V_{yükn} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} V_d \left[ \sum_{m=1}^p \sin\left(n \frac{\delta_m}{2}\right) * \sin(n\alpha_m) \right] \quad (\text{n. harmoniye ilişkin etkin gerilim}) \quad (1)$$

formülü yardımı ile hesaplanabilir. (1) numaralı eşitlikte n=1 (ana harmonik) için, yükle ilişkili ana harmonik etkin gerilim değeri;

$$V_{yük1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \left[ \sum_{m=1}^p \sin\left(\frac{\delta_m}{2}\right) * \sin(\alpha_m) \right] \quad (2)$$

olacaktır. Eğer Şekil 4'de verildiği gibi, yük gerilim değişiminde, darbe genişlikleri eşit yapılarsa, yükle ilişkili tek dereceli harmoniklerin etkin gerilim değerleri;

$$V_{yükn} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} V_d \sin\left(n \frac{\delta}{2}\right) \sum_{m=1}^p \sin(n\alpha_m) \quad (3)$$

formülü yardımı ile hesaplanabilir. (3) numaralı eşitlikte n=1 (ana harmonik) için, yükle ilişkili ana harmonik etkin gerilim değeri;

$$V_{yük1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \sum_{m=1}^p \sin(\alpha_m) \quad (4)$$

olacaktır.

Darbe genişliği  $\beta$  olan, **tek darbeli, PWM kontrollü** bir evirici için (3) ve (4) eşitlikleri;

$$V_{\text{yük}n} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} V_d \sin\left(n \frac{\beta}{2}\right) \quad (5)$$

$$V_{\text{yük}1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (6)$$

olacaktır. Eğer  $\beta = 120^\circ$  seçilirse, (5) ve (6) eşitlikleri;

$$V_{\text{yük}n} = \frac{\sqrt{6}}{n\pi} V_d \quad (7)$$

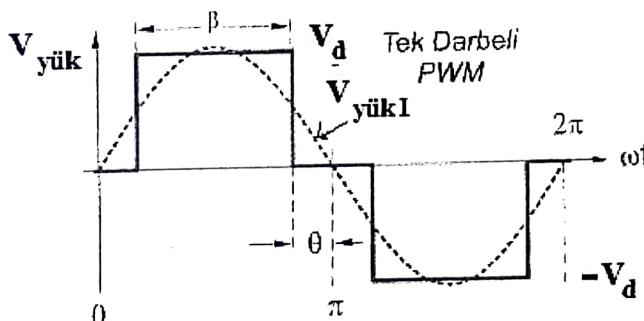
$$V_{\text{yük}1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \quad (8)$$

$\beta = 120^\circ$  için,  $n = 1, 5, 7, 11, 13, 17, \dots$  (3 ve 3'ün katları harmonikler yok oluyor),

$\beta = 180^\circ$  için,  $n = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, \dots$  (3 ve 3'ün katları harmonikler yok olmuyor).

Yukarıdaki iki sonuca göre aşağıdaki ifade yazılabilir:

$$\text{THD}_{v_{\beta=120^\circ}} < \text{THD}_{v_{\beta=180^\circ}}$$



Şekil 4

Eğer  $\beta = 180^\circ$  seçilirse, (5) ve (6) eşitlikleri;

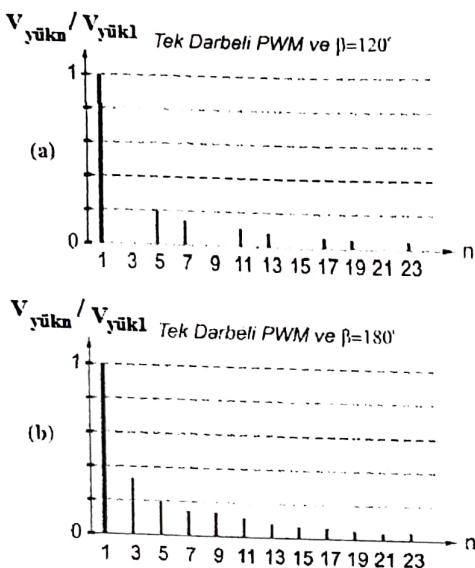
$$V_{\text{yük}n} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} V_d \quad (9)$$

$$V_{\text{yük}1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \quad (10)$$

olacaktır. Şekil 5'de **tek darbeli PWM** için 120 ve 180 dereceli tasarımlarındaki harmonik içerikleri verilmiştir.

Sinüzoidal PWM tipi eviricilerde,  $m_f \geq 9$  ve  $m_a \leq 1$  için, iki yönlü olan çıkış gerilimlerinin harmonik içerikleri, Şekil 6(a)'da verilmiştir. Şekil 6(b)'de ise tek yönlü çıkış geriliminin harmonik içeriği

verilmiştir. Tek yönlüde, yük geriliminde 3 ve 3 ün katı harmonikler yoktur. Bu gerilimin harmonik içeriği iki yönlüye göre düşüktür. İki yönlüde, 15. harmonik oldukça yüksektir.



Şekil 5. [12]

Evirici çıkışında elde edilen yük geriliminin kalitesi, genel olarak, pozitif ve negatif elemanların iletimleri sırasında boşluk oluşmaması, düşük numaralı harmoniklerin oluşmaması, THD değerinin düşük olması ile belirlenir. Toplam harmonik distorsyon (gerilim için);

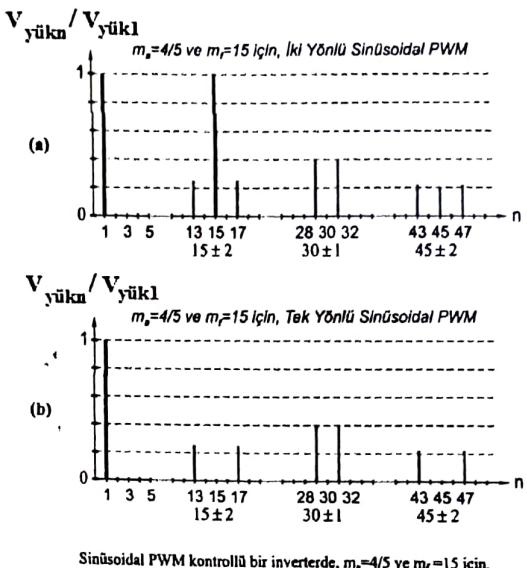
$$\text{THD}_V = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}{V_1^2}}$$

formülü ile hesaplanabilir.

Şekil 5 ile Şekil 6 karşılaştırıldığında ise, THD açısından, sinüzoidal PWM yük geriliminin harmonik içeriği, kare PWM e göre daha iyi olmadığı görülmektedir. Ancak, sinüzoidal PWM yük gerilimindeki harmonikler,  $m_f$  değerine bağlı olarak, ana harmoniye göre çok yüksek frekanslarda ortaya çıkar. Uygulamalarda, üçgen dalgaın frekansı (anahtarlama frekansı veya  $m_f$  frekans oranı), çok daha yüksektir. Çok yüksek frekanslı yük gerilimi harmonik bileşenlerinin omik-endüktif yükten akıtları akımların genlikleri çok küçük değerlerde olduklarından, ihmal edilebilir ve sonuç olarak "ana harmonik" çok daha etkili olacaktır.

### BİR FAZLI REZONANS DEVRELERİ

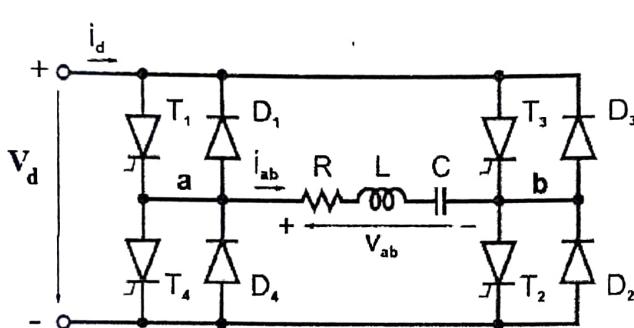
Rezonanslı devreler, piyasa uygulamalarında, sık karşılaşılan güç elektroniki devreleridir. 200 Hz ile 100kHz arasında kullanım alanı bulurlar. DA gerilim kaynak ve regülatörleri, endüksiyonla ışıtma, elektronik balastlar, ayarlı frekans kaynakları çok sık karşılaşılan uygulama alanlarıdır. Rezonans devreleri genel olarak seri ve paralel bağlı rezonans devreleri olarak iki başlık altında analiz edilebilirler. **Seri rezonans devrelerinde**, birbirlerine seri olarak bağlanmış olan R,L ve C elemanları, bir gerilim kaynağı tarafından beslenir. **Paralel rezonans devrelerinde** ise birbirlerine paralel olarak bağlı olan R,L ve C elemanları bir akım kaynağı tarafından beslenir. **Seri rezonans devrelerinde**, yük akımının değişimi sinüs formundadır. **Paralel rezonans devrelerinde** ise yük geriliminin değişimi sinüzoidal formundadır. Rezonans devrelerinin faydaları şöyle özetlenebilir:



Şekil 6. [12]

Sinüzoidal PWM kontrolü bir inverterde,  $m_s=4/5$  ve  $m_f=15$  için,  
(a) iki yönlü ve (b) tek yönlü çıkış gerilimlerinin harmonik içeriği

- 1)** Devredeki güç anahtarlarının iletme ya da kesme gitmesi, yük akımının (ZCS) ya da geriliminin (ZVS) sıfır yakını veya sıfır olduğu anlarda sağlanır. Bu şekilde yüksek frekanslı çalışmalarda anahtar kayıpları minimize edilmiş olur. (ZCS: Anahtar iletme sokulurken, ZVS: Anahtar devreden çıkartılırken)
- 2)** Yük kapasitif yapılarak, faz farkının, tristörün sönme süresinden ( $t_q$ ) büyük olması temin edilir ve böylece devre doğal komutasyonlu duruma dönüşür. Bu şekilde hem anahtarlama kayıpları azalır hem de büyük güçlerde tristörlerin kullanımı mümkün olur.
- Rezonans devrelerinin sıkıntıları ise, akım ve gerilimin yüksek değerler alması, bu iki büyülüüğün sıfır geçişinin yakalanma zorluğu ve güç kontrolünün zor olmasıdır.



Şekil 1

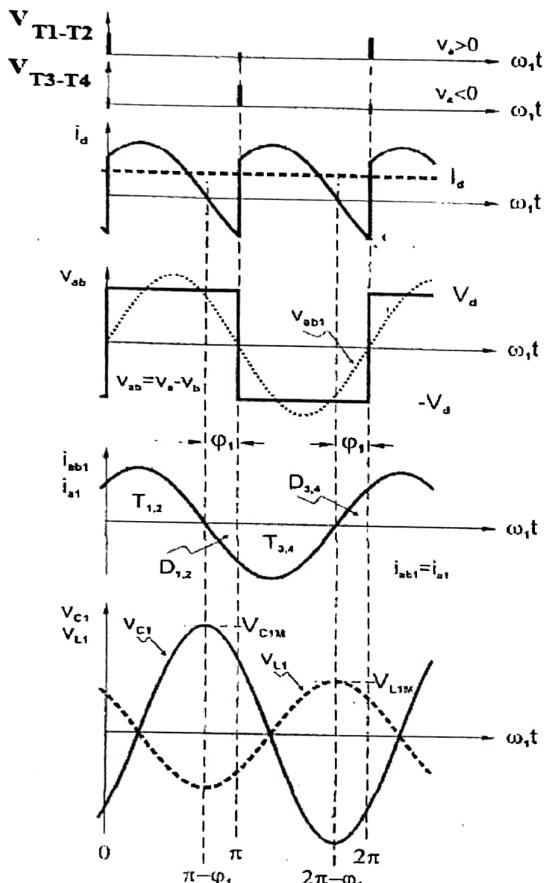
Şekil 1'de bir fazlı tam köprü, seri rezonanslı bir evirici devresi verilmiştir. Bu devre endüksiyonlu ısimda kullanılır. Endüksiyonla ısimda, L; bobin endüktansını, R; bobin içinde ısiya dönünen enerjiyi, C ise kapasitif özellikteki yükü temsilen konulur. Eğer evirici çıkışına bir transformatör bağlı ise, bu durumda R ve L transformatörün eşdeğer devresini temsil eder. Şekil 2'de omik-kapasitif bir yük için çeşitli büyülüklerle ilişkin akım ve gerilim değişimleri verilmiştir. Değişimlerde görülen "1" indisi ana harmoniği temsil etmektedir.  $t=0$  anında T1 ve T2 tristörleri tetiklenmektedir. ( $\pi - \varphi_1$ ) anında ise sinüs formundaki akımın sıfır olması ile birlikte T1 ve T2 tristörleri kesime giderken D1 ve D2 diyonları devreye girer. " $\pi$ " anında T3 ve T4 tristörlerinin tetiklenmesi ile D1 ve D2 diyonları (bu durumda diyodların "Vak" gerilimleri negatif olur) devreden çıkararak T3 ve T4 tristörleri devreye alınır. T3 ve T4 tristörlerini içinden geçen akımın sıfır olması ile birlikte bu iki tristör devreden çıkararak yerlerini D3 ve D4 diyonlarına bırakır. Bu diyonların devreden çıkışması ise T1 ve T2 nin tetiklenmesine bağlıdır.  $\pi - \varphi_1 < wt < \pi$  aralığında D1 ve D2 iletimdeyken, T1 ve T2,  $\varphi_1$  kadar bir süre negatif gerilimde tutulur. Bu tristörlerin kesime gecebilmeleri için en az sönme süresi ( $t_q$ ) kadar bir süre negatif kalmaları gereklidir. Yani;  $(\varphi_1/w) \geq t_q$  şartı gerçekleşmelidir. T2 devreden çıkmadan T3 devreye alınırsa, kaynak kısa devre olur. Tristörlü ve rezonanslı eviricilerin çalışma ilkesi, kesime götürülen tristörlerin,  $\varphi_1$  faz farkı kadar negatif bir gerilime tabi tutulmalarıdır. Bu hedefe ulaşmak için yükün kapasitif özellikte olması ve  $\varphi_1$  faz farkının  $t_q$  süresinden büyük olmasıdır. Köprü türü kare dalga eviricilerde, yüze ilişkin ana harmonik etkin gerilim değeri;

$$V_{yük1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d$$

olurken, yük geriliminin ana harmonik ani değeri ise;

$$v_{\text{yük}}(w_1 t) = \sqrt{2} \left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \right) \sin(w_1 t) = \frac{4}{\pi} V_d \sin(w_1 t)$$

olacaktır.



Şekil 2

Yük geriliminin (AA) anı değerinde önemli ölçüde harmonik içeriği olmasına rağmen, ana harmonik çok daha baskındır ve yük akımı sinüs formuna çok benzer. Yük geriliminin frekansı ayarlanabilir, fakat genlik değeri kontrol edilemez. Rezonanslı eviricilerde, genellikle, frekans değiştirilerek güç kontrolü yapılır. Arzu edildiğinde, evirici devresi besleme gerilimi olan  $V_d$  değeri ayarlanarak da, güç kontrolü desteklenir.

Sadece L ve C elemanları arasında oluşan kayıpsız veya ideal salınım için;

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad \text{ve} \quad Z_0 = 2\pi f_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

yazılabilir. ( $\omega_0$ ; ideal açısal frekans,  $f_0$ ; ideal frekans,  $Z_0$ ; ideal empedans)

R, L ve C elemanları arasında oluşan kayıplı salınımın frekansı ise;

$$\omega_k = 2\pi f_k = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad ; \quad \delta = \sqrt{\frac{R}{2L}}$$

olur. ( $w_k$ ; kayıplı açısal frekans,  $f$ ; kayıplı frekans,  $\delta$ ; sönüm faktörü). Arzu edilen salınımlı sönümün olması için,  $\delta^2 < w_0^2$  veya  $R^2 / (4L/C) < (4L/C)$  şartı sağlanmalıdır. Yukarıdaki devre ve eşitliklerden aşağıdaki eşitlikler yazılabilir: ( $f_1$ : çalışma frekansı olmak üzere),

$$w_1 = 2\pi f_1; \quad X_{L1} = w_1 L = 2\pi f_1 L; \quad X_{C1} = 1/(w_1 C) = 1/(2\pi f_1 C); \quad Z_1 = \sqrt{R^2 + (X_{C1} - X_{L1})^2}$$

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{|X_{C1} - X_{L1}|}{R} = \cos^{-1} \frac{R}{Z_1} = \sin^{-1} \frac{|X_{C1} - X_{L1}|}{Z_1}; \quad I_{yuk1} = V_{yuk1} / Z_1; \quad V_{C1max} = \sqrt{2} X_{C1} I_{yuk1}$$

$$P_1 = RI_{yuk1}^2 = V_{yuk1} I_{yuk1} \cos \varphi_1$$

Yukarıdaki eşitliklerde,  $V_{C1max}$ ; kapasitenin maruz kaldığı maksimum gerilim değeri,  $\varphi_1$ ; yük geriliminin ana harmonik değişimi ile yük akımının ana harmonik değişimi arasındaki faz farkı,  $P_1$ ; yükün ana harmonигine ilişkin aktif güç değeridir ( $R$  üzerinde harcanan).

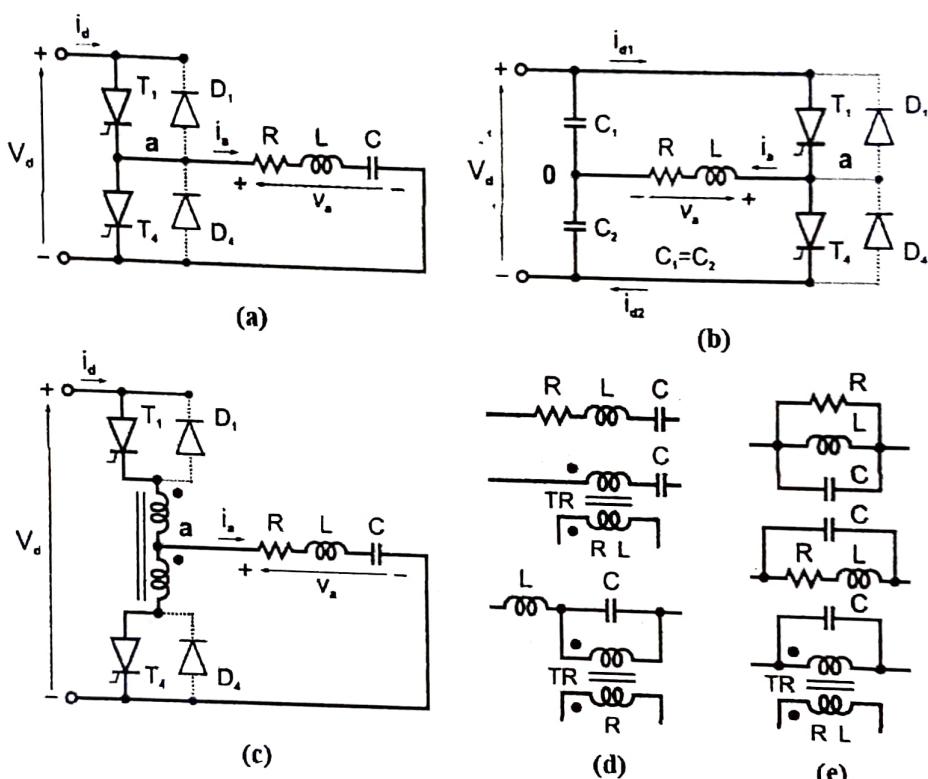
Seri rezonanslı ve tristörlü bir eviricinin doğal komutasyon altında çalışabilmesi için,  $\varphi_1 / w \geq t_q$  şartı sağlayacak şekilde yükün kapasitif özellikle olması veya  $X_{C1} > X_{L1}$  ya da  $f_1 < f_0$  olmalıdır. Çalışma frekansı olan  $f_1$  değeri azaldıkça,  $X_{C1}$  artar,  $X_{L1}$  düşer, sonuç olarak  $\varphi_1$  süresi artar. Faz farkının artışı (reaktif gücü büyütmeğinden), beraberinde görünür akım (görünür güç, S) değerinin de artmasına neden olacağından, aynı aktif güç değeri için daha büyük değerlerde tristör ve diyonların kullanılması gerekeceğinden, devre ekonomik olmayacağıdır.

Şekil 3'de (a), (b) ve (c)'de seri rezonanslı, farklı fiziksel yapıda, yarım köprü evirici devreleri görülmektedir. Bu tipdeki eviriciler, "genellikle" küçük güçlerde tercih edilirler ve yapılarında "genellikle" diyod bulunmaz. Şekil 3(a)'da görülen devrede (devre diyod içermektedir), T1 tristörü iletimdeyken, ( $V_d$  üzerinden) pozitif yarı rezonans (T1 iletimdeyken;  $V_d - T1 - \text{yük}$  boyunca iletim vardır. T1 akımı sıfırdan geçtiğinde ise D1 diyodu-kaynak-yük yolu ortaya çıkar (dolayı ile kaynağa enerji aktarılır), T4 devreye alınana kadar), T4 iletme geçtiğinde ise ( $V_d$  olmadan), negatif yarı rezonansı oluştur (T4 iletimdeyken, T4-yük boyunca iletim vardır. T4 akımı sıfırdan geçtiğinde ise D4 diyodu-yük yolu ortaya çıkar). Şekil 3(b)'de ise, her iki rezonans da kaynak ( $V_d$ ) üzerinden oluşur. Bu durumda, her iki yarı periyodda da, kondansatörlerin biri dolarken, diğerinin boşalır. Akımın ters dönmesi, tetiklemelerden değil, tamamen RLC devresinin yapısından kaynaklanır.

Diyod içermeyen eviricilerde ise (eğer D1 ve D2 kaldırılırsa, enerji kaynağı dönemez. D1 ve D2 den akım akmadığında yük geriliminde boşluk oluşur), enerjinin kaynağı geri dönüşü yoktur, kesintili bir çalışma oluşur. Bu durumda, tristörlerin sönümünü sağlayan bu boşluk süreleri, en az, tristörlerin  $t_q$  süresi kadar olmalıdır. Örneğin, Şekil 3(a)'daki devrede, iletimde olan T1 tristörü, kondansatörün  $V_d$  değerinden büyük bir gerilime kadar dolması ve akımın "0" olması ile söner ve ters bir gerilim ile tutulur. Sonra en az sönme süresi kadar bekledikten sonra T2 tetiklenir ve bu durum bu şekilde sürer gider. Bu durumda minimum çalışma periyodu, bir rezonans periyodu ile sönme süresinin iki katının toplamıdır.

Şekil 3(c)'de verilen devrede, sönen tristörün negatif gerilimle tutulma süresi manyetik koplaklı bir bobin tarafından arttırıldığından, bu evirici, rezonans frekansı civarında ve hatta bu değerden biraz üstünde bile çalışabilir. Şekil 3 (d) ve (e) de verilen devreler ise seri/paralel rezonans devreler, çeşitli uygulamalarını temsil etmektedir. Bu devreler analiz edilirken, eşdeğer devreleri üzerinden işlem yapılır. Hem seri hem de paralel rezonans devrelerin tristörlü ve doğal komutasyonlu olarak

çalışabilmeleri için, yükün kapasitif ve faz farkının en az sönme süresi kadar olması şarttır. Bu amaca ulaşabilmek için, seri rezonans devrelerinde, rezonans frekansının yeterinde altında, paralel rezonans devrelerinde ise yeterince üzerinde çalışılması gerekmektedir. Tristör yerine, mosfet ya da ıgbt kullanıldığında ise (tam kontrollü anahtarlar), evirici, rezonans frekansının altında ya da üstünde çalışabilir. Evirici, akım kaynağı ile beslendiğinde, paralel rezonanslı eviricilerde, diyonet kullanımına gerek yoktur. "Rezonans modlu güç kaynaklarında", rezonans ile üretilen yüksek frekanslı gerilim izole edilir ve doğrultulur. Kısmi rezonanslı eviricilerde, bu devreler yumuşak anahtarlama amacı ile periyodun sadece bir kısmında kullanılır.



### Sekil 3

## Problem

Bir fazlı tam köprü evirici 500V değerinde bir doğru gerilim kaynağından beslenmektedir. Devre seri rezonans devresi olarak, endüksiyonla ıslıtma işleminde kullanılacaktır. Çalışma frekansı maksimum 2500 Hz olup, endüksiyon bobininin endüktans değeri  $L=100 \mu\text{H}$ , bobinin eşdeğer direnci  $R=1 \text{ ohm}$  ve kullanılan tristörlerin " $t_q$ " sönme süresi ise  $50 \mu\text{s}$ n olduğu bilinmektedir. Devredeki diğer kayıpları ihmal ederek;

- a)** Eviricinin 2500 Hz de doğal komutasyonla çalışabilmesi için gerekli olan kondansatör değerini bulunuz. Sönümun salınımlı olduğunu göstererek, ideal ve kayıplı rezonans frekanslarını hesaplayınız.
  - b)** 2500 Hz için, empedans, akım, aktif güç ve kapasitenin maksimum gerilim değerini hesaplayınız.
  - c)** Çalışma frekansı 2000 Hz yapıldığında, eleman değerlerinin sabit kalması koşulu ile "b" sıklıkta hesaplanan tüm parametreleri tekrar hesaplayarak, "b" sıklıkta bulunan değerler ile karşılaştırınız.

Cözüm

a)  $\varphi_1 / w \geq t_q = 50 \mu s n \Rightarrow \varphi_1 = w * t_q = (2\pi * 2500) * 50 * 10^{-6} = \pi/4 = 45^\circ = \varphi_1$

$$X_{L1} = w_1 L = 2\pi f_1 L = 2\pi * 2500 * 100 * 10^{-6} = 1.571 \Omega$$

$$\varphi_1 = \pi/4 = \tan^{-1} \frac{|X_{C1} - 1.571|}{1} \Rightarrow X_{C1} = 2.571 \Omega$$

$$X_{C1} = 2.571 = 1/(w_1 C) = 1/(2\pi * 2500 * C) \Rightarrow C = 24.76 \mu F$$

$$R^2 \leq (4L/C) \Rightarrow 1^2 \leq 4 \frac{100 * 10^{-6}}{24.76 * 10^{-6}} \Rightarrow 1 \leq 16.16 \text{ olduğundan dolayı, "salınımılı sönüm" var}$$

demektir.

$$w_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \sqrt{\frac{1}{100 * 10^{-6} * 24.76 * 10^{-6}}} = 20 * 10^3 \text{ rad/sn} \Rightarrow f_0 = 3183 \text{ Hz}$$

$$w_k = 2\pi f_k = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} = \sqrt{\frac{1}{100 * 10^{-6} * 24.76 * 10^{-6}} - \frac{1^2}{4 * (100 * 10^{-6})^2}} = 19460 \text{ rad/sn} \Rightarrow f_k = 3097 \text{ Hz}$$

b)  $Z_1 = \sqrt{R^2 + (X_{C1} - X_{L1})^2} = 1.414 \Omega$

$$V_{yukl} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 500 = 450 \text{ V} ; I_{yukl} = V_{yukl} / Z_1 = 450 / 1.414 = 318.25 \text{ A}$$

$$P_1 = RI_{yukl}^2 = V_{yukl}I_{yukl} \cos \varphi_1 = 1 * 318.25^2 = 450 * 318.35 * \cos 45^\circ = 101.3 \text{ kW}$$

$$V_{Cl_{max}} = \sqrt{2}X_{C1}I_{yukl} = \sqrt{2} * 2.571 * 318.25 = 1157 \text{ V}$$

c)  $Z_1 = \sqrt{R^2 + (X_{C1} - X_{L1})^2} = \sqrt{1^2 + (3.214 - 1.257)^2} = 2.198 \Omega$

$$\varphi_1 = \cos^{-1} \frac{R}{Z_1} = \cos^{-1} \frac{1}{2.198} \Rightarrow \varphi_1 = 62.94^\circ$$

$$I_{yukl} = V_{yukl} / Z_1 = 450 / 2.198 = 204.73 \text{ A}$$

$$P_1 = RI_{yukl}^2 = 1 * 204.73^2 = 41.9 \text{ kW} \text{ (güç azaldı)}$$

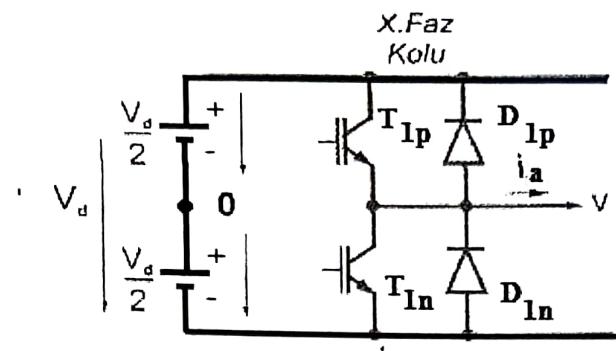
$$V_{Cl_{max}} = \sqrt{2}X_{C1}I_{yukl} = \sqrt{2} * 3.214 * 204.73 = 931 \text{ V}$$

Sonuçlar analiz edildiğinde, yük gücünün frekans ile kontrol edildiği anlaşılmaktadır.

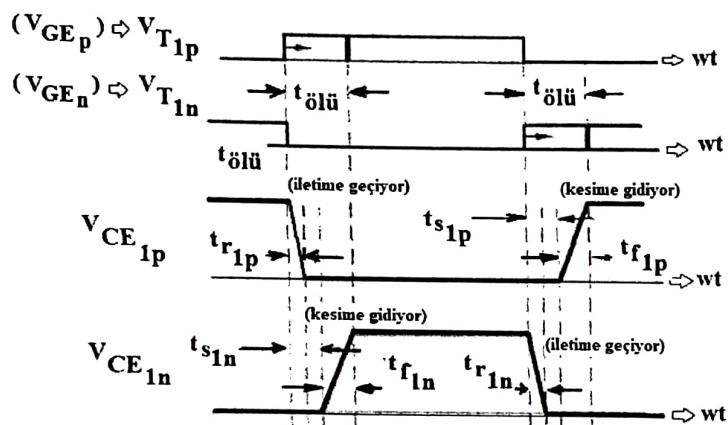
### BİR FAZLI EVİRİCİDE ÖLÜ ZAMAN VE ÇIKIŞ GERİLİMİ

Şekil 4'de, bir fazlı eviricinin "bir koluna ilişkin" devre şeması verilmiştir. Bu kolda, pozitif ve negatif güç elemanları ile, faz akım ve gerilimine ilişkin "0" referans noktası gösterilmiştir. Eviricilerde, genellikle, önce bir faz koluna ilişkin pozitif işaret üretilir, daha sonra bu işaretin tersi alınarak negatif işaret

üretilir. Dolayısı ile pozitif ve negatif işaretler birbirlerinin tersidir. Bu işaretlerin pozitif ve negatif güç elemanlarına uygulanması durumunda elde edilen gerilim değişimleri şekil 5'de verilmiştir.



Şekil 4



Şekil 5

Şekil 5'de görüldüğü gibi, işaret uygulanan bir eleman " $t_r$ " (yükseleme süresi) kadar bir sürede iletme geçer. İşareti kesilen bir eleman ise " $t_s$ " (yayılma süresi ya da kesime girmede gecikme süresi) kadar bir süre iletimini sürdürür ve sonra " $t_f$ " (düşme süresi) kadar bir sürede kesime gider. "t" nin altında yazan "p" indisi pozitif işarette ait olduğunu, "n" indisi ise negatif işarette ait olduğunu belirtir.

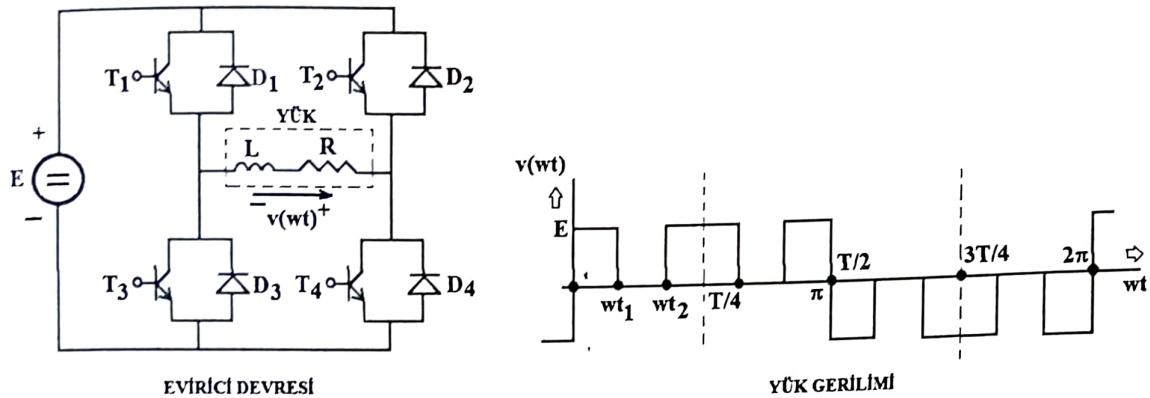
" $V_{GEp}$ ", transistörün "kapı"-“emitör” arası tetikleme gerilimini (pozitif elemanlar için) temsil ederken, " $V_{CEp}$ ", transistörün “kollektör-emitör” arası gerilimini (pozitif elemanlar için) gösterir. Şekil 5'de görüldüğü gibi, bir faz koluna ilişkin pozitif ve negatif güç elemanları, her bir anahtarlama işleminde “yayılma” ve “düşme” sürelerinin toplamı kadar bir süre boyunca ( $t_s + t_f$ ) kısa devre olmaktadır. Bu durumun sakıncalı olması nedeni ile, bu faz koluna ilişkin pozitif ve negatif işaretler arasına (en az bu sürelerin toplamı kadar bir) zaman dilimi boşluk bırakılmalıdır. Bu süre, “ $t_{ölü}$ ” ile simgelenirse;

$$t_{ölü} \geq t_s + t_f$$

olarak yazılabilir. Pratikte bu işlem, üretilen pozitif ve negatif işaretlerin baştan “ölü zaman” kadar kesilmesi ile gerçekleştirilir (diğer bir anlatım ile, hangi anahtar devreye girecek ise bu anahtarın tetikleme anını  $t_{ölü}$  anı kadar ileriye ertelenir, kesime gitme işaretine dokunulmaz). Ölü zaman, mosfet için birkaç yüz nano saniye, IGBT için birkaç mikro saniye, BJT için bir kaç on mikro saniye olarak, tristör için ise birkaç yüz mikro saniye olarak belirlenir. Yük uçları arasındaki gerilim değişiminin çok bozulmaması için “ölü zaman”ın sınırlı tutulması gereklidir.

## EVİRİCİDE HARMONİK GENLİK KONTROLÜ

## SEÇİLMİŞ HARMONİKLERİN ELİMİNASYONU YÖNTEMİ



$$a_n = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} f(wt) * \sin(nw_0 t) dwt$$

$$b_n = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} f(wt) * \cos(nw_0 t) dwt \quad (\text{yukarıda verilen } f(wt) \text{ yük gerilim dalga şekli için } b_n=0 \text{ olur.})$$

Eğer,  $f(wt)$  yük gerilim eğrisi,  $T/2 = \pi$  eksenine göre simetrik ise;

$$a_n = \frac{2}{T/2} \int_0^{T/2} f(wt) * \sin(nw_0 t) dwt$$

Eğer,  $f(wt)$  yük gerilim eğrisi,  $T/4 = \pi/2$  eksenine göre simetrik ise;

$$a_n = \frac{2 * 2}{T/2} \int_0^{T/4} f(wt) * \sin(nw_0 t) dwt$$

olacaktır.

Yukarıda verilen  $f(wt)$  eğrisi  $wt$  eksenine göre simetrik olduğundan,  $v(wt)$  eğrisinin harmonik analizi yapıldığında sadece "tek dereceli" harmonikler ortaya çıkar. Aynı şekilde  $v(-wt) = -v(wt)$  olduğundan dolayı, harmonik analizinde yalnızca sinüslü terimler mevcuttur. Buna göre yukarıda verilen yük eğrisinin harmonik analizi yapıldığında;

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[ \left( \int_0^{wt_1} E * \sin(nw_0 t) dwt \right) + \left( \int_{wt_2}^{\pi/2} E * \sin(nw_0 t) dwt \right) \right]$$

$$a_n = \frac{4E}{n\pi} (1 - \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2); \quad \Leftrightarrow \quad wt_1 = \alpha_1; \quad wt_2 = \alpha_2$$

Amaç harmonik eliminasyonu ise büyük dereceli harmonikler ile uğraşmak pek doğru bir yaklaşım olmaz. Zira genellikle harmonik frekansı arttıkça, harmonik genliği azalır. Bu nedenle, filtre işlemlerinde ana harmoniye yakın olan harmoniklerin eliminasyonuna öncelik verilmelidir. Örnek olarak 3. ve 5.

harmoniklerin yok edilmesi daha iyi bir yaklaşım olacaktır. Bu durumda  $a_n$  ifadesinde,  $n=3$  için ve  $n=5$  için iki adet eşitlik elde edilir.

$$a_3 = 0 \Rightarrow (1 - \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2) = 0$$

$$a_5 = 0 \Rightarrow (1 - \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2) = 0$$

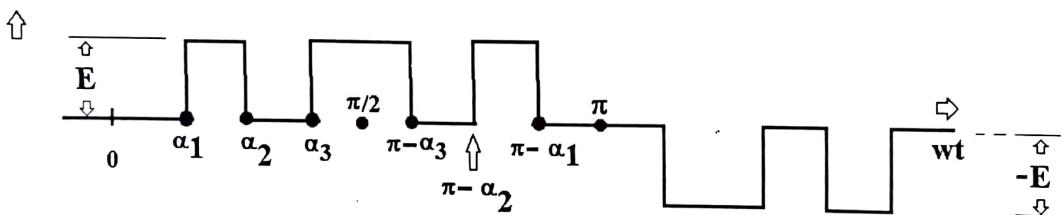
Yukarıdaki 2 adet lineer olmayan denklemin ortak çözümünden;

$$wt_1 = \alpha_1 = 17.8^\circ; \quad wt_2 = \alpha_2 = 38^\circ$$

bulunur. Yani, bu durumda, bu tetiklemeler için 3. ve 5. harmonikler **filtre kullanılmadan** yok edilmiş olmaktadır. Fakat, bu tetiklemeler yapıldığında, yük gerilimine ilişkin "arzu edilen ana harmonik gerilim değerine" ulaşılması zorlaşmıştır. Bunun için  $[0 : T/4]$  aralığındaki tetikleme sayısı 2 yerine 3 yapılmalıdır. Bu durumda ise 3 adet lineer olmayan denklem çözülerek, üç adet tetikleme açı değerine ulaşılır.

### TAM DALGA KÖPRÜ EVİRİCİ ÇALIŞMA MODU

$v(wt)$



**ÜÇ DURUMLU YÜK GERİLİMİ ( $E, 0, -E$ )**

**ÇALIŞMA MANTIĞI:** T1-T4 aynı anda tetikleniyor, sonra boşluk bırakılıyor, sonra T1-T4 aynı anda tetikleniyor, sonra boşluk bırakılıyor, sonra T1-T4 aynı anda tetikleniyor, sonra tekrar boşluk bırakılıyor. " $\pi$ " anına kadar böyle devam ediliyor. . " $\pi$ " anından sonra T1-T4 yerini T2-T3'e bırakıyor ve aynı işlem " $2\pi$ " anına kadar bu iki kontrollü anahtar için gerçekleştiriliyor.

Yukarıda verilen  $v(wt)$  eğrisinin Fourier analizi yapıldığında;

$$a_n = \frac{4E}{n\pi} (\cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_3)$$

elde edilir.  $[0 : T/4]$  aralığında 3 adet tetikleme yapıldığından 3 adet denklemin sağ tarafını sıfır yapma şansı bulunur. Bu 3 denklemden bir tanesi, ana harmonik genliğini sağlamak için kullanılırken, diğer 2 tanesi, 3. ve 5. harmonik genliklerini sıfır yapmak için kullanılabilir:

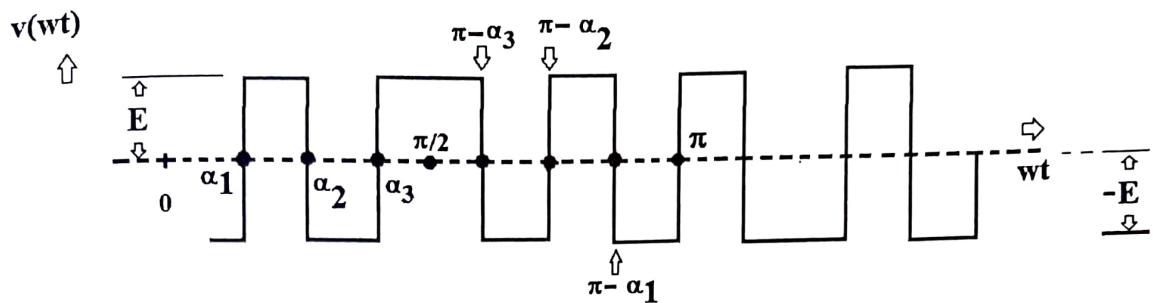
$$\frac{4E}{1 * \pi} (\cos(1 * \alpha_1) - \cos(1 * \alpha_2) + \cos(1 * \alpha_3)) = V_{1\max} \quad (1. \text{ denklem})$$

$$\frac{4E}{3 * \pi} (\cos(3 * \alpha_1) - \cos(3 * \alpha_2) + \cos(3 * \alpha_3)) = 0 \quad (2. \text{ denklem})$$

$$\frac{4E}{5 * \pi} (\cos(5 * \alpha_1) - \cos(5 * \alpha_2) + \cos(5 * \alpha_3)) = 0 \quad (3. \text{ denklem})$$

Yukarıda kullanılan 3 adet lineer olmayan denklem, 3 adet bilinmeyen açıyı bulmak için kullanılır.

## YARI DALGA KÖPRÜ EVİRİCİ ÇALIŞMA MODU

İKİ DURUMLU YÜK GERİLİMİ ( $E, -E$ )

**ÇALIŞMA MANTIĞI:**  $T_1-T_4$  aynı anda tetikleniyor, sonra  $T_2-T_3$  aynı anda tetikleniyor, sonra  $T_1-T_4$  aynı anda tetikleniyor,  $T_2-T_3$  aynı anda tetikleniyor. Aynı işlem "2 $\pi$ " anına kadar böyle devam ediyor.

Yukarıda verilen  $v(wt)$  eğrisinin Fourier analizi yapıldığında;

$$a_n = \frac{4E}{n\pi} (2 \cos n\alpha_1 - 2 \cos n\alpha_2 + 2 \cos n\alpha_3 - 1)$$

elde edilir.  $[0 : T/4]$  aralığında 3 adet tetikleme yapıldığından 3 adet denklemin sağ tarafını sıfır yapma şansı bulunur. Bu 3 denklemden bir tanesi, ana harmonik genliğini sağlamak için kullanılırken, diğer 2 tanesi, 3. ve 5. harmonik genliklerini sıfır yapmak için kullanılabilir:

$$\frac{4E}{1 * \pi} (2 \cos(1 * \alpha_1) - 2 \cos(1 * \alpha_2) + 2 \cos(1 * \alpha_3) - 1) = V_{1\max} \quad (1. \text{ denklem})$$

$$\frac{4E}{3 * \pi} (2 \cos(3 * \alpha_1) - 2 \cos(3 * \alpha_2) + 2 \cos(3 * \alpha_3) - 1) = 0 \quad (2. \text{ denklem})$$

$$\frac{4E}{5 * \pi} (2 \cos(5 * \alpha_1) - 2 \cos(5 * \alpha_2) + 2 \cos(5 * \alpha_3) - 1) = 0 \quad (3. \text{ denklem})$$

Yukarıda kullanılan 3 adet lineer olmayan denklem, 3 adet bilinmeyen açıyi bulmak için kullanılır. Eğer çeyrek periyot içinde  $m$  adet darbe var ise,  $m$  adet denklemden bir tanesi ana harmonik genliğine eşitlenir, diğer  $m-1$  adet denklem ise ana harmoniye en yakın  $m-1$  adet harmoniye yok etmek için kullanılır.

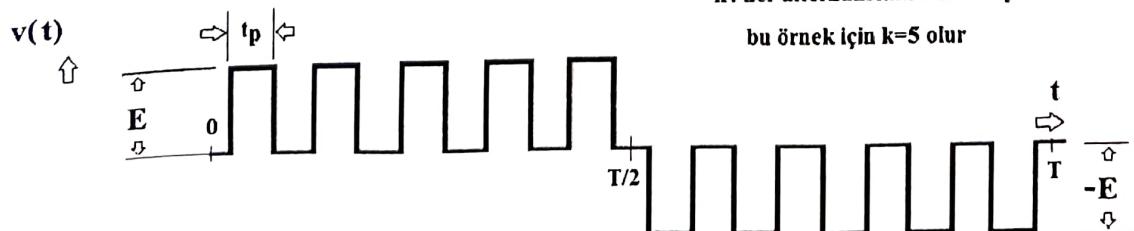
## DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (PWM)

## 1) POZİTİF VE NEGATİF DARBE GENİŞLİKLERİNİN EŞİT ARALIKTA OLMASI

$t_p$  : darbe genişliği

$k$  : her alternanstaki darbe sayısı

bu örnek için  $k=5$  olur



Yukarıda verilen yük gerilim değişiminde  $v(wt)$  eğrisi "wt" eksenine göre simetrik olduğundan, çift dereceden harmonikler ortadan kalkar.

$$t_p = \frac{m * T}{2 * k} \quad (\text{Darbe genişliği})$$

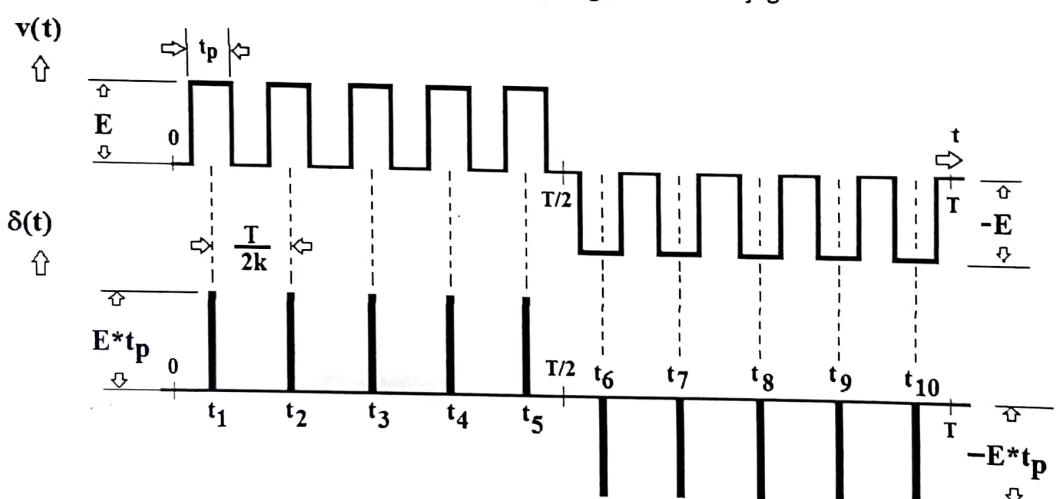
$m$ :  $[0 : T/2]$  aralığında toplam darbe genişliğinin  $T/2$ 'ye oranıdır.

$m$ : mümkün olabilen en büyük darbe genişliğidir. Yukarıdaki değişimde "darbe genişliği" sabit olduğundan dolayı;

$m=D$  (duty cycle)= Anahtar çalışma oranı

yazılabilir. Yukarıda verilen  $v(wt)$  yük gerilim değişimi "impulse" fonksiyonu ( $\delta(wt)$ ) cinsinden de çizilebilir. Bunun için önce her bir darbenin alanı hesaplanır. Bu alan  $\delta(wt)$ 'nin uzunluğuna eşitlenir. Bu örnekte darbe genişliği sabit olduğundan, tüm impulse arbelerinin yükseklikleri de eşit olacaktır. Bu darbe, gerçek darbenin merkezine yerleştirilir. Aşağıda her iki değişim alt alta gösterilmiştir:

Yukarıda verilen değişimlerde  $v(wt)$  değişimini analog,  $\delta(wt)$  ise sayısal gösterime karşı gelmektedir. Analog gösterim gerçek, sayısal gösterim ise simulasyon gösterime karşı gelmektedir.



$\delta(t)$  eğrisi (impulse fonksiyonu) tek sayılı fonksiyondur ve  $T/2$  noktasına göre simetriktir. Bu nedenle Fourier katsayılarında yalnızca an bileşenleri mevcuttur:

**Analog:**

$$a_n = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} f(t) * \sin(nw_0 t) dt \quad (\text{GERÇEK})$$

**Sayısal:**

$$a_n = \frac{1}{T/2} \sum_{i=1}^{2k} \delta_i(t) * \sin(nw_0 t_i) \quad (\text{SİMULASYON})$$

$$a_n = \frac{1}{T/2} \sum_{i=1}^{2k} E * t_p * \sin\left(n \frac{2\pi}{T} t_i\right)$$

$$a_n = \frac{1}{T/2} \left[ (E * t_p) * (\sin(n \frac{2\pi}{T} t_1) + \sin(n \frac{2\pi}{T} t_2) + \sin(n \frac{2\pi}{T} t_3) + \dots + \sin(n \frac{2\pi}{T} t_{10})) \right]$$

$$a_n = \frac{1}{T/2} \left[ (E * t_p) * (\sin(n \frac{2\pi}{T} \frac{T}{4k}) + \sin(n \frac{2\pi}{T} (\frac{T}{4k} + \frac{T}{2k})) + \dots + \sin(n \frac{2\pi}{T} (\frac{T}{4k} + \frac{9T}{2k}))) \right]$$

$\delta(t)$  eğrisi  $T/2$  noktasına göre simetrik olduğundan;

$$a_n = \frac{4}{T} \left[ (E * t_p) * (\sin(n \frac{2\pi}{T} \frac{T}{4k}) + \sin(n \frac{2\pi}{T} (\frac{T}{4k} + \frac{T}{2k})) + \dots + \sin(n \frac{2\pi}{T} (\frac{T}{4k} + \frac{4T}{2k}))) \right]$$

$k=5$  için;

$$a_n = 0.4 * m * E \left[ \sin(\frac{n\pi}{10}) + \sin(\frac{n3\pi}{10}) + \sin(\frac{n5\pi}{10}) + \sin(\frac{n7\pi}{10}) + \sin(\frac{n9\pi}{10}) \right]$$

elde edilir.  $m=0.2$  değeri için;

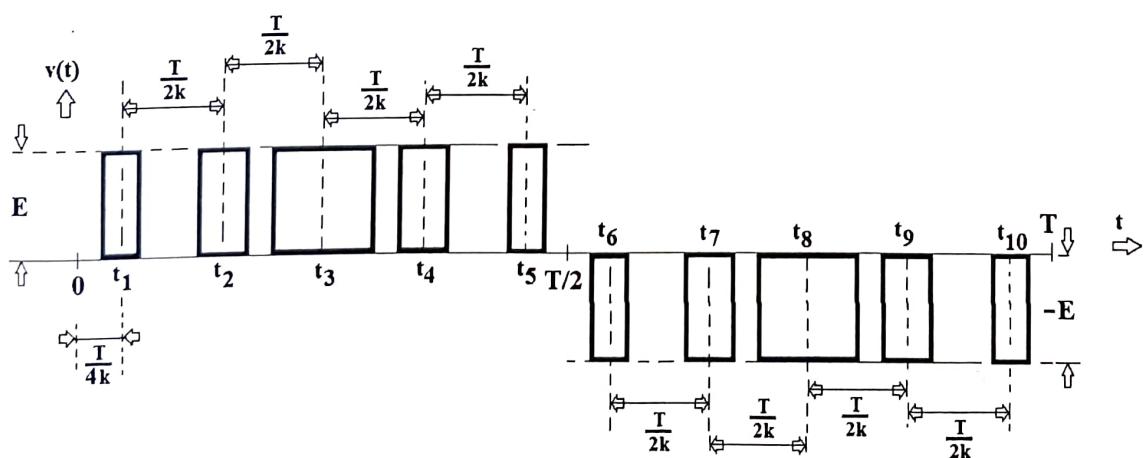
$$a_1 = 0.2589 E; a_3 = 0.0989 E; a_5 = 0.08 E; a_7 = 0.0989 E; a_9 = 0.25 E; a_{11} = -0.2589 E$$

elde edilir. Bu yöntemin en önemli özelliği, "m" değeri ile oynayarak  $a_1$  (ana harmonik) değerinin değiştirilebilmesidir. Fakat incelendiğinde görülecektir ki, ana harmonik dışında kalan diğer bileşenlerin ( $a_3, a_5, a_7, a_9, a_{11}$ ) değerleri ana harmonik değerine göre çok küçük sayılamaaz. Hatta 9. ve 11. bileşen değerleri ana harmonik değerine eşittir.

Bu yaklaşımın bir diğer önemli bir özelliği de, darbe genişliği ( $t_p$ ) değerinin değiştirilmesi durumunda, ana harmonik değerinin ( $a_1$ ), diğer harmonik değerlerine göre ( $a_3, a_5, a_7, a_9, a_{11}$ ) bağıl olarak değişmemesidir.

**SONUÇ OLARAK**, bu yaklaşım kullanıldığında ( $t_p = \text{sabit}$ ), sadece gerilim genliği değiştirilebilir fakat ana harmonik dışında kalan harmonik katsayılarının etkisi azaltılamaz.

## 2) POZİTİF VE NEGATİF DARBE GENİŞLİKLERİNİN (UYGUN ŞEKİLDE) FARKLI OLMASI



Darbe genişlik modülasyonunun diğer bir türü, darbe genişliğinin yarı periyod boyunca uygun şekilde değiştirilmesidir. Bu tür modülasyonda,  $v(t)$  değişimi,  $T/4$  eksenine göre simetrik olduğundan, Fourier analizinde çift dereceli harmonikler olmayacağıdır. Bu yaklaşımın, bir önceki yaklaşımından farklı olarak darbe genişliği;

$$t_{pi} = \frac{m * T}{2 * k} (\sin(w_0 t_i)) ; \quad t_1 = \frac{T}{4 * k} ; \quad t_2 = t_1 + \frac{T}{2 * k} ; \quad t_3 = t_2 + \frac{T}{2 * k} ; \dots$$

fonksiyonuna göre değişecektir. Bu çalışma modunda,  $T$  periyodu, ilk yaklaşımındaki gibi " $2k$ " adet darbeye bölünmektedir. Her bir darbe, her bir darbe genişliğinin tam ortasına yerleştirilmektedir (birinci yaklaşımda da benzer şekilde yapılmıştı). Darbelerin tam ortasına yerleştirilen  $\delta(t)$  "pulse" leri arasındaki mesafe  $T/2k$  değerinde ve sabittir.

**ANALOG** değil de **SAYISAL** yaklaşım kullanılırsa;

$$a_n = \frac{1}{T/2} \sum_{i=1}^{2k} \delta_i(t) * \sin(nw_0 t_i) = \frac{1}{T/2} \sum_{i=1}^{2k} t_{pi} * E * \sin(nw_0 t_i); \quad w_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$a_n = \frac{E}{T/2} \left( m \frac{T}{2k} \sum_{i=1}^{2k} (\sin(w_0 t_i)) * (\sin(nw_0 t_i)) \right) = \frac{2E * m}{k} \sum_{i=1}^k (\sin(w_0 t_i)) * (\sin(nw_0 t_i))$$

elde edilir. Örnek olarak,  $k=5$  için;

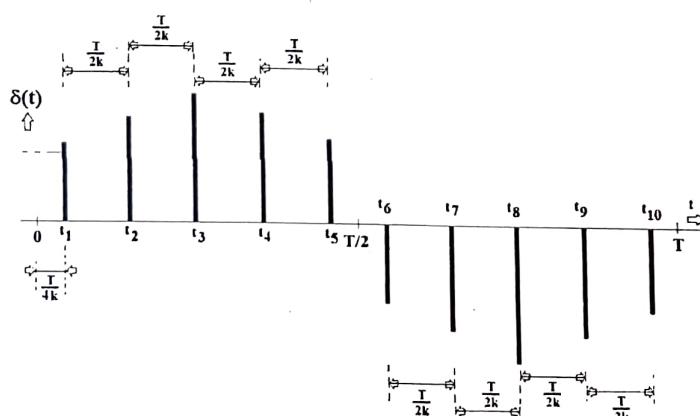
$$a_n = (0.4 * m * E) * \left\{ \begin{array}{l} \sin(\frac{\pi}{10}) * \sin(\frac{n\pi}{10}) + \sin(\frac{3\pi}{10}) * \sin(\frac{3n\pi}{10}) + \sin(\frac{5\pi}{10}) * \sin(\frac{5n\pi}{10}) \\ + \sin(\frac{7\pi}{10}) * \sin(\frac{7n\pi}{10}) + \sin(\frac{9\pi}{10}) * \sin(\frac{9n\pi}{10}) \end{array} \right\}$$

bulunur. Bu modülasyonda harmonik numaraları;

$$n=2*k*r \pm 1$$

formülü ile bulunur. "r" pozitif tam sayıdır.

**NOT:** Bu modülasyon türünde, darbe genişlikleri farklı değerde olduklarından, her bir darbe genişliğinin ortasına yerleştirilecek  $\delta(t)$  "pulse" leriin yüksekliği de farklı olacaktır. Aşağıda bu değişim gösterilmiştir:



Yukarıdaki değişime göre;

### 1.darbe yüksekliği $\delta(t_1)$

$$\delta(t_1) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(w_0 \frac{T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{2\pi}{T} \frac{T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{\pi}{2k})$$

$$k=5 \text{ için; } \delta(t_1) = E * m * T * (0.0309)$$

2.darbe yüksekliği  $\delta(t_2)$ 

$$\delta(t_2) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(w_o \frac{3T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{2\pi}{T} \frac{3T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{3\pi}{2k})$$

$k=5$  için;  $\delta(t_2) = E * m * T * (0.0809)$

3.darbe yüksekliği  $\delta(t_3)$ 

$$\delta(t_3) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(w_o \frac{5T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{2\pi}{T} \frac{5T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{5\pi}{2k})$$

$k=5$  için;  $\delta(t_3) = E * m * T$

4.darbe yüksekliği  $\delta(t_4)$ 

$$\delta(t_4) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(w_o \frac{7T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{2\pi}{T} \frac{7T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{7\pi}{2k})$$

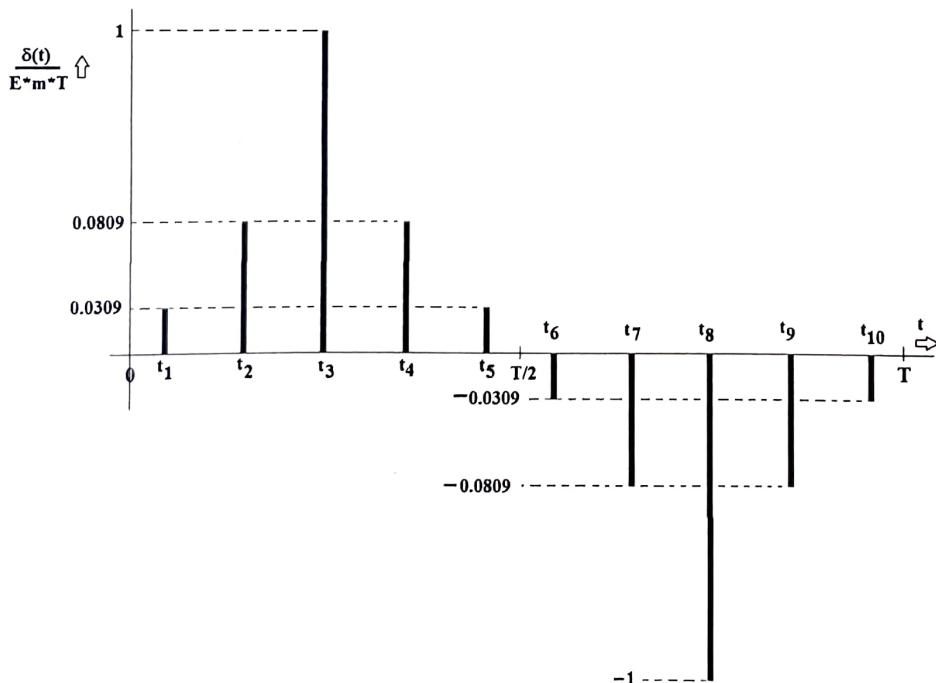
$k=5$  için;  $\delta(t_4) = E * m * T * 0.0809$

5.darbe yüksekliği  $\delta(t_5)$ 

$$\delta(t_5) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(w_o \frac{9T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{2\pi}{T} \frac{9T}{4k}) = E * m * \frac{T}{2k} * \sin(\frac{9\pi}{2k})$$

$k=5$  için;  $\delta(t_5) = E * m * T * 0.309$

Yukarıda bulunan değerlere göre  $\delta(t)$  eğrisi çizilirse;



elde edilir.

$k=5$  için yukarıda verilen  $\delta(t)$  eğrisinin Fourier analizi yapılrsa (sayısal yöntem);

$$a_1 = m * E; a_3 = 0; a_5 = 0; a_7 = 0; a_9 = m * E; a_{11} = -m * E; a_{13} = 0; a_{15} = 0; a_{17} = 0$$

$$a_{19} = -m * E; a_{21} = -m * E$$

bulunur.

EĞER ANALOG olan  $v(t)$  değişiminin Fourier analizi yapılrsa ( $m=0.2$  için);

$$a_1 = 0.1999 * E; a_3 = 0.0003; a_5 = 0; a_7 = 0.0016; a_9 = 0.1921 * E; a_{11} = -0.1883 * E; \\ a_{13} = -0.0053; a_{15} = -0.0002$$

olacaktır. ANALOG ve SAYISAL sonuçlar karşılaştırıldığında, aradaki farkı çok küçük olduğu görülmektedir. Yukarıda elde edilen katsayılar incelendiğinde, 9. ve 11. harmoniklerin (19. ve 21. harmonikler gibi) genliklerinin ana harmoniye kıyasla oldukça büyük olduğu görülmektedir. Eğer bu harmonikle uygun filtre tasarlanabilirse, bir yarıml periyot içinde 5 kere anahtarlama yapılarak istenen harmonik koşullarına ulaşmak mümkün görülmektedir. 9. ve 11. harmonikler yüksek mertebeden harmonik olarak kabul edilebileceğinden (ana harmonikten uzakta olduklarından), rahatlıkla filtre edilebilir. Eğer filtre kullanılmadan eğrinin kalitesi arttırmak istenir ise,  $T/2$  içindeki darbe sayısının ( $k$ ) arttırılması gerekmektedir.

$$\text{NOT: Harmonik distorsyon faktörü: } \frac{(V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2)^{1/2}}{V_1}$$

### Örnek:

Yükü seri bağlı  $R=10$  ohm,  $L=0.02$  H,  $E=200$  V,  $f=100$  Hz olan bir evirici, "tam dalga evirici" modunda çalıştırılmaktadır. Darbe genişlikleri farklıdır. Yük gerilimi ana harmonik tepe değerinin ( $a_1 = m * E$ ) 100 V olması istenmektedir. Yük akımı harmonik distorsyon değerinin %5 veya daha az olması istenmektedir.  $k=9$  yapıldığında, bu amaca ulaşılıp ulaşılamayacağını gösteriniz.

### Çözüm

$$a_1 = m * E \Rightarrow 200 * m = 100 \Rightarrow m = 0.5 \text{ olacaktır.}$$

$$a_n = \frac{2E * m}{k} \sum_{i=1}^k (\sin(w_0 t_i)) * (\sin(nw_0 t_i))$$

eşitliği kullanılarak yük gerilimine ilişkin Fourier katsayıları;

$$a_1 = \left( \frac{2 * 0.5 * E}{9} \right) * \left\{ \begin{array}{l} \sin(10^\circ) * \sin(10^\circ) + \sin(30^\circ) * \sin(30^\circ) + \sin(50^\circ) * \sin(50^\circ) \\ + \sin(70^\circ) * \sin(70^\circ) + \sin(90^\circ) * \sin(90^\circ) + \sin(110^\circ) * \sin(110^\circ) \\ + \sin(130^\circ) * \sin(130^\circ) + \sin(150^\circ) * \sin(150^\circ) \\ + \sin(170^\circ) * \sin(170^\circ) \end{array} \right\}$$

$$a_1 = 0.5 * E$$

$$a_3 = \left( \frac{2 * 0.5 * E}{9} \right) * \left\{ \begin{array}{l} \sin(10^\circ) * \sin(30^\circ) + \sin(30^\circ) * \sin(90^\circ) + \sin(50^\circ) * \sin(150^\circ) \\ + \sin(70^\circ) * \sin(210^\circ) + \sin(90^\circ) * \sin(270^\circ) + \sin(110^\circ) * \sin(330^\circ) \\ + \sin(130^\circ) * \sin(390^\circ) + \sin(150^\circ) * \sin(450^\circ) \\ + \sin(170^\circ) * \sin(510^\circ) \end{array} \right\}$$

$$a_3 = 0$$

Sıfırdan farklı değerde olan ilk Fourier katsayıları;

$$n=2*k*r \pm 1$$

eşitliğinden;

$$n=2*9*1 + 1=19 \quad \text{veya} \quad n=2*9*1 - 1=17$$

olacaktır. Bu sonuçlara göre sıfırdan farklı Fourier katsayıları;

$$a_{17} = 0.5 * E = 100 \text{ V}$$

$$a_{19} = 0.5 * E = 100 \text{ V}$$

olacaktır. 21. ve 33. dereceye kadar yine tüm harmonik katsayıları sıfır olacaktır. Bu iki harmonik ve sonraki harmonikler ihmal edilirse, 3 adet harmonik için (1., 17. ve 19.) yük üzerinden akan akımın harmonik değerleri;

$$|I_1| = \frac{|V_1|}{|Z_1|} = \frac{100}{|10 + j12.56|} = 6.23 \text{ A (max)} \Rightarrow I_{1\text{etkin}} = 4.40 \text{ A}$$

$$|I_{17}| = \frac{|V_{17}|}{|Z_{17}|} = \frac{100}{|10 + j(17)*12.56|} = 0.47 \text{ A (max)} \Rightarrow I_{17\text{etkin}} = 0.332 \text{ A}$$

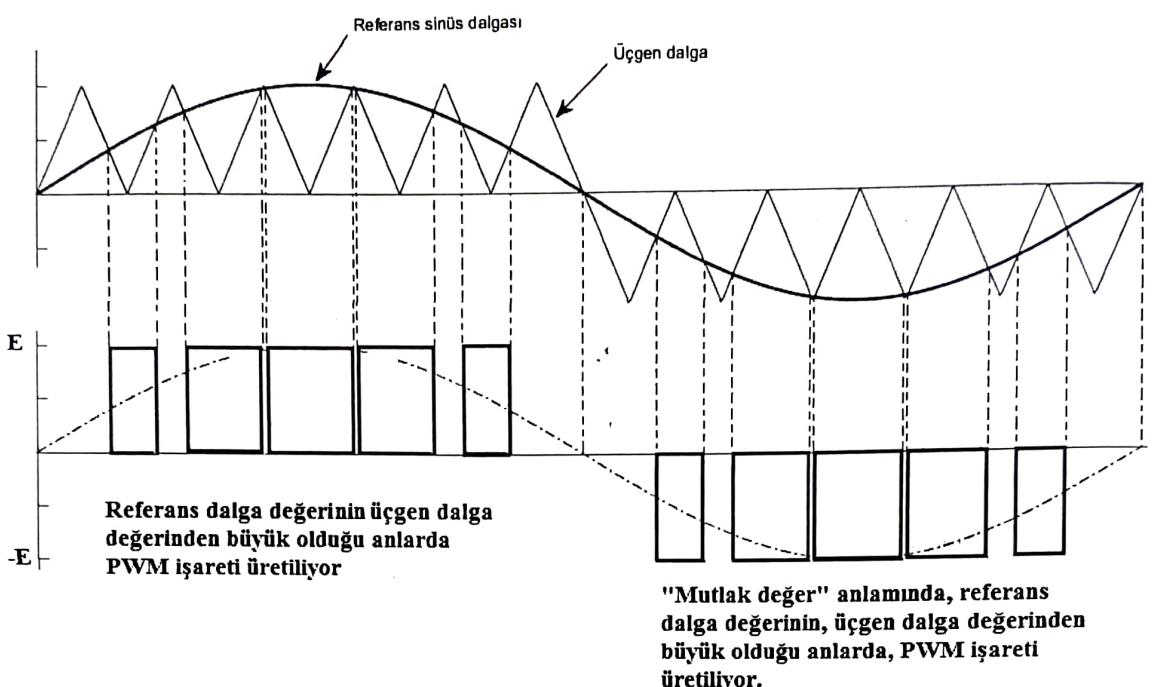
$$|I_{19}| = \frac{|V_{19}|}{|Z_{19}|} = \frac{100}{|10 + j(19)*12.56|} = 0.42 \text{ A (max)} \Rightarrow I_{19\text{etkin}} = 0.297 \text{ A}$$

bulunur.

$$\text{Harmonik distorsyon faktörü: } \frac{(I_{17}^2 + I_{19}^2)^{1/2}}{I_1} = \frac{\sqrt{0.332^2 + 0.297^2}}{4.40} = \%10.09 \rangle \%5$$

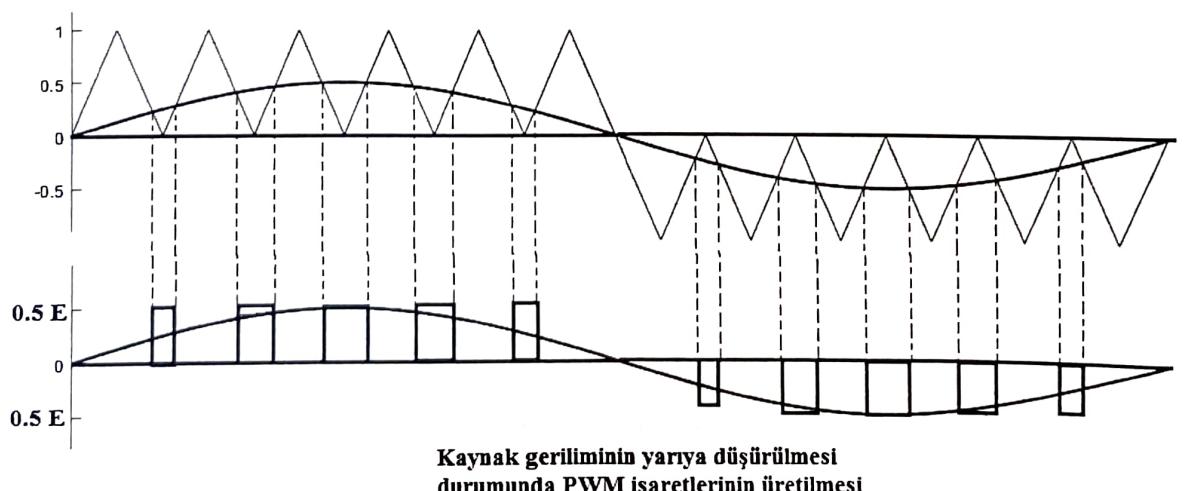
olduğundan,  $k=9$  olan değerin arttırılması gerekmektedir.

**DARBE GENİŞLİKLERİNİN (UYGUN ŞEKİLDE) FARKLI OLAN PWM YÖNTEMİNDE DARBELERİN ELDE EDİLMESİ (TAM KÖPRÜ ÇALIŞMA MODU)**



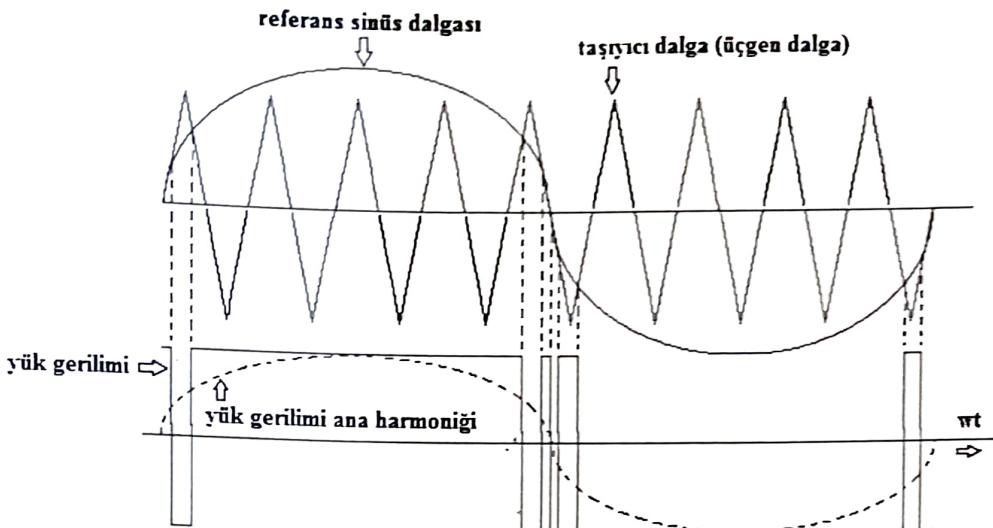
**Yük gerilimi nominal değerinde**

Yukarıda üçgen dalganın frekansı "2k" değerindedir.



**Yük gerilimi nominal değerinin yarısı değerinde**

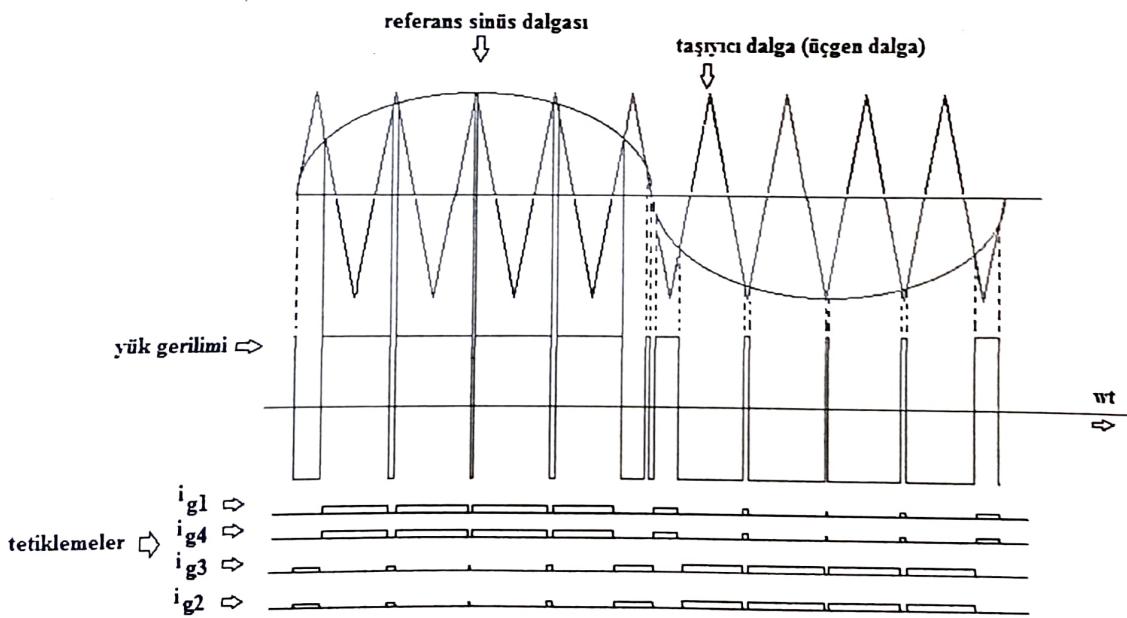
Referans dalganın periyodunu azaltmak (frekansı artırmak) anahtarlıda açma-kapamadan kaynaklanan kayıpların artmasını sağlar. Frekansın azaltılması ise yükteki düşük frekanslı harmonik bileşenlerin etkisini artıracaktır. Frekansın artırılması ise düşük frekanslı harmoniklerin etkisini azaltır (filtre kolaylığı). "k" sayısının azaltıp, düşük frekanslı harmoniklerin etkisini azaltmayı hedefleyen tetikleme mantığı aşağıda gösterilmiştir.



**Aşırı modülasyon durumu ( $m_a = \frac{V_{ref\_sin\_genlik}}{V_{ref\_üçgen\_genlik}} > 1$ )**. Yarım köprü çalışma modunda.

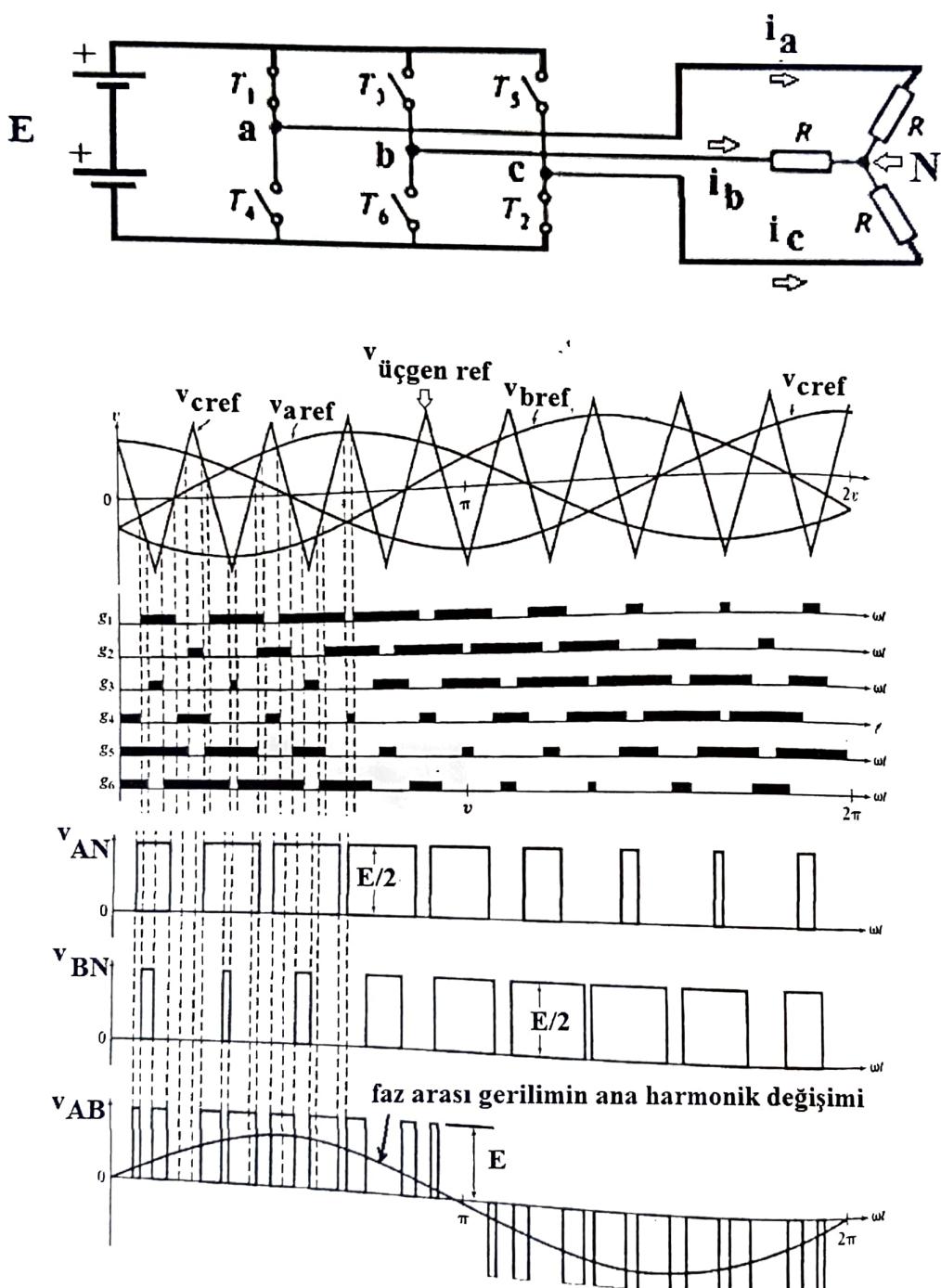
$m_a$ : modülasyon oranı olarak adlandırılır.

#### DARBE GENİŞLİKLERİNİN (UYGUN ŞEKLDE) FARKLI OLAN PWM YÖNTEMİNDE DARBELERİN ELDE EDİLMESİ (YARIM KÖPRÜ ÇALIŞMA MODU)



**Not:** AA motor hız kontrolünde (sabit moment üretmek için) kullanılan sinüs dalga PWM inverterin değişken frekansla çalışması için, hem genliği hem de frekansı aynı anda ayarlanmalıdır. Hız kontrolü için sinüs formunda referans gerilime ihtiyaç vardır. Eğer hızı kontrol edilen motor sıfır hıza kadar kontrol edilebiliyor ise, çok küçük frekansları bile üretebilecek özellikle referans osilatörü gereklidir. Böyle bir referans işaretin geleneksel analog devreler ile üretilmesi zordur. Bu nedenle günümüzde programlanmış hafıza veya özel olarak planlanmış büyük boyutlu entegre devreler kullanan, modern sayısal (digital) devre teknikleri ile donatılmış PWM modülleri üretilmiştir.

### 3 FAZLI EVİRİCİLERDE PWM ÇALIŞMASI DURUMUNDA TETİKLEME AÇILARININ ELDE EDİLMESİ



T<sub>1</sub> ve T<sub>4</sub> anahtarları eşlenik olarak çalışır. T<sub>3</sub> ve T<sub>6</sub> anahtarları eşlenik olarak çalışır. T<sub>5</sub> ve T<sub>2</sub> anahtarları eşlenik olarak çalışır. Tüm tetikleme açıları faz farkı ile aynı özelliklere sahiptir. g<sub>1</sub> ile g<sub>3</sub> arasında, g<sub>3</sub> ile g<sub>5</sub> arasında 120 derece faz farkı vardır. T<sub>4</sub> anahtarı T<sub>1</sub> anahtarının eşleniği, T<sub>6</sub> anahtarı T<sub>3</sub> anahtarının eşleniği, T<sub>2</sub> anahtarı T<sub>5</sub> anahtarının eşleniği olarak tetiklenir. Sonuç olarak T<sub>1</sub> anahtarının tetikleme açıları bilindikten sonra, diğer tüm anahtarların tetikleme açıları kolaylıkla bulunabilir. T<sub>1</sub> tetikleme açısı ise, minimum harmonik üretilecek biçimde seçilir.

**ÖNEMLİ NOT:** Referans üçgen dalganın frekansı ( $f_\Delta$ )ının, referans sinüs dalgasının frekansına ( $f_1$ ) oranı  $m_f$  olarak adlandırılırsa;

$$m_f = \frac{f_\Delta}{f_1}$$

$m_f$ , tek değerli bir sayı (1,3,5,.. gibi) ise ve aynı zamanda 3 veya 3'ün katı bir değere sahip ise, yani  $m_f = \{1, 3, 9, 15, 21, \dots\}$  sayılarından birini alırsa, yükün faz arası gerilimindeki baskın harmonikler yok olur.

Çok fazlı sistemlerde eviricilerde darbe genişlik modülasyonu kullanıldığında, gerilimlerin dengeli olması ve çift dereceden harmoniklerin ortadan kalkması için bazı sınırlamalara uyulması gereklidir. Böyle bir durumda "k" değerinin 3 ile bölünebilen bir sayı olarak seçilmesi zorunludur. (k: pozitif ya da negatif alternans içindeki üçgen dalga sayısıdır).

### **$m_a$ ve $m_f$ nin belirlenmesi**

Yüksek frekansa sahip gerilim harmoniklerinin filtre edilmesi daha kolaydır. Bu nedenle anahtarlama frekansının yüksek seçilmesi istenir. Ancak bu durumda, anahtarlama kayıpları artacaktır. Bu nedenle bir çok uygulamada bir çok piyasa uygulamasında  $f_\Delta$  (anahtarlama frekansı) 6 kHz'den daha düşük veya insan kulağının duyabileceği en yüksek frekans olan 20 kHz'den daha büyük seçilir. Fakat, 20 kHz üzeri çalışmada kayıplar artacağından, bu frekans tercihi uygun bir seçim olmaz. 50-60 Hz'lik (ör: motor kontrol devrelerinde) uygulamalarda, eviricinin en büyük frekansı 200 Hz olup, anahtarlama frekansının 2 kHz'i geçemeyen değerleri için  $m_f=9$  veya bunun altında bir değer seçilir. Eğer 20 kHz'den büyük anahtarlama frekansı tercih edilirse,  $m_f > 100$  olur. Aşağıda çeşitli  $m_a$  ve  $m_f$  değerleri için önemli bilgiler verilmiştir:

#### **1) $m_f \leq 21$ ve $m_a < 1$ çalışma durumu**

İki durumlu ve uygun şekilde darbe genişliği ayarlanmış PWM çalışma durumunda,  $m_f$  'nin küçük değerlerinde üçgen dalga ve referans sinüs dalgası birbirleri ile senkron olarak çalışırlar. Senkron PWM in koşulu,  $m_f$ 'nin tam sayı olmasıdır. Eğer  $m_f$  tam sayı yapılmaz ise, bu durumda asenkron çalışma durumu ile karşılaşılır. Bunun sonunda ise evirici çıkışı gerilim dalgasında ana harmonikten küçük değerlere sahip "alt harmonikler" ortaya çıkar. Bu durum uygulamada sakincalıdır. Bu nedenle uygulamada senkron PWM tercih edilir ve üçgen dalganın frekansı, referans sinüs dalgası frekansına bağlı olarak değiştirilir. Örneğin,  $f_1=65$  Hz ise,  $m_f=15$  için,  $f_\Delta=15*65=975$  Hz seçilir.  $m_f$ , tam ve tek değerli bir sayı olmalıdır (tek kutuplu bir fazlı PWM devreleri hariç).

#### **2) $m_f > 21$ ve $m_a < 1$ çalışma durumu**

Asenkron PWM uygulandığında meydana gelen "alt harmonikler",  $m_f$  nin büyük değerleri için oldukça küçüktür. Bu nedenle  $m_f$  nin büyük değerleri için asenkron PWM kullanılabilir. Bu durumda  $f_\Delta$ =sabit olur,  $f_1$ =değişken olur. Böylece sayıca büyük fakat kesirli değerlere sahip  $m_f$

değerleri ortaya çıkar. Eğer evirici çıkışında motor mevcut ise, sıfır civarında oluşan "alt harmonikler" nedeni ile motordan büyük değerli akımlar akar. Bu nedenle asenkron PWM çalışma modundan uzak durulması tavsiye edilir.

### 3) $m_a > 1$ çalışma durumu

$m_a < 1$  için, evirici çıkış geriliminin "ana harmonik genliği",  $m_a$  ile doğru orantılı olarak değişir.  $0 < m_a < 1$  aralığındaki çalışma aralığı "doğrusal bölge" olarak adlandırılır. Bu aralıkta çalışıldığında, evirici çıkışındaki gerilimin harmonik bileşenleri ana harmonik ve onun katlarında değerler alır. Ana harmonik geriliminin tepe değerini daha da artırmak için  $m_a > 1$  bölgесine geçilir. Bu bölgede çalışmaya "modülasyon üstü" çalışma adı verilir. Bu durumda, lineer bölgede çalışıldığında karşılaşılan harmöniklerin dışında bir çok "yan harmonik" de ortaya çıkar. Doğrusal bölgede görülen harmonikler, bu çalışma koşulunda bu özelliklerini kaybederler. Bundan daha önemlisi ise, modülasyon üstü çalışmada, evirici çıkış geriliminin ana harmonik genliği,  $m_a$  ile doğrusal olarak değişmez. Hatta  $m_a = 3$  ve daha büyük değerlerde, ana harmonik gerilim genliği artık sabit kalır.

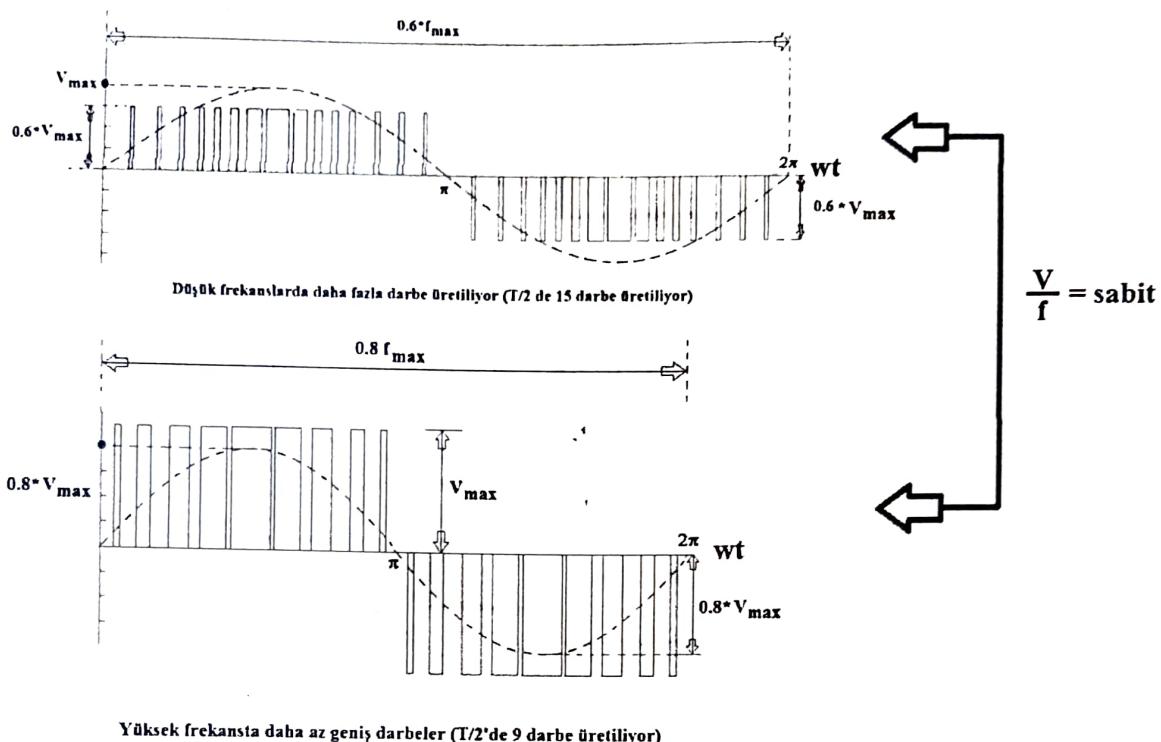
Doğrusal olan ve olmayan bu iki bölge arasındaki fark,  $m_f$  etkisi bakımından da incelenmelidir. Doğrusal bölgede,  $m_f > 9$  koşulunda, evirici çıkış geriliminin değeri  $m_f$ 'ye bağlı olarak değişmez iken, doğrusal olmayan ( $m_a > 1$ ) bölgede ise çıkış geriliği  $m_f$ 'nin değişimlerine duyarlıdır.

Modülasyon üstü çalışma bölgesinde  $m_f$ 'nin değerine bakılmaksızın senkron PWM önerilir. Böylece  $m_f$ 'nin küçük değerleri için yukarıda tanımlanan gerekler yerine getirilmiş olacaktır.

Kesintisiz güç kaynaklarında modülasyon üstü çalışma kullanılmaz, zira bu cihazlarda çıkış gerilim harmonikleri için konulan sınırlamalar mevcuttur. Modülasyon üstü PWM çalışma, motor kontrolünde kullanılır.

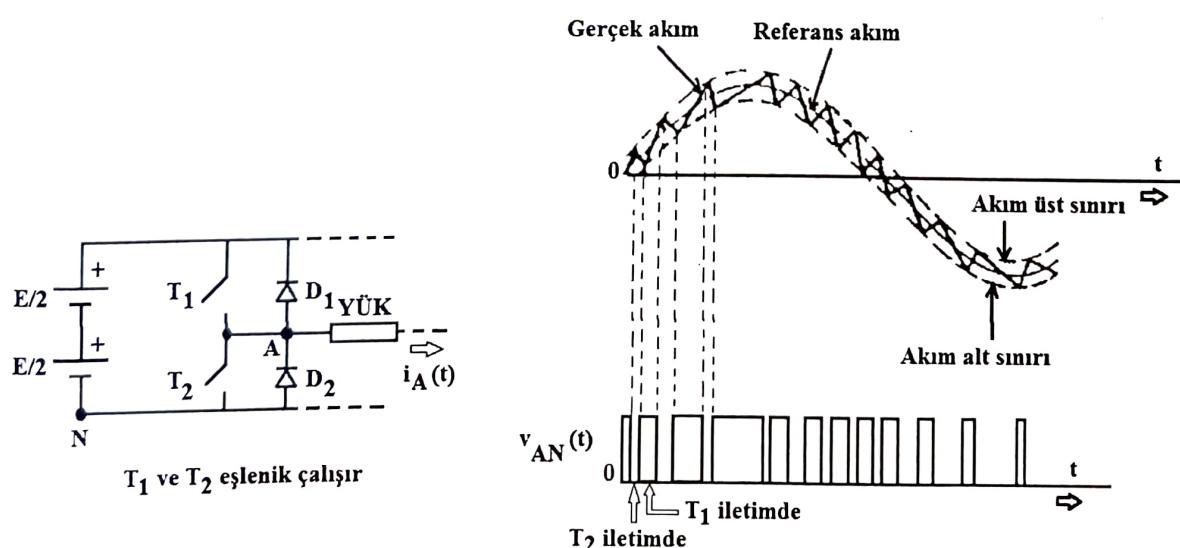
Modülasyon genliği ( $m_a$ )'nın belirli bir eşik değerinden sonraki değerlerinde PWM çalışma sona erer ve evirici çıkış geriliği kare dalga formuna geçer.

**NOT:** Asenkron motor hız kontrolünde değişik hızlarda motor tarafından üretilen momentin sabit kalması isteniyor ise, her bir çalışma frekansında  $V_1/f_1$  oranının da sabit kalması gereklidir. Aşağıda, iki farklı frekansta çalışma durumuna ilişkin evirici çıkış geriliği ve bunun ana harmonik değeri gösterilmiştir.

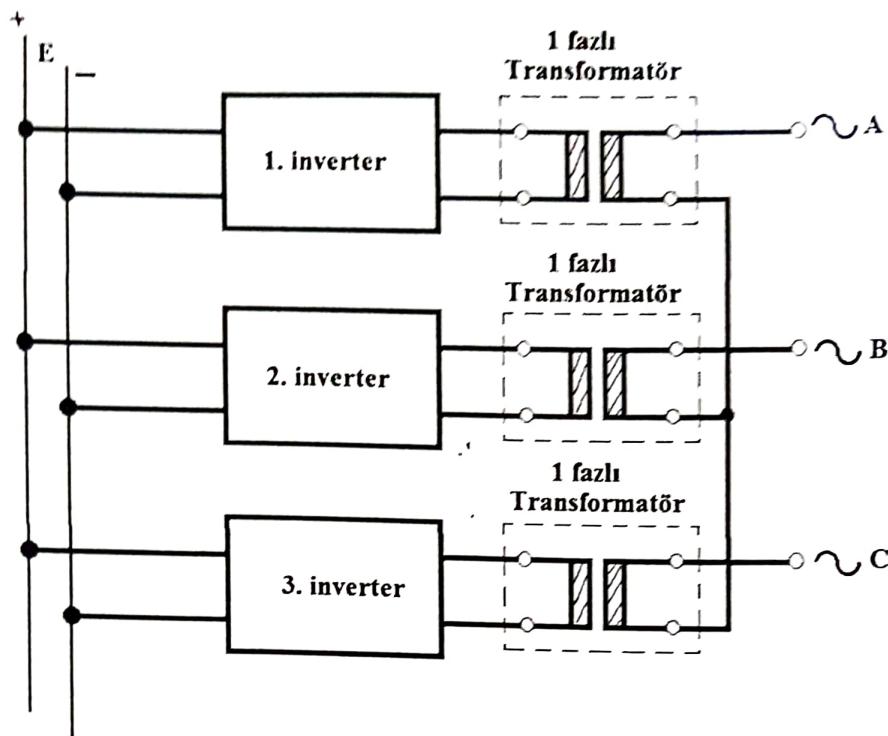


### EVİRİCİLERDE YÜK AKIMININ KONTROLÜ (HİSTERESİZ BANT KONTROL)

DA ve AA servo motor sürücülerleri gibi uygulamalarda, gerilim kaynaklı evirici kullanılsa bile, kontrol edilmesi gereken büyüklik motor akımıdır. Evirici çıkış akımını kontrol etmek için evirici anahtarlarının uygun olarak açılıp kapatılabilmesi için kullanılan yöntemlerden bir tanesi de "histeresiz bant" kontrol yöntemidir. Bu yöntemde, yük akımı sürekli olarak okunarak, kabul edilen akım "üst sınır" ile kabul edilen akım "alt sınırı" arasında kalması temin edilir. Yük akımı, üst sınır aşlığında ilgili anahtar açılır (OFF), yük akımı alt sınırın altına düşüğünde ise ilgili anahtar kapatılır (ON). Aşağıda bu çalışma mantığı gösterilmiştir:



Yukarıda yapılan çizimler bir faz için gösterilmiştir. Eğer evirici 3 fazlı ise, aynı işlemler 120 derece faz farkı ile tekrar edilmelidir.

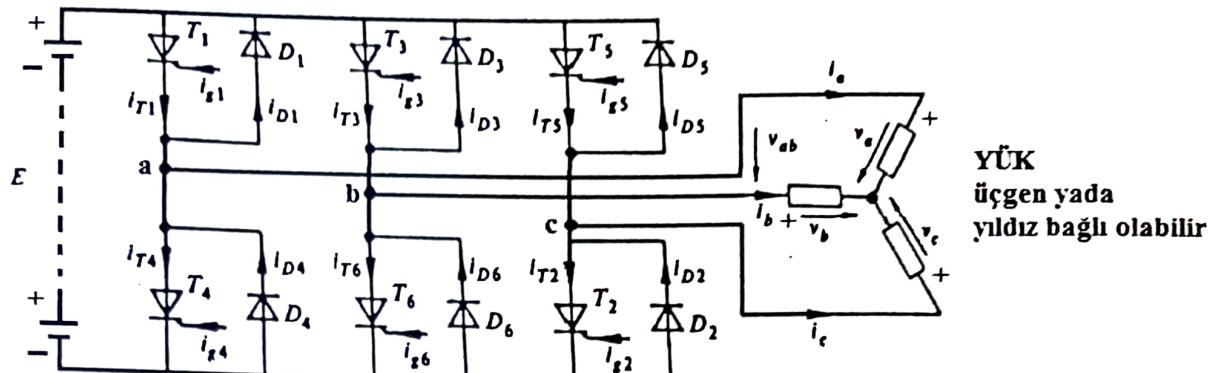


Bir fazlı üç adet inverter kullanarak üç fazlı inverter elde edilmesi.

Büyük güç gereken evirici uygulamalarında genellikle 3 fazlı eviriciler kullanılır. 3 adet bir fazlı evirici, aralarında yukarıda gösterildiği gibi bağlanarak 3 fazlı evirici oluştururlar. 3 fazlı dengeli bir AA gerilim elde edebilmek için, 1 fazlı eviricilerin tetikleme açıları arasında 120 derece faz farkı olmalıdır. Trafoların primer sargıları birbirlerinden izole edilmelidir. Transformatörlerin sekonder sargıları "üçgen" ya da "yıldız" bağlanabilirler. Çıkış geriliminde ortaya çıkan 3'ün katı harmonikleri etmek için transformatörlerin sekonder sargıları genellikle "yıldız" olarak bağlanırlar. Bu tür bir bağlantı şeklinde hem 1, hem de 3 fazlı yükler, sekonder sargılar üzerinden AA gerilim ile beslenebilir.

3 adet bir fazlı transformatör kullanılarak gerçekleştirilen 3 fazlı eviricide 12 adet kontrollü anahtar (IGBT, MOSFET, güç transistörü, vb.) ve 12 adet diyon kullanılmalıdır. Her 3 adet 1 fazlı inverterin kontrolü doğru şekilde yapılmaz ise 3 fazlı eviricinin gerilimi de dengesiz olacaktır. Diğer taraftan frekansın geniş sınırlar içinde ayarlanması gereken yük koşullarında (ör: asenkron motor kontrolü), eviricide kullanılan 1 fazlı transformatörler nedeni ile elde edilebilecek minimum bir frekans değeri vardır. Zira, frekans değeri küçüldükçe, transformatörün boyutlandırılması de güçleşir (boyut büyümeye başlar, maliyet artar).

Yukarıda verilen ve 3 adet bir fazlı transformatör ve 12 adet kontrollü anahtar ve 12 adet diyon gerektiren 3 fazlı evirici yerine transformatör gerektirmeyen ve 6 adet kontrollü anahtar ve 12 adet diyon gerektiren 3 fazlı evirici devresi de kullanılabilir. (Her iki devre arasında güç farkı olduğu unutulmamalıdır).



Transformatör gerektirmeyen 3 fazlı evirici devresi

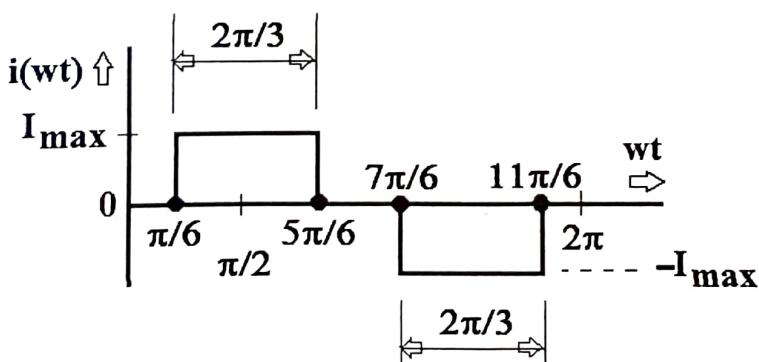
Yukarıdaki devrede kontrollü anahtar olarak MOSFET kullanılırsa, devreye ilave olarak diyon bağlanması gerekmeyecektir, zira MOSFET imalatta embedded olarak kendisine paralel olarak bağlı bir diyon barındırır. Fakat MOSFET, akım ve gerilim değeri açısından sınırlı (nispeten küçük) değerlere sahip olduğundan, bu eleman küçük güçlü fakat yüksek frekanslı uygulamalarda tercih edilir. MOSFET'in işletimde gerilim düşümü büyütür (istenmeyen özellik).

BJT'ler tristöre göre hızlı, MOSFET'e göre ise yavaştır. Kazançlarının düşük olması nedeni ile büyük kapı akımlarına ihtiyaç duymaları en büyük sıkıntılarıdır. Tetikleme açıları kesilerek kolaylıkla devreden çıkartılabilirler. Tristörlerin aksine komutasyon devrelerine ihtiyaç duymazlar. Kapı akımları yeterli seviyede tutularak doyma bölgesinde çalıştırılmaları halinde işletim durumundaki gerilim düşümler çok azdır. Evirici uygulamalarında kullanılmak üzere, imalatları sırasında kendilerine ters yönde diyon bağlanan (embedded) BJT'ler üretilmiştir.

Akım ve gerilim sınırı açısından en geniş imkana sahip olan anahtar ise tristördür. Çok büyük güçlerde evirici gereklığında tristör tercih edilir. Ancak "turn off time" süreleri çok büyük olduğundan, işletme ve darbe frekansları sınırlıdır. Devreden çıkartılabilmesi için komutasyon devresine ihtiyaç duyarlar.

### BAZI EĞRİLERİN HARMONİK ANALİZLERİ

1)



$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(wt) * \sin(nwt) d(wt)$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} I_{max} * \sin(nwt) d(wt)$$

(yukarıdaki ifadede görülen 4 katsayısının,  $T/4'$  e göre olan simetriden dolayı geldiğine dikkat edilmelidir. Darbe genişliği 120 derece olmaz ise aşağıdaki harmonik dağılımı da değişir. 120 derece özel bir büyüklüktür.)

$$a_n = \frac{4I_{\max}}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6}$$

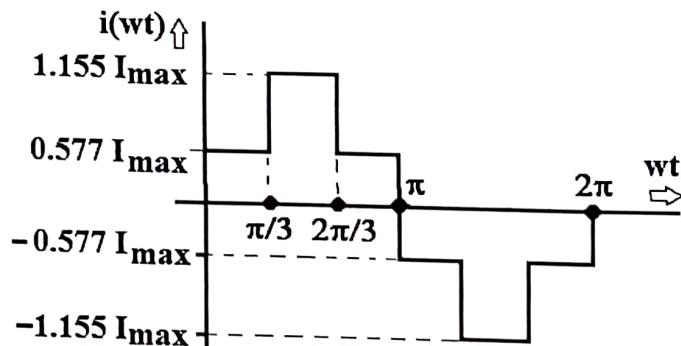
$A=0$  (akımın ortalaması)

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_{\max} * \cos(nwt) d(wt) = 0$$

Sonuç olarak  $i(wt)$  eğrisinin Fourier analizi aşağıdaki gibi olacaktır (3.ün katları harmonikler yok oldu):

$$i(wt) = 1.103 * I_{\max} * \left[ \sin wt - \frac{1}{5} \sin 5wt - \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \frac{1}{13} \sin 13wt - \frac{1}{17} \sin 17wt - \frac{1}{19} \sin 19wt + \dots \right]$$

2)



$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(wt) * \sin(nwt) d(wt)$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_0^{\pi/3} 0.577 * I_{\max} * \sin(nwt) d(wt) + \int_{\pi/3}^{\pi/2} 1.155 * I_{\max} * \sin(nwt) d(wt) \right]$$

(yukarıdaki ifadede görülen 4 katsayısının,  $T/4'$  e göre olan simetriden dolayı geldiğine dikkat edilmelidir)

$$a_n = \frac{4I_{\max}}{n\pi} \left[ 0.577 * \left( 1 + \cos \frac{n\pi}{3} \right) \right]$$

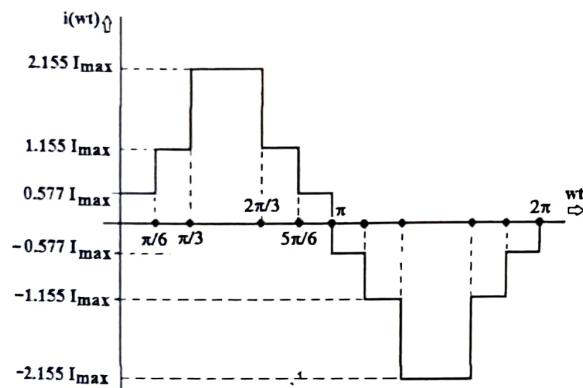
$A=0$  (akımın ortalaması)

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(wt) * \cos(nwt) d(wt) = 0$$

Sonuç olarak  $i(wt)$  eğrisinin Fourier analizi aşağıdaki gibi olacaktır:

$$i(wt) = 1.103 * I_{\max} * \left[ \sin wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \frac{1}{13} \sin 13wt + \frac{1}{17} \sin 17wt + \frac{1}{19} \sin 19wt + \frac{1}{21} \sin 21wt + \frac{1}{23} \sin 23wt + \frac{1}{25} \sin 25wt + \dots \right]$$

3)



$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(wt) * \sin(nwt) d(wt)$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[ \begin{array}{l} \int_0^{\pi/6} 0.577 * I_{max} * \sin(nwt) d(wt) + \int_{\pi/6}^{\pi/3} 1.155 * I_{max} * \sin(nwt) d(wt) \\ + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} 2.155 * I_{max} * \sin(nwt) d(wt) \end{array} \right]$$

(yukarıdaki ifadede görülen 4 katsayısının,  $T/4'$  e göre olan simetriden dolayı geldiğine dikkat edilmelidir)

$$a_n = \frac{4I_{max}}{n\pi} \left[ 0.577 * (1 + \cos \frac{n\pi}{3}) + \cos \frac{n\pi}{6} \right] \text{ hatalı denildi}$$

$$a_n = \frac{4I_{max}}{n\pi} \left[ 0.577 * (1 + \frac{n\pi}{6}) + \cos \frac{n\pi}{3} \right] \text{ doğrusu bu denildi}$$

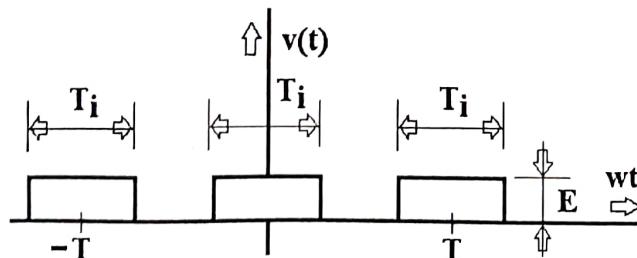
A=0 (akımın ortalaması)

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(wt) * \cos(nwt) d(wt) = 0$$

Sonuç olarak  $i(wt)$  eğrisinin **Fourier analizi** aşağıdaki gibi olacaktır:

$$i(wt) = 2.205 * I_{max} * \left[ \sin wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \frac{1}{13} \sin 13wt + \frac{1}{23} \sin 23wt + \frac{1}{25} \sin 25wt + \dots \right]$$

4)



$$a_n = 0$$

$A \neq 0$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(wt) * \cos(nwt) d(wt)$$

$$b_n = \frac{1}{T/2} \int_{-T_i/2}^{T_i/2} E * \cos(n \frac{2\pi}{T_i} t) dt = \frac{4}{T} \int_0^{T_i/2} E * \cos(n \frac{2\pi}{T} t) dt = \frac{2E}{n\pi} \sin(n\pi T_i / T)$$

$$v(t) = \frac{T_i}{T} E + \frac{2E}{\pi} \left[ \sin(\frac{\pi T_i}{T}) * \cos(\frac{2\pi}{T} t) + \frac{1}{2} \sin(2\pi \frac{T_i}{T}) * \cos(\frac{4\pi}{T} t) + \frac{1}{3} \sin(3\pi \frac{T_i}{T}) * \cos(\frac{6\pi}{T} t) + \dots \right]$$

Eğer,  $\frac{T_i}{T} = \frac{1}{2}$  olarak seçilirse;

$$v(t) = \frac{E}{2} + \frac{2E}{\pi} \left[ \cos(wt) - \frac{1}{3} \cos(3wt) + \frac{1}{5} \cos(5wt) - \frac{1}{7} \cos(7wt) + \dots \right]$$

olacaktır.

### HARMONİK ANALİZİNDE KULLANILAN BAZI KOLAYLIKLAR

- 1) Noktasal simetri (orijine göre 45 derece eğimle geçen eksenin altında ve üstünde kalan alanlar birbirlerine eşit) var ise;

$$b_n = 0$$

- 2) Eğer eksenel simetri (orijinden geçen dik eksenin her iki yanı birbirine eşit) mevcut ise;

$$a_n = 0$$

- 3) a) Çeyrek dalga simetrisi (periyodun  $\frac{1}{4}$  değerine göre noktasal simetri ve orijine göre eksenel simetri aynı anda mevcut) ise;

$$a_n = 0$$

ve

işaretin Fourier analizinde yalnızca **tek dereceden harmonikler** var olacaktır

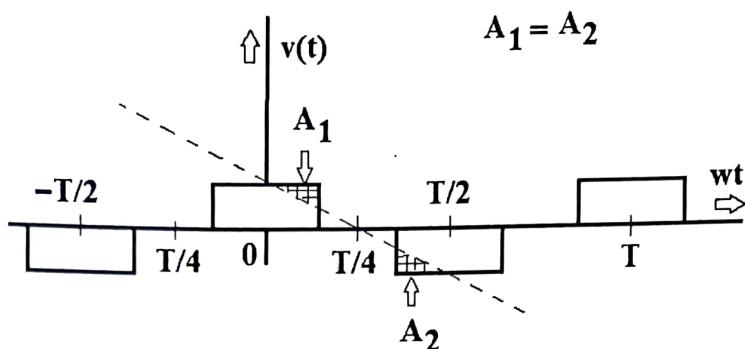
- b) Periyodun  $\frac{1}{4}$  değerine göre eksenel simetri ve orijine göre noktasal simetri aynı anda mevcut ise;

$$b_n = 0$$

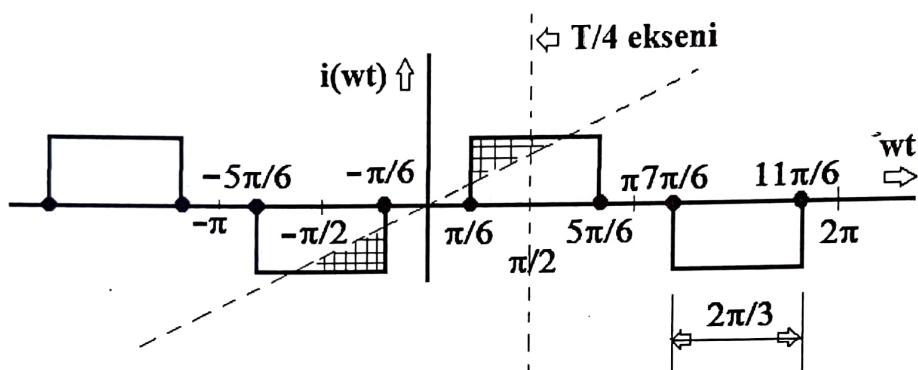
ve

işaretin Fourier analizinde yalnızca **tek dereceden harmonikler** var olacaktır.

ÖRNEK:



Yukarıdaki  $v(t)$  değişiminde orijine göre eksenel simetri ve aynı zamanda  $T/4$ 'e göre noktasal simetri mevcut olduğundan,  $a_n = 0$  ve çift dereceden harmonikler = 0.



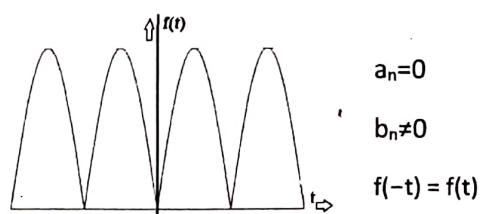
Yukarıdaki  $i(wt)$  değişiminde orijine göre noktasal simetri ve aynı zamanda  $T/4$ 'e göre eksenel simetri mevcut olduğundan,  $b_n = 0$  ve çift dereceden harmonikler = 0.

### FOURIER ANALİZİNDE SİMETRİ

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} f_n(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n * \sin(nwt) + b_n * \cos(nwt)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(wt) * \sin(nwt) d(wt)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(wt) * \cos(nwt) d(wt)$$



$$a_n = 0$$

$$b_n \neq 0$$

$$f(-t) = f(t)$$

Simetri Türü	Gerekli Koşul	$a_n$ ve $b_n$ değerleri
Çift	$f(-t) = f(t)$	$a_n = 0 ; b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(wt) * \cos(nwt) d(wt)$
Tek	$f(-t) = -f(t)$	$b_n = 0 ; a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(wt) * \sin(nwt) d(wt)$

Yarım dalga	$f(t) = -f(t + 0.5T)$	$a_n$ ve $b_n$ değerlerinde <u>çift harmonikler sıfır</u> $b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(wt) * \cos(nwt) d(wt) - \underline{\text{tek harmonikler için}}$ $a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(wt) * \sin(nwt) d(wt) - \underline{\text{tek harmonikler için}}$
Çift- çeyrek dalga	Çift ve yarıml dalga	$a_n = 0$ - tüm harmonikler için $b_n = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(wt) * \cos(nwt) d(wt) & \text{- tek harmonikle r için} \\ 0 & \text{- çift harmonikle r için} \end{cases}$
Tek- çeyrek dalga	Tek ve yarıml dalga	$b_n = 0$ - tüm harmonikler için $a_n = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(wt) * \sin(nwt) d(wt) & \text{- tek harmonikle r için} \\ 0 & \text{- çift harmonikle r için} \end{cases}$

### ÖNEMLİ BİR AÇIKLAMA

Fourier göstermiştir ki, sinüzoidal olmayan bir (gerilim) dalga matematiksel olarak;

$$v(wt) = V_0 + V_1 \sin(wt + \Phi_1) + V_2 \sin(2wt + \Phi_2) + \dots + V_n \sin(nwt + \Phi_n) \quad (a.1)$$

formunda yazılabilir. (a.1) ifadesine göre sinüzoidal olmayan  $v(wt)$  eğrisi, n tane sinüzoidal eğrinin toplamı olarak yazılmaktadır. (a.1) ifadesinde;

$v(wt)$ : ani değeri,

$V_0$ :  $v(wt)$  eğrisinin ortalama değeri,

$V_1$ :  $v(wt)$  eğrisinin ana (birinci) harmonik bileşeninin maksimum değeri,

$V_2$ :  $v(wt)$  eğrisinin ikinci harmonik bileşeninin maksimum değeri,

$V_n$ :  $v(wt)$  eğrisinin n. harmonik bileşeninin maksimum değeri,

$\Phi$  : referansa göre açı farkı,

$\omega$  :  $2\pi f$

olarak gösterilmiştir. (a.1) ile verilen  $v(wt)$  ifadesi açılarak  $\sin wt$  ve  $\cos wt$  fonksiyonlarını içerecek şekilde;

$$v(wt) = V_0 + a_1 \sin wt + a_2 \sin 2wt + a_3 \sin 3wt + \dots + a_n \sin nwt + b_1 \cos wt + b_2 \cos 2wt + b_3 \cos 3wt + \dots + b_n \cos nwt \quad (a.2)$$

olarak ta yazılabilir. (a.2) ifadesi  $v(wt)$  fonksiyonunun Fourier açılımı olarak bilinir ve bu ifadede;

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(wt) dwt \quad (a.3)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(wt) \sin(nwt) dwt \quad (a.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(wt) \cos(nwt) dwt \quad (a.5)$$

eşitlikleri geçerlidir. (a.3) eşitliğinde  $V_o$ ;  $v(wt)$  eğrisinin ortalamasına eşittir. (a.1) ve (a.2) ifadelerinde kullanılan katsayılar arasında;

$$a_n \sin(nwt) + b_n \cos(nwt) = V_n \sin(nwt + \Phi_n) \quad (a.6)$$

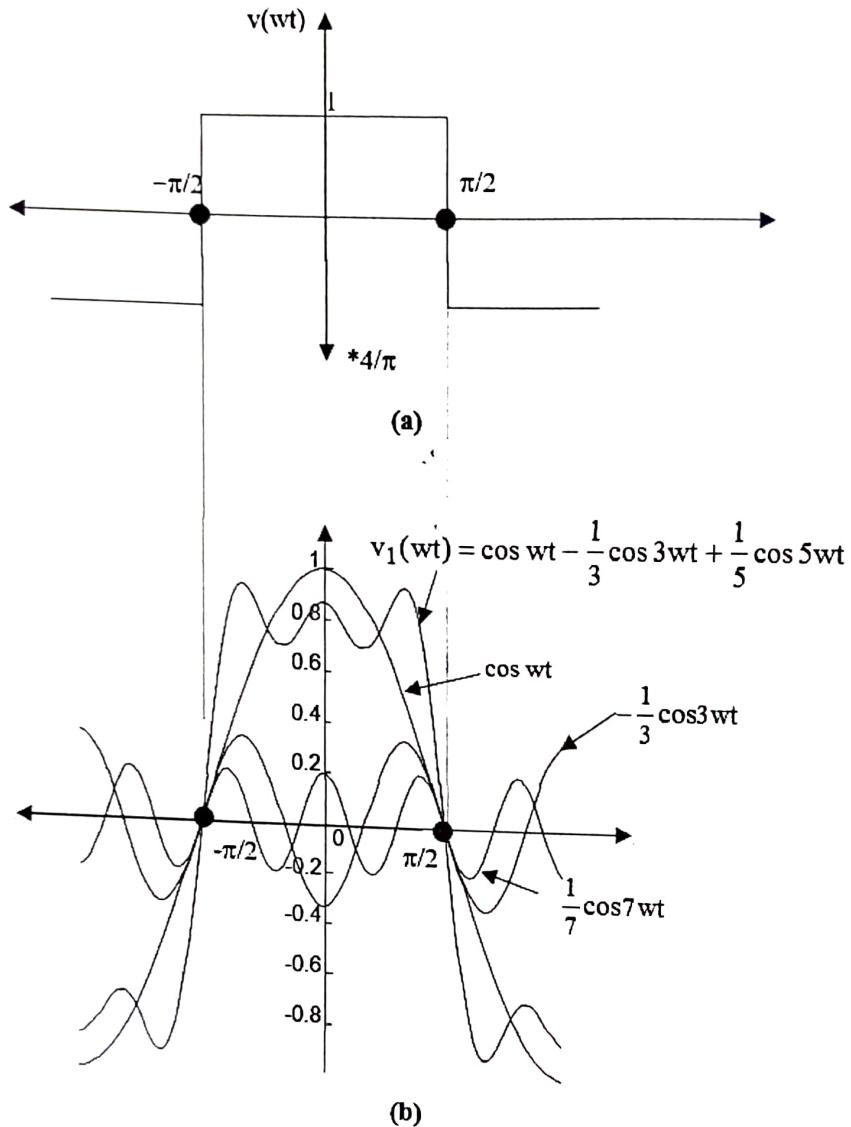
$$V_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \quad (a.7)$$

$$\Phi_n = \arctan \frac{b_n}{a_n} \quad (a.8)$$

eşitlikleri geçerlidir.

$v(t)$  fonksiyonunun alacağı özel durumlara göre (a.3), (a.4) ve (a.5) eşitliklerinde bazı kolaylıklar elde edilir. Bunlar yukarıda açıklanmıştır.

Örnek olarak Şekil a.1(a)'da verilen eğrinin Fourier harmonik analizi yapılsın. Verilen eğri wt eksenine göre simetrik olduğundan;



Şekil a.1

$$V_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(wt) dwt = 0$$

elde edilir.

$v(wt)$  fonksiyonu  $v(-wt) = v(wt)$  eşitliğini sağladığı için;

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(wt) \sin(nwt) dwt = 0$$

ve

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(wt) \cos(nwt) dwt = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{-\pi/2}^{\pi/2} -1 \cos(nwt) dwt + \int_{-\pi/2}^{\pi/2} 1 \cos(nwt) dwt \right] \\ &+ \left[ \int_{\pi/2}^{\pi} -1 \cos(nwt) dwt \right] = \frac{4}{\pi} \left[ \int_0^{\pi/2} \cos(nwt) dwt \right] = \frac{4}{\pi n} \sin \frac{n\pi}{2} \end{aligned}$$

olacaktır. Bulunan son ifadeye göre;

$$b_1 = \frac{4}{\pi}, b_2 = 0, b_3 = -\frac{4}{3\pi}, b_4 = 0, b_5 = \frac{4}{5\pi}, b_6 = 0, b_7 = -\frac{4}{7\pi}, b_8 = 0, b_9 = \frac{4}{9\pi}, b_{10} = 0,$$

$$b_{11} = -\frac{4}{11\pi}, \dots$$

elde edilir.  $a_n$  ve  $b_n$  değerleri (a.2) eşitliğinde yerlerine konulursa  $v(wt)$  eğrisi;

$$v(wt) = \frac{4}{\pi} \left[ \cos wt - \frac{1}{3} \cos 3wt + \frac{1}{5} \cos 5wt - \frac{1}{7} \cos 7wt + \frac{1}{9} \cos 9wt \right.$$

$$\left. - \frac{1}{11} \cos 11wt + \frac{1}{13} \cos 13wt - \frac{1}{15} \cos 15wt + \dots \right]$$

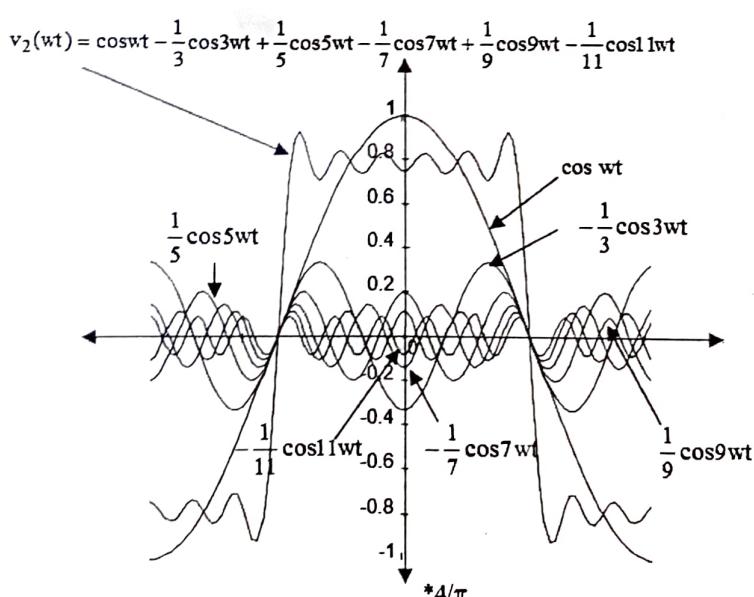
olur.  $v(wt)$  fonksiyonu  $v(wt+\pi) = -v(wt)$  eşitliğini sağladığı için;

$$a_{2n} = b_{2n} = 0 \quad (n = 1, 2, 3, 4, \dots)$$

olacağından  $b_n$  analizinde çift dereceden harmoniklerin ortadan kaldırıldığı görülmektedir.

Bu bölümün başında, sinüzoidal olmayan  $v(wt)$  eğrisinin sonsuz sayıda sinüzoidal eğrinin toplamı olarak yazılabileceği belirtilmiştir. Şekil a.1(b)'de

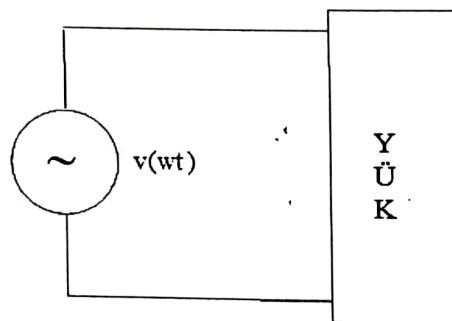
görülen  $v_1(wt)$  eğrisi sonsuz adet harmoniğin toplamından değil, yalnızca 1. 3. ve 5. harmoniklerin toplamından meydana gelmiştir. Bu eğri Şekil a.1(a)'da verilen  $v(wt)$  eğrisine kısmen benzemektedir.



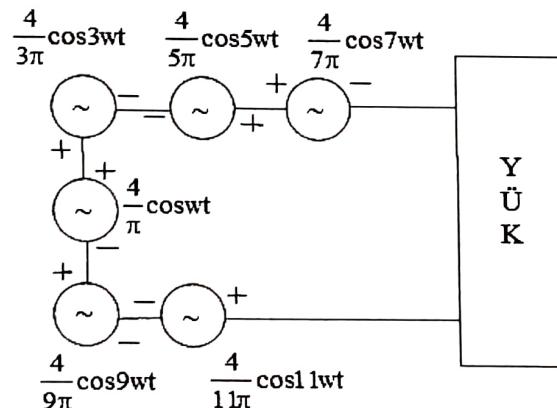
Şekil a.2

Şekil a.2'de verilen  $v_2(wt)$  eğrisi ise  $v_1(wt)$  eğrisine 7., 9. ve 11. harmoniklerinin ilave edilmesi ile elde edilmiştir. Bu nedenle  $v_2(wt)$  eğrisi,  $v_1(wt)$  eğrisine nazaran  $v(wt)$  eğrisine daha çok benzemektedir. Harmoniklerin sonsuz adeti bir araya getirildiğinde Şekil a.1 (a)'da verilen eğri elde edilecektir. Pratikte sonsuz harmonik sayısı kullanılmaz ve harmonikler belirli bir sayıda kesilerek işleme son verilir.

Yukarıda yapılan işlemlerin bir devre anlamında karşılığı bulunmaktadır. Şekil a.3'te  $v(wt)$  şeklinde değişen gerilim kaynağı bir yükü beslemektedir. Şekil a.3'te verilen devrenin elektriksel anlamda yaklaşık eşdeğeri ise şekil a.4'te gösterilmiştir. Burada yaklaşık eşdeğeri denmesinin nedeni şekil a.2'de verilen  $v_2(wt)$  ile şekil a.1(a)'da verilen  $v(wt)$  eğrisi arasındaki farktan kaynaklanmaktadır. Eğer şekil a.4'te kullanılan sinüzoidal gerilim kaynaklarının sayısı sonsuz adete çıkartılırsa (diğer bir ifade ile tüm harmonikler hesaba katılırsa) yukarıda bahsedilen yaklaşık ortadan kalkar ve şekil a.3 ve şekil a.4 birbirlerinin aynısı olan iki devreye dönüşmüş olurlar.

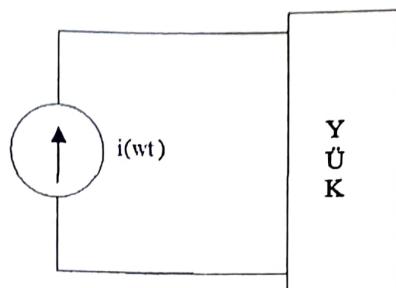


Şekil a.3

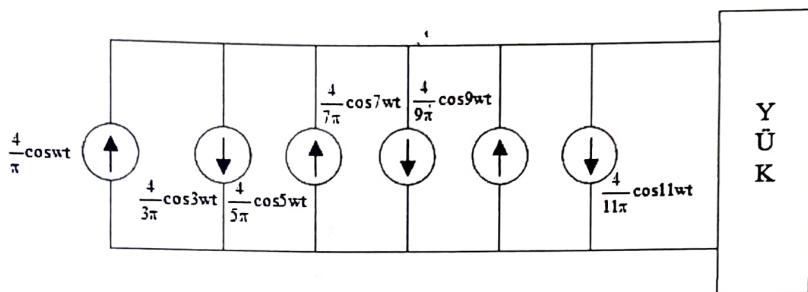


Şekil a.4

Eğer şekil a.1 (a)'da verilen eğri  $v(wt)$  eğrisi olmayıp  $i(wt)$  eğrisi olsaydı, şekil a.3-4 devreleri yerine, şekil a.5-6 devrelerinin kullanılması gerekecekti. Sinüzoidal olmayan yükler harmonik analizi yapılırken genellikle akım kaynağı olarak modellenirler. Bu açıdan şekil a.5 ve şekil a.6'da verilen devre modellerine uygulamalarda çok daha sık rastlanır.



Şekil a.5



Şekil a.6

### Ölçme Yöntemi ile Fourier Katsayılarının Bulunması

$v(wt)$  eğrisinin dalga şekli bir şekilde ölçülecek de Fourier katsayıları bulunabilir. Buna göre ilk Fourier katsayısı olan  $V_0$  değeri, verilen dalga şeklinin ortalaması ölçülecek bulunur. Diğer Fourier katsayıları ise;

$$a_n = \frac{1}{m} \sum_{\xi=1}^m Y_\xi \sin(nx_\xi) \quad (a.9)$$

$$b_n = \frac{1}{m} \sum_{\xi=1}^m Y_\xi \cos(nx_\xi) \quad (a.10)$$

İfadeleri kullanılarak bulunur. Yukarıda kullanılan ifadelerde 'm';  $v(x)$  eğrisinin tam periyodunu eşit olarak bölen aralık sayısıdır. Diğer bir ifade ile 'm'; tam periyottaki ölçüm sayısıdır. Mikroişlemcinin incelenen eğriye ( $v(x)$ ) ilişkin tam periyottaki örneklemme sayısı 'm' olmaktadır. 'm' ne kadar büyük olursa ölçüm o kadar doğruya yakın olacaktır.

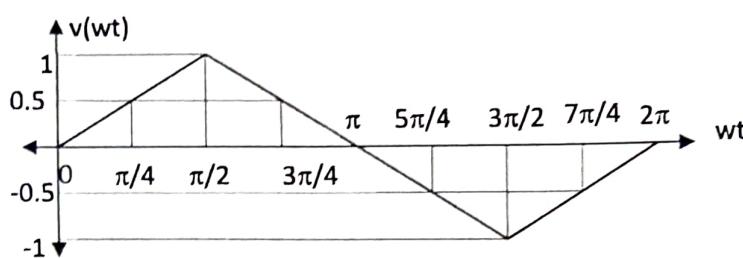
$x_\xi$  değeri ise (derece olarak);

$$x_\xi = \xi \frac{360^\circ}{m} \quad (\xi = 1, 2, \dots, m) \quad (a.11)$$

Eşitliği kullanılarak hesaplanır.  $Y_\xi$  değeri ise  $\xi$ . ölçümüne karşı gelen  $v(wt)$  genlik değeridir. (a.11) ifadesinde 360 yerine  $2\pi$  konulursa  $x_\xi$  radyan olacaktır. Yukarıda verilen kavramları daha iyi anlayabilmek için aşağıdaki problem ve çözümü incelenmelidir.

## UYGULAMA

Şekil a.7'de verilen alternatif gerilimin 7. harmoniye kadar olan Fourier katsayılarını bulunuz ve  $v(wt)$  fonksyonunu yazınız.



Şekil a.7

## Çözüm

$v(wt)$  eğrisi  $wt$  eksenine göre simetrik olduğundan  $V_o = 0$  olacaktır. Şekil a.7'de  $\pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi, 5\pi/4, 3\pi/2, 7\pi/4, 2\pi$  ölçüm yapılan açılardır. Ölçüm yapılan açılara 0 noktası dahil edilmemiştir zira bu nokta  $2\pi$  radyanın tekrar edildiği noktadır. Buna göre ölçüm yapılan noktaların sayısı;  $m=8$  olmaktadır. Ölçüm aralığı ise (a.11) eşitliğinden;

$$x_1 = 1 \frac{\pi}{4} = \pi/4; x_2 = 2 \frac{\pi}{4} = \pi/2; x_3 = 3 \frac{\pi}{4} = 3\pi/4; x_4 = 4 \frac{\pi}{4} = \pi$$

$$x_5 = 5 \frac{\pi}{4} = 5\pi/4; x_6 = 6 \frac{\pi}{4} = 3\pi/2; x_7 = 7 \frac{\pi}{4} = 7\pi/4; x_8 = 8 \frac{\pi}{4} = 2\pi$$

bulunur. Her bir ölçüm noktasına karşı gelen  $v(wt)$  genlik değerleri;

$$Y_1 = 0.5; Y_2 = 1; Y_3 = 0.5; Y_4 = 0; Y_5 = -0.5; Y_6 = -1; Y_7 = -0.5; Y_8 = 0 \quad V$$

olur. Bulunan tüm değerler (a.9) ve (a.10) eşitliklerinde kullanılırırsa;

$$a_1 = \frac{1}{8} [(0.5 \sin \pi/4) + (1 \sin \pi/2) + (0.5 \sin 3\pi/4) + (0) + (-0.5 \sin 5\pi/4) + (-1 \sin 3\pi/2) + (-0.5 \sin 7\pi/4) + (0)] = 0.426$$

$$a_2 = \frac{1}{8} [(0.5 \sin 2 * \pi/4) + (1 \sin 2 * \pi/2) + (0.5 \sin 2 * 3\pi/4) + (0) + (-0.5 \sin 2 * 5\pi/4) + (1 \sin 2 * 3\pi/2) + (0.5 \sin 2 * 7\pi/4) + (0)] = 0$$

$$a_3 = \frac{1}{8} [(0.5 \sin 3 * \pi/4) + (1 \sin 3 * \pi/2) + (0.5 \sin 3 * 3\pi/4) + (0) + (-0.5 \sin 3 * 5\pi/4) + (-1 \sin 3 * 3\pi/2) + (-0.5 \sin 3 * 7\pi/4) + (0)] = -0.0732$$

$$a_4 = \frac{1}{8} [(0.5 \sin 4 * \pi/4) + (1 \sin 4 * \pi/2) + (0.5 \sin 4 * 3\pi/4) + (0) + (-0.5 \sin 4 * 5\pi/4) + (-1 \sin 4 * 3\pi/2) + (-0.5 \sin 4 * 7\pi/4) + (0)] = 0$$

$$a_5 = \frac{1}{8} [(0.5 \sin 5 * \pi/4) + (1 \sin 5 * \pi/2) + (0.5 \sin 5 * 3\pi/4) + (0) + (-0.5 \sin 5 * 5\pi/4) + (-1 \sin 5 * 3\pi/2) + (-0.5 \sin 5 * 7\pi/4) + (0)] = 0.0732$$

$$a_6 = \frac{1}{8} [(0.5 \sin 6 * \pi / 4) + (1 \sin 6 * \pi / 2) + (0.5 \sin 6 * 3\pi / 4) + (0) + (-0.5 \sin 6 * 5\pi / 4) + (-1 \sin 6 * 3\pi / 2) + (-0.5 \sin 6 * 7\pi / 4) + (0)] = 0$$

$$a_7 = \frac{1}{8} [(0.5 \sin 7 * \pi / 4) + (1 \sin 7 * \pi / 2) + (0.5 \sin 7 * 3\pi / 4) + (0) + (-0.5 \sin 7 * 5\pi / 4) + (-1 \sin 7 * 3\pi / 2) + (-0.5 \sin 7 * 7\pi / 4) + (0)] = -0.426$$

$$b_1 = \frac{1}{8} [(0.5 \cos \pi / 4) + (1 \cos \pi / 2) + (0.5 \cos 3\pi / 4) + (0) + (-0.5 \cos 5\pi / 4) + (-1 \cos 3\pi / 2) + (-0.5 \cos 7\pi / 4) + (0)] = 0$$

$$b_2 = \frac{1}{8} [(0.5 \cos 2 * \pi / 4) + (1 \cos 2 * \pi / 2) + (0.5 \cos 2 * 3\pi / 4) + (0) + (-0.5 \cos(2 * 5\pi / 4) + (-1 \cos 2 * 3\pi / 2) + (-0.5 \cos 2 * 7\pi / 4) + (0)] = 0$$

$$b_3 = \frac{1}{8} [(0.5 \cos 3 * \pi / 4) + (1 \cos 3 * \pi / 2) + (0.5 \cos 3 * 3\pi / 4) + (0) + (-0.5 \cos 3 * 5\pi / 4) + (-1 \cos 3 * 3\pi / 2) + (-0.5 \cos 3 * 7\pi / 4) + (0)] = 0$$

$$b_4 = \frac{1}{8} [(0.5 \cos 4 * \pi / 4) + (1 \cos 4 * \pi / 2) + (0.5 \cos 4 * 3\pi / 4) + (0) + (-0.5 \cos 4 * 5\pi / 4) + (-1 \cos 4 * 3\pi / 2) + (-0.5 \cos 4 * 7\pi / 4) + (0)] = 0$$

$$b_5 = \frac{1}{8} [(0.5 \cos 5 * \pi / 4) + (1 \cos 5 * \pi / 2) + (0.5 \cos 5 * 3\pi / 4) + (0) + (-0.5 \cos 5 * 5\pi / 4) + (-1 \cos 5 * 3\pi / 2) + (-0.5 \cos 5 * 7\pi / 4) + (0)] = 0$$

$$b_6 = \frac{1}{8} [(0.5 \cos 6 * \pi / 4) + (1 \cos 6 * \pi / 2) + (0.5 \cos 6 * 3\pi / 4) + (0) + (-0.5 \cos 6 * 5\pi / 4) + (-1 \cos 6 * 3\pi / 2) + (-0.5 \cos 6 * 7\pi / 4) + (0)] = 0$$

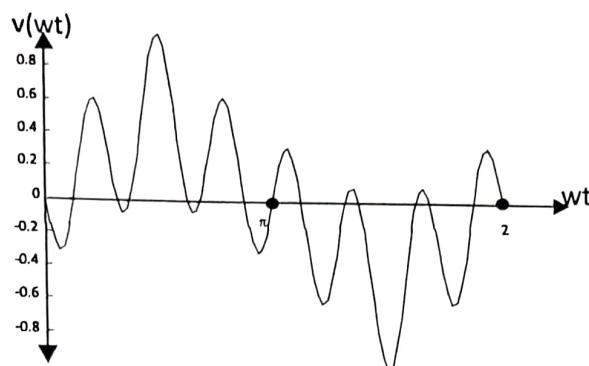
$$b_7 = \frac{1}{8} [(0.5 \cos 7 * \pi / 4) + (1 \cos 7 * \pi / 2) + (0.5 \cos 7 * 3\pi / 4) + (0) + (-0.5 \cos 7 * 5\pi / 4) + (-1 \cos 7 * 3\pi / 2) + (-0.5 \cos 7 * 7\pi / 4) + (0)] = 0$$

elde edilir. (a.2) eşitliğini kullanarak;

$$v(wt) = 0.426 \sin wt - 0.0732 \sin 3wt + 0.0732 \sin 5wt - 0.426 \sin 7wt$$

bulunur. Şekil a.7'de verilen eğri  $v(-wt) = -v(wt)$  özelliğini sağladığı için  $b_n = 0$  ve  $v(wt+\pi) = -v(wt)$  özelliğini sağladığı için de çift dereceli harmonikler sıfır olmaktadır. Yukarıdaki problem belirtilen bu özellikleri kullanarak çözülmeydi hesaplamada birçok işlemin yapılmasına gerek kalmayacaktı. Burada uzun yolun tercih edilmesinin nedeni belirtilen özelliklerin pratik olarak ispatını yapmaktadır.

Şekil a.8'de yukarıda verilen  $v(wt)$  eğrisinin değişimi verilmiştir. Eğriden görüldüğü gibi hem 'm' değeri büyündükçe hem de ele alınan harmonik sayısı arttıkça, Şekil a.8 eğrisi Şekil a.7 eğrisine benzeyecektir.



Şekil a.8

### Harmonik Sistemde Güç, Etkin Akım ve Etkin Gerilim Hesabı

Sinüzoidal olmayan  $v(wt)$  eğrisinin gerek hesaplama yöntemi ile gerekse ölçme yöntemi ile harmonik analizi yapıldığında elde edilen Fourier katsayıları olan  $V_0$ ,  $a_n$  ve  $b_n$  ( $n=1,2,3,\dots$ ) değerleri (a.7) eşitliği yardımı ile  $n$  adet harmonik için;

$$V_1 = (a_1^2 + b_1^2)^{1/2}, V_2 = (a_2^2 + b_2^2)^{1/2}, \dots, V_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$$

$$V = (V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 \dots + V_n^2)^{1/2} \quad (\text{a.12})$$

$$I = (I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 \dots + I_n^2)^{1/2} \quad (\text{a.13})$$

Harmonik üreten yük, lineer olmayan (non-lineer) yük olarak adlandırılır. Harmonik üreten (akımı  $i(wt)$ , gerilimi  $v(wt)$  olan) yükün şebekeden çektiği toplam (**net aktif güç** değeri ise);

$$P = P_{\text{net}} = \sum_{n=0}^{\infty} V_n * I_n * \cos \phi_n A \quad \text{Watt} \quad (\text{a.14})$$

olur. (a.14) ifadesinde  $\phi_n$ ;  $n$ . gerilim harmoniği ile  $n$ . akım harmoniği arasındaki faz farkıdır ve (a.8) ifadesi kullanılarak bulunur. (a.14) eşitliğinde her bir harmoniye ilişkin **güç yönünü** (etkin değerler negatif olamayacağından) ( $V_n \geq 0$  ve  $I_n \geq 0$  olduğundan dolayı)  $\phi_n$  değeri belirler.  $\phi_n > 90^\circ$  için ilgili harmoniğin güç akış yönü yükten kaynağa (şubekeye) doğrudur. Lineer olmayan bir yükle ilişkin (genel) güç faktörü ise;

$$\text{GF}_{\text{yük}} = \frac{P_{\text{net}}}{VI} \quad (\text{a.15})$$

ifadesi kullanılarak hesaplanır. (a.14–15) eşitliklerinin kullanışını görmek için aşağıda verilen problem çözümü incelenmelidir.

### Problem

Lineer olmayan bir yükle ilişkin akım ve gerilim harmonik analizi yapılmış ve aşağıda verilen harmonik değerlerine ulaşılmıştır;

$$i(wt) = 100 \sin(wt - 0.53) + 20 \sin(5wt + 0.49) + 14 \sin(7wt - 0.57) + 8 \sin(11wt + 0.45) \\ + 6 \sin(13wt - 0.61) + 3 \sin(17wt + 0.41) + \sin(19wt - 0.65)$$

$$v(wt) = 340 \sin(wt) + 10 \sin(5wt - 1.16) + 15 \sin(7wt - 2.32) + 30 \sin(11wt - 1.47) \\ + 20 \sin(13wt + 1.31) + 8 \sin(17wt + 2.16) + 4 \sin(19wt + 1.01)$$

Her bir harmoniye ilişkin aktif gücün değer ve yönünü, şebekeden yüké aktarılan net aktif gücü ve yükle ilişkin güç faktörünü bulunuz (açılar radyan olarak verilmiştir).

**Çözüm**

Birinci harmoniye ilişkin aktif güç değeri;

$$P_1 = \frac{100}{\sqrt{2}} \frac{340}{\sqrt{2}} \cos(0 - (-0.53)) = 14668 \text{ W}$$

beşinci harmoniye ilişkin aktif güç değeri;

$$P_5 = \frac{20}{\sqrt{2}} \frac{10}{\sqrt{2}} \cos(-1.16 - 0.49) = -7.91 \text{ W}$$

bulunur. Benzer işlemler diğer harmonikler için yapılrsa;

$$P_7 = -18.72 \text{ W}, P_{11} = -41.06 \text{ W}, P_{13} = -20.53 \text{ W}, P_{17} = -2.14 \text{ W}; P_{19} = -0.18 \text{ W}$$

elde edilir. Harmonik güç değerleri tek tek incelendiğinde ana (birinci) harmonik dışındaki tüm harmonik güç değerlerinin negatif olduğu görülmektedir. Bu sonucun çok önemli bir anlamı vardır; yükün çektiği aktif güç şebekeden yüke yalnızca ana harmonik tarafından taşınmakta, diğer harmonikler ise yükten şebekeye doğru aktif güç pompalamaktadır. Şebekeye geri pompalanan aktif güç değerleri ise ana harmoniğin şebekeden çektiği aktif güçten elde edilmektedir. Sonuç olarak yükün tükettiği (net) aktif güç değeri (a.14) eşitliği kullanılarak;

$$P_{\text{net}} = 14668 - 7.91 - 18.72 - 41.06 - 20.53 - 2.14 - 0.18 = 14557 \text{ W}$$

bulunur. Yük gerilim ve akımının etkin değerleri;

$$V = \left[ \left( \frac{340}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{10}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{15}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{30}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{20}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{8}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{4}{\sqrt{2}} \right)^2 \right]^{1/2} = 242.2 \text{ V}$$

$$I = \left[ \left( \frac{100}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{20}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{14}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{8}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{6}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{3}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 \right]^{1/2} = 73.2 \text{ A}$$

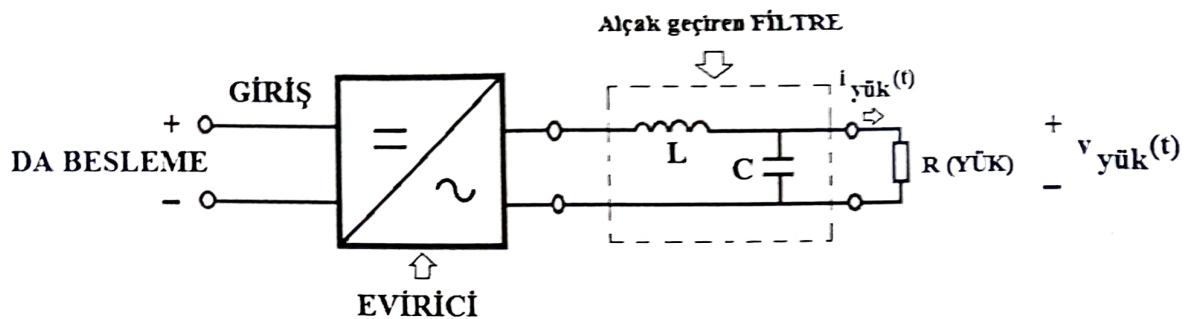
bulunur. Yükle ilişkin güç faktörü ise (a.15) eşitliğinden;

$$GF_{\text{yük}} = \frac{P_{\text{net}}}{VI} = \frac{14577}{(242.2)(73.2)} = 0.823 \text{ elde edilir.}$$

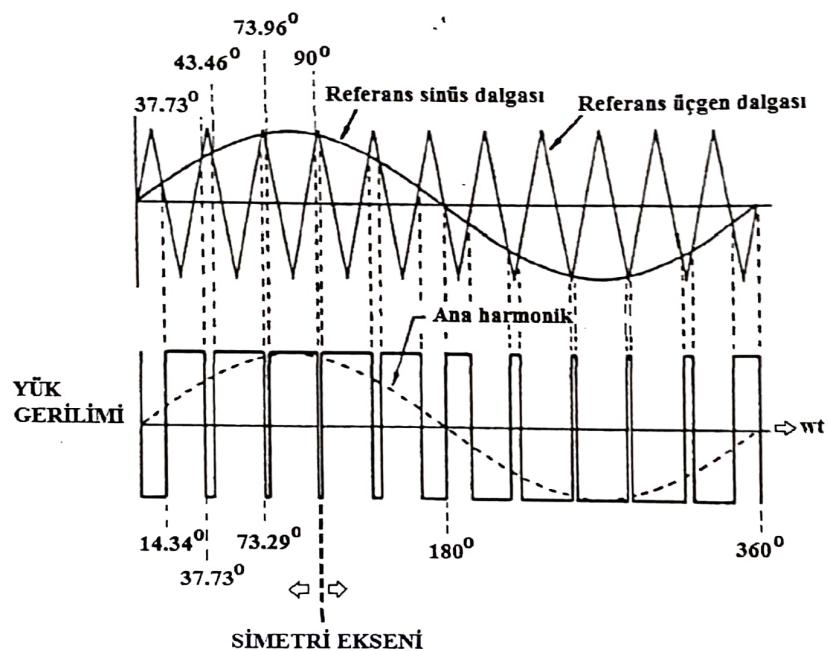
**UYGULAMA**

Şekil a'da görülen evirici çıkışındaki yük gerilimi dalga şeklidir. PWM yöntemi ile üretilen bu dalga şeklinin; a) Harmonik analizini yapınız.

b) Evirici çıkışına bir LC alçak geçiren filtre konacaktır (Şekil b). Evirici çıkışındaki gerilimin maksimum değeri 240 V ve 50 Hz. dır. Evirici çıkışındaki gerilime ilişkin 11. harmonik genliğinin, LC filtresinden geçtikten sonra (ana harmonik genliğinin) %64'ü düşmesi istenmektedir. Tüm bu devrenin  $R_{\text{yük}}=15$  ohm değerinde bir omik yükü beslediği kabul edilirse, LC filtre değerlerini bulacak işlemleri yapınız.



## Şekil a



Sekil b

ÇÖZÜM

- a) Verilen evirici çıkışı gerilimi dalga şekli için;

$$b_n = 0 \quad ; \quad a_{2n} = 0 \quad ; \quad a_{2n+1} \neq 0 \quad (n = 0, 1, 2, 3, 4, \dots)$$

$$a_{n+1} = \frac{4}{\pi} \left[ \begin{aligned} & 14.34^\circ \\ & \int_0^{37.73^\circ} -E * \sin(n+1)x * dx + \\ & 14.34^\circ \\ & + \int_{37.73^\circ}^{43.46^\circ} -E * \sin(n+1)x * dx \\ & 37.73^\circ \\ & + \int_{43.46^\circ}^{73.29^\circ} E * \sin(n+1)x * dx + \int_{73.29^\circ}^{73.96^\circ} -E * \sin(n+1)x * dx + \\ & 73.96^\circ \\ & 43.46^\circ \end{aligned} \right]$$

$$a_1 = 1.0 * E, a_3 = 0 * E, a_5 = 0 * E, a_7 = -0.18 * E, a_9 = -0.319 * E, a_{11} = -0.601 * E, \\ a_{13} = -0.318 * E, a_{15} = -0.02 * E, a_{17} = -0.034 * E, a_{19} = -0.212 * E$$

Yukarıdaki değerler oran değil, harmonik katsayılarıdır. Bu değerler aynı zamanda filtre girişine (evirici çıkışına) ilişkin harmonik katsayılarıdır.

**b)** Yükün direnç olması halinde;

$$\frac{V_{\text{çıkış_filtre}}}{V_{\text{giriş_filtre}}} = \frac{1}{(1 - w^2 CL) + jwL/R} \quad (\text{Alçak geçiren filtre için})$$

$$V_{\text{giriş}} = 240 * 0.601 = 144.24 V$$

$$V_{\text{çıkış}} = 240 * \left(\frac{4}{100}\right) = 9.6 V$$

Rezonans frekansı  $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  değeri 50 Hz. in üzerinde olmalı. Aynı zamanda 50 Hz. in katları

değerinde olmamalıdır. Aksi halde, harmonik genliği teorik olarak sonsuza gider. O halde rezonans frekansını 140 Hz. kabul edelim. Bu durumda;

$$L * C = 1.292 \cdot 10^{-6} \quad (1)$$

değerine sahip olur. Buradan; **11\*50=550 Hz için**;

$$\frac{V_{\text{çıkış_filtre}}}{V_{\text{giriş_filtre}}} = \frac{9.6}{144.24} = \frac{1}{1 - (2\pi * 550)^2 * 1.29 * 10^{-6} + j * 2\pi * 550 * L/R} \quad (2)$$

(1) ve (2) eşitliklerinden;

$$L = 0.018 H \text{ ve } C = 72 \mu F$$

elde edilir.

**1)** Filtre çıkışına, R=15 ohm değerindeki yükün bağlı olduğu durumda;

çeşitli frekanslardaki harmonik  $\frac{V_{\text{çıkış_filtre}}}{V_{\text{giriş_filtre}}}$  oranları;

1.052 (50 Hz.), 0.877 (150 Hz.), 0.346 (250 Hz.), 0.17 (350 Hz.), 0.101 (450 Hz.), 0.067 (550 Hz.),  
0.047 (650 Hz.)

olmaktadır. Yukarıdaki harmonik "genlik oranlarına" bakıldığından, filtre çıkış geriliminin azaldığı anlaşılmaktadır (filtre görev yapmıştır).

2) Filtre çıkışına,  $R=15$  ohm değerindeki yükün bağlı olmadığı durumda (Boşta çalışma durumu);

çeşitli frekanslardaki harmonik  $\frac{V_{\text{çıkış\_filtre}}}{V_{\text{giriş\_filtre}}}$  oranları;

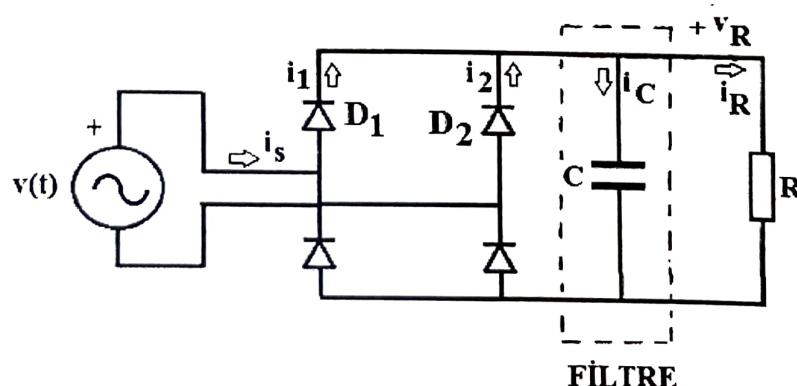
**1.146 (50 Hz.), 6.773 (150 Hz.), 0.457 (250 Hz.), 0.191 (350 Hz.), 0.107 (450 Hz.), 0.069 (550 Hz.), 0.049 (650 Hz.)**

olmaktadır. Yukarıdaki sonucu bu durumda söyleyemiyoruz zira **oranın 1'den büyük olduğu** frekans değerleri olduğu sonuçlardan anlaşılmaktadır (50 Hz. ve 150 Hz). Diğer oranlar ise azalmamış aksine artmıştır (bir önceki sonuç ile karşılaştırıldığında).

**SONUÇ:** Filtre çıkışında "yükün bağlı olduğu" duruma göre filtre parametreleri hesaplanmaktadır. Eğer "yük devreden çıktılığında, filtre devreden çıkarılmaz ise" sistemde ciddi sıkıntılar ortaya çıkabilir (harmonik genlikler artar).

## UYGULAMA

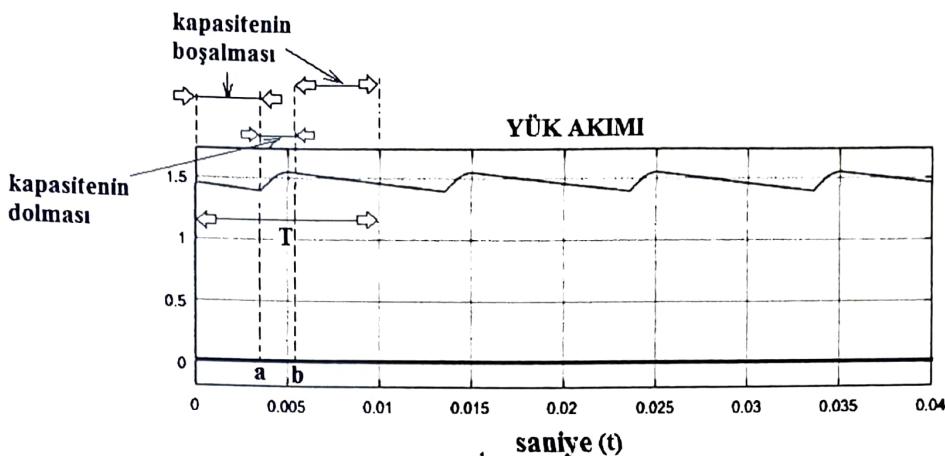
Aşağıda verilen devrede bir fazlı tam dalga kontrollsüz köprü doğrultucu çıkışına paralel olarak filtre amaçlı bir C kapasitesi ve bu kapasiteye paralel olarak omik bir yük bağlanmıştır. Şebeke gerilimi  $v(t)=\sqrt{2} * 220 * \sin 2\pi 50 * t$  volt olarak verilmektedir.  $R_{\text{yük}}= 200$  ohm,  $C=400 \mu\text{F}$  değerindedir. Yük uçları arasındaki gerilimin ortalama değerini ve yük akımının anı değerini (denklem) bulunuz.



## ÇÖZÜM

Diyotlar iletimde olduğu sürece C kapasitesinin ve R yükünün uçları arasında kaynak gerilimi görülecektir. Bu zaman dilimi boyunca, kapasite uçları arasından  $i_C(t)=C \frac{dv_s(t)}{dt}$  eşitliğinden elde edilecek bir kapasite akımı, R yük direnci üzerinden ise  $i_R(t)=v_s(t)/R$  eşitliğinden hesaplanacak bir yük akımı olacaktır.

Diyotlar kesime geçtikten sonra ise C kapasitesinde biriken enerji R yük direnci üzerinden  $i_R(t)=I * e^{-t/R*C}$  akım denklemi ile boşalacaktır.



Şekil A1

Şekil A1'de  $i_R(t)$  yük akımının  $T$  periyodu boyunca değişimi çizilmiştir. **[a b]** zaman aralığında kapasitenin **dolduğu**  $i_C(t)$  akım denklemi;

$$i_C(t) = C \frac{dv_s(t)}{dt} = 400 * 10^{-6} * \frac{d}{dt}(220 * \sqrt{2} * \sin(2\pi ft)) = 39.1 * \cos(314.16 * t) \text{ Amper}$$

olacaktır. Kapasite dolarken, R yük direnci üzerinden akan akım ise (Şekil A1'de [a b] aralığında geçerli);

$$i_R(t) = \frac{v_R(t)}{R} = (220 * \sqrt{2} * \frac{\sin(2\pi 50 * t)}{200}) = 1.55 * \sin(2\pi 50 * t) \text{ Amper Amper}$$

olacaktır. Kapasite "b" anına kadar dolduğundan dolayı, kaynak geriliminin maksimum değerden itibaren aşağıya doğru düşmeye başlaması (90 derece civarı) ile birlikte, kondansatör uçlarındaki gerilim bu değişimi izleyemez. Zira, C kapasitesi, Şekil A1'de gösterilen "a" anından, 90 derece civarına kadar şarj olmuştur, "b" anından itibaren kondansatörün uçları arasındaki gerilim, şebeke geriliminden büyük olmaya başlayacağından dolayı, diyota ilişkin anot-katot gerilimi negatif olacak ve **diyot devre dışına çıkacaktır** (Şekil A1'de "b" anı). "b" anından itibaren diyot devre dışına çıktığından dolayı;

$$i_s(t) = i_C(t) + i_R(t) = 0$$

olur, sonuç olarak;

$$i_C(t) + i_R(t) = 0 \Rightarrow i_R(t) = -i_C(t)$$

elde edilir. Artık "b" anının değeri rahatlıkla hesaplanabilir:

$$i_R(t = b) = -i_C(t = b)$$

$$1.55 * \sin(2\pi 50 * b) = -39.1 * \cos(314.16 * b)$$

$$b = 0.0051 \text{ sn} = 92.27 \text{ derece}$$

bulunur. Artık "b" değeri üzerinden  $i_R(t)$  yük akımının "b" anındaki değeri hesaplanabilir:

$$i_R(t = b) = 1.55 * \sin(314.16 * 0.0051) = 1.549 \text{ A}$$

1.549 A değeri, RC devresi üzerinden akan (diyotlar devre dışı), diğer bir ifade ile R üzerinden boşalan  $i_C(t)$  akımına eşit olup, C kapasitesinin boşalmaya başladığı RC devre akımı;

$$i_R(t') = I_{R \max} * e^{-t'/\tau} = I_{R \max} * e^{-t'/(200 * 400 * 10^{-6})} = I_{R \max} * e^{-12.25 * t'} \text{ Amper} \quad (1)$$

eşitliği ile verilebilir. (1) numaralı eşitlikte görülen  $i_R \max$  değeri;

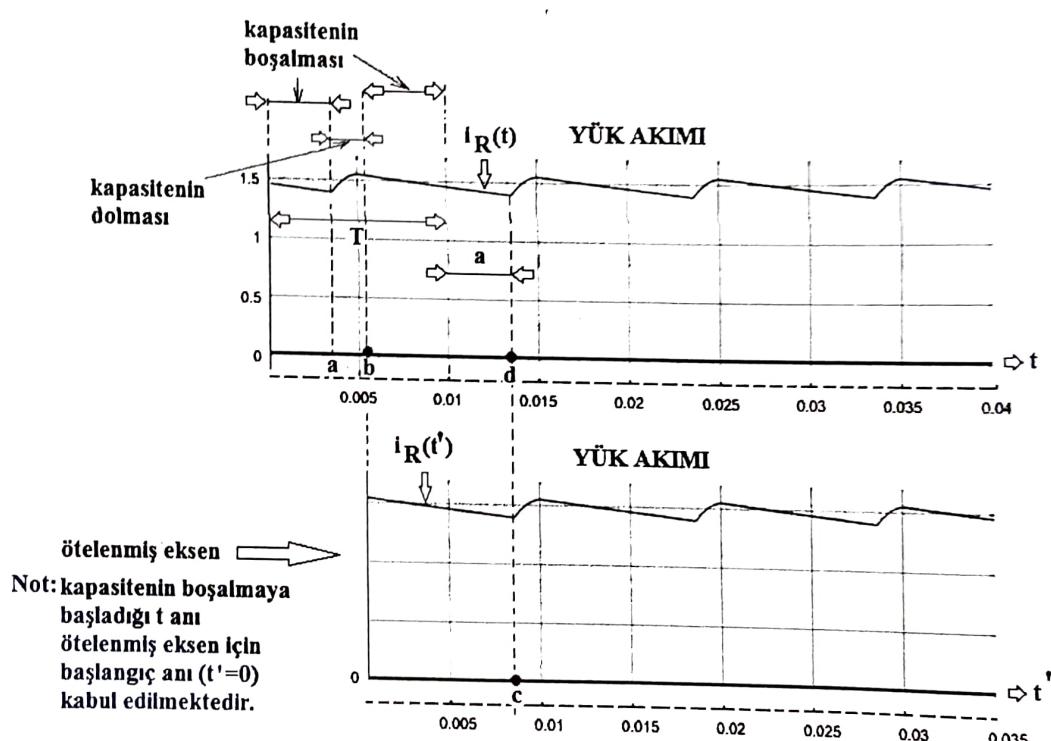
$$i_R \max = i_R(t=b) = 1.549 \text{ Amper}$$

olacaktır. Buna göre Şekil A2'de verilen ötelenmiş eksende, yük akımının  $t=0$  anından sonraki denklemi;

$$i_R(t') = 1.549 * e^{-12.25*t'} \text{ Amper}$$

olacaktır.

**NOT:** (1) numaralı eşitlikte verilen akımın başlangıç anının  $t=0$  olduğu unutulmamalıdır. Bu nedenle yatay eksenin "t" olduğu durumda eksen "b" kadar kaydırılarak, (1) eşitliğinde " $t'$ " yapılmıştır. Aşağıdaki eğriler incelenmelidir.



Şekil A2

Şimdi de sırada, Şekil A2'de görülen "c" zamanının hesaplanması işlemi vardır. Yukarıdaki şekillerde de görüldüğü gibi, yük akımı iki farklı akımdan meydana gelmektedir;

- 1) [a b] aralığında geçerli olan ( $t$  ekseni referans alınırsa);

$$i_R(t) = 1.55 * \sin(2\pi 50 * t) \text{ Amper}$$

akımı,

- 2) [0 c] aralığında geçerli (ötelenmiş eksende);

$$i_R(t') = 1.549 * e^{-12.25*t'}$$

akımıdır.

**Not:**  $d = c+b$ ;  $d = 0.01+a$ ;

"t" ekseni referans alınırsa, [a b] aralığında diyonotların devrede olduğu, kapasitenin dolduğu, R yük direncinin şebeke üzerinden beslendiği ve yük akım eşitliğinin daha önce hesaplandığı gibi;

$$i_R(t) = 1.55 \sin(2\pi 50 t) \text{ Amper}$$

olduğu bilinmektedir. Şekil A2'de "c" anında (ya da "a" anında) aşağıdaki eşitlik geçerlidir:

$$i_R(t) = 1.55 \sin(2\pi 50 t) = i_R(t') = 1.549 e^{-12.25 t'} \quad (2)$$

$$t = t' + b = t' + 0.0051 \text{ sn.} \quad (3)$$

(2) ve (3) eşitlikleri birlikte çözülürse;

$$a = t = 0.004 \text{ sn.}$$

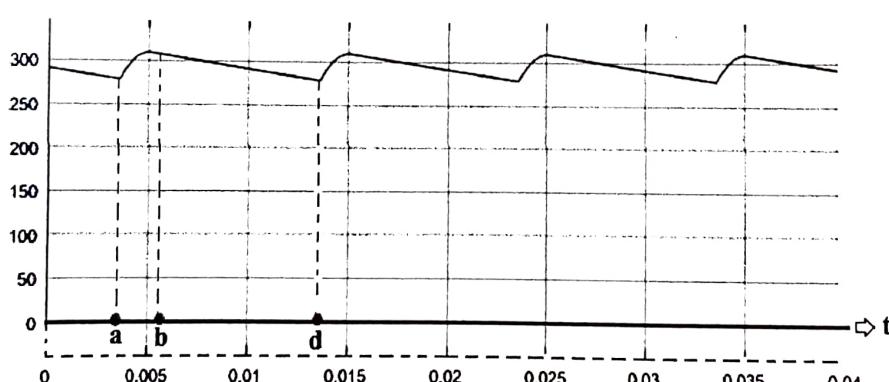
elde edilir. Bu ise  $wt = 72$  derece'ye karşı gelir.

$$d = 0.01 + a = 0.014 \text{ sn}$$

$$c = d - b = 0.014 - 0.0051 = 0.0089$$

$i_R(t')$  akımı;  $t'=0$  anı ile ( $T-b+a = 0.01-0.0051+0.004 = 0.0089$  sn.) arasında akacaktır.

### YÜK GERİLİMİ



Şekil A3

Yük geriliminin dalga şéklü, Şekil A3'de gösterildiği gibi iki farklı eğriden oluşmaktadır:

1) [a b] zaman aralığında;

$$v_R(t) = R * i_R(t) = 200 * 1.55 \sin(2\pi 50 t) = 310 \sin(2\pi 50 t) \text{ volt}$$

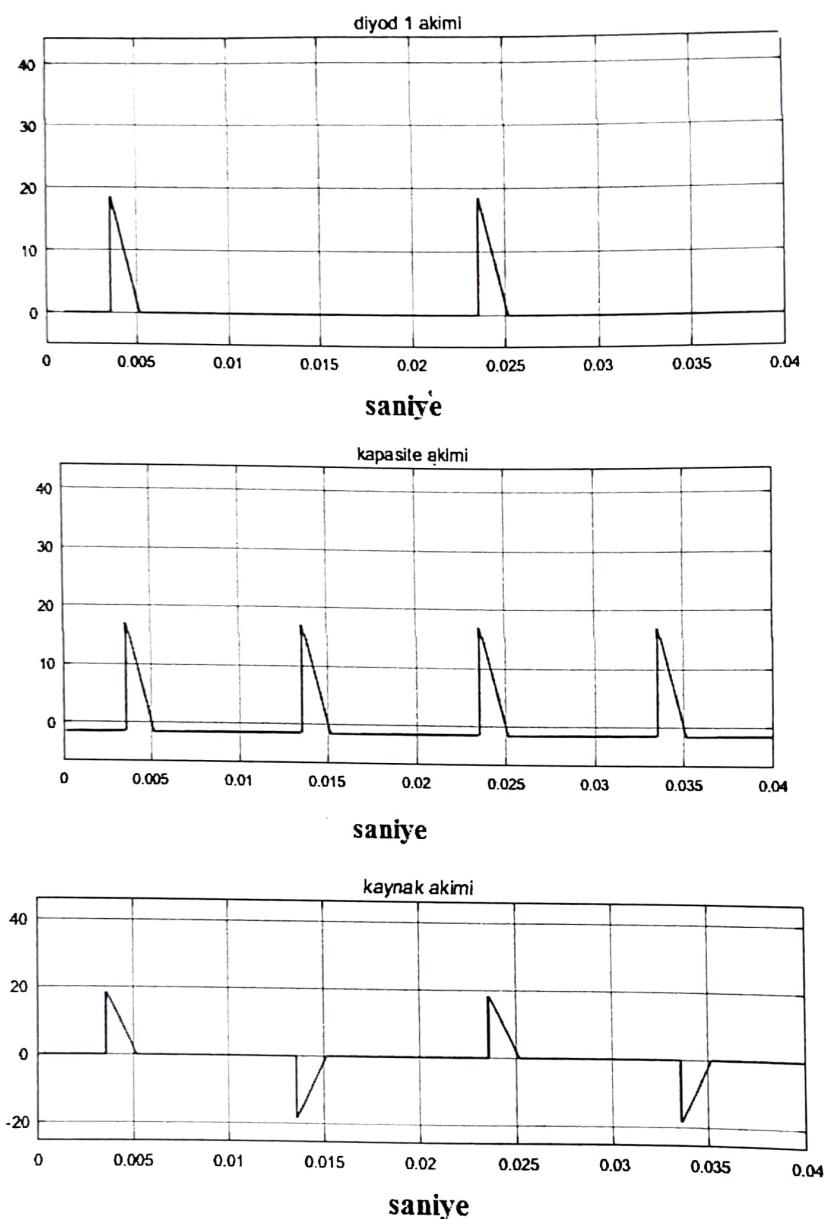
2) [b d] zaman aralığında;

$$v_R(t') = R * i_R(t') = 200 * 1.549 e^{-12.25 t'} = 309.8 e^{-12.25 t'} \text{ volt}$$

$$V_{yük\_ort} = \frac{1}{0.01} \left[ \int_{0.004}^{0.0051} 310 \sin(2\pi 50t) dt + \int_0^{0.0089} 309.8 e^{-12.25 t'} dt' \right] = 294.82 \text{ volt}$$

Yukarıda aynı zamanda "yük akımının" denklemleri (iki parça halinde) gösterilmiştir.

Aşağıda devredeki diğer elemanların akım değişimleri gösterilmiştir.



### HARMONİK GÜÇ HESABINA İLİŞKİN ÖNEMLİ HATIRLATMALAR

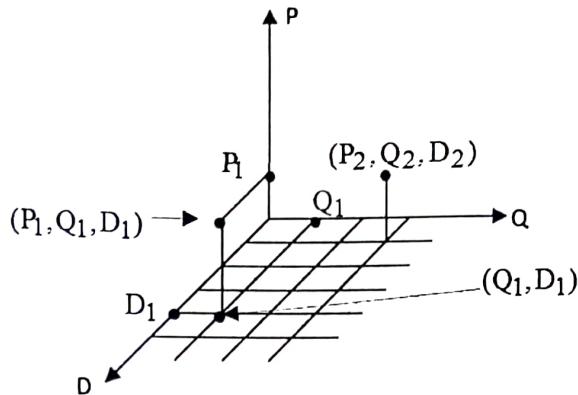
Harmonik içeren sistemde klasik güç hesabı;

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1)$$

eşitliği geçerli değildir. Eğer sistemde harmonikler mevcut ise, (1) eşitliğinin yerine aşağıdaki eşitlik geçerlidir ( $P$ : aktif güç,  $Q$ ; reaktif güç):

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

Yukarıdaki eşitlik grafik olarak aşağıdaki şekilde verildiği gibi de gösterilebilir.



Bilindiği gibi elektrikli cihazlar,  $S$  (görünür güç) değerine göre boyutlandırılırlar. Eğer D (distorsiyon) gücü hesaba katılmaz ise (diğer bir ifade ile (2) eşitliği kullanılmaz ise), cihaz ciddi risk altında demektir.  $D$  distorsiyon (bozulma) gücünün sıfırdan farklı olabilmesi için ortamda harmoniklerin bulunması gereklidir. Eğer ortamda tüm akım ve gerilimler saf sinüs formunda ise,  $D=0$  olacağından, (1) eşitliği geçerliliğini koruyacaktır.

### Problem

Doğrusal olmayan bir yük,  $v(t) = \sqrt{2} * 200 * \sin(wt)$  Volt değerinde bir kaynak gerilimi ile beslenmektedir. Bu yükün kaynaktan çektiği akım;

$$i(t) = \sqrt{2} * [20 * \sin(wt - 45^\circ) + 10 * \sin(2wt + 60^\circ) + 15 * \sin(3wt + 50^\circ)] \text{ Amper}$$

eşitliği ile verilmektedir. Kaynağa ilişkin  $P$ ,  $Q$  ve  $D$  değerlerini hesaplayınız. Kaynağa ilişkin güç faktörünü bulunuz.

### Çözüm

$$P = P_{\text{net}} = \sum_{n=0}^{\infty} V_n I_n \cos \Phi_n = \underbrace{200 * 20 * \cos(0^\circ - (-45^\circ))}_{=P_1} + \underbrace{0 * 10 * \cos(0 - 60^\circ)}_{P_2=0} + \underbrace{0 * 15 * \cos(0 - 50^\circ)}_{P_3=0}$$

$$P = P_1 = 200 * 20 * \cos(0^\circ - (-45^\circ)) = 2.828 \text{ kW}$$

$$Q = Q_{\text{net}} = \sum_{n=0}^{\infty} V_n I_n \sin \Phi_n = \underbrace{200 * 20 * \sin(0^\circ - (-45^\circ))}_{=Q_1} + \underbrace{0 * 10 * \sin(0 - 60^\circ)}_{Q_2=0} + \underbrace{0 * 15 * \sin(0 - 50^\circ)}_{Q_3=0}$$

$$Q = Q_1 = 200 * 20 * \sin(0^\circ - (-45^\circ)) = 2.828 \text{ kVAr}$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \Rightarrow V * I = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} (\sqrt{V_1^2 + 0 + 0}) * (\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2}) &= \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2} \\ \frac{=5385.2}{(\sqrt{200^2 + 0^2 + 0^2}) * (\sqrt{20^2 + 10^2 + 15^2})} &= \sqrt{2828^2 + 2828^2 + D^2} \end{aligned}$$

$$D = 3606.2 \text{ VAr}$$

elde edilir.  $D$  değeri, (3) eşitliği kullanılarak da hesaplanabilir:

$$V * I = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2} \Rightarrow V^2 * I^2 - (V_1 * I_1 * \cos\varphi_1)^2 - (V_1 * I_1 * \sin\varphi_1)^2 - D^2$$

$$D^2 = V^2 * (I^2 - I_1^2) = 200^2 * (26.92^2 - 20^2) \quad (4)$$

$$D=3606.2 \text{ VAr}$$

elde edilir. (4) eşitliği dikkatli olarak incelenir ise, aynı frekansta olmayan harmoniklere ilişkin akım ve gerilim etkin değerlerinin çarpımlarının D değerini oluşturduğu görülecektir. P ve Q hesabında ise, aynı frekansta olan akım ve gerilim harmoniklerinin çarpımları aktif güç değerini oluşturmaktaydı.

Harmonikli sistemdeki güç faktörü ise;

$$GF = \frac{P}{S} = \frac{2828}{5385.2} = 0.525 \quad (5)$$

olarak elde edilir. Bu değere karşı gelen açayı bulmanın "pratik bir anlamı yoktur". Bu sonuç, ancak kullanıcıya, "GF=1" değerinden uzaklaştığı sürece, sistemin verimi hakkında bilgi verebilir. Bu açıdan bakıldığından bu sistem "1" değerinden çok düşük bir değere sahip olduğundan dolayı, "verimi çok düşük" olan bir sistemdir. Burada bahsedilen verim ise, S ile P arasındaki farkı yansıtır. P değeri S değerine ne kadar yakın ise, sistem o kadar verimli, tersi durumda ise o kadar verimsizdir. S ile P arasındaki farkı arttıran iki neden ise; Q ve D değerleridir. Bu iki değerin S içindeki payı azaldıkça, sistemin verimi artacaktır. Sistem içinde Q değerini azaltmanın yolu kompansasyon yapmak, D değerini azaltmanın yolu ise uygun devre ve teknikler kullanarak sistem üzerindeki harmonik etkisini azaltmaktadır. Bu işlemlerin nasıl yapıldığı ise "güç elektroniği derslerinde" anlatılmaktadır.

Akım veya gerilim harmoniklerinin etkisini ölçen bir formül;

$$\text{Distorsyon faktör} = \text{Bozulma faktörü (akım)} = DF_I = \frac{I_1}{I} = \frac{20}{26.92} = 0.7429 \Rightarrow \%74.29$$

DF<sub>I</sub> değeri "1" değerine yaklaştıkça, akım harmoniklerinin sisteme olumsuz etkisinin azalduğu (olumlu bir şey) anlaşılır. Benzer formül, gerilim harmonikleri için de kullanılabilir:

$$\text{Distorsyon faktör} = \text{Bozulma faktörü (gerilim)} = DF_V = \frac{V_1}{V} = \frac{200}{200} = 1 \Rightarrow \%100$$

Yukarıdaki sonuca göre gerilimde bir bozulma olmadığı, gerilimin "saf sinüs" formunda olduğu anlaşılmaktadır.

Harmonikli bir sistemde kullanılan bir diğer kavram ise "displacement faktör" olarak adlandırılan, sistemin **ana harmoniğine ilişkin** GF (güç faktörü) değerini gösteren büyülüktür:

$$\text{DispF} = \cos\varphi_1 = \cos(\varphi_{V_1} - \varphi_{I_1}) = \cos(0^\circ - (-45^\circ)) = 0.707$$

Yukarıda (5) formülü yardımı ile hesaplanan GF değeri, aşağıdaki formül yolu ile de hesaplanabilir:

$$GF = \text{DispF} * DF = 0.707 * 0.7429 = 0.525 \quad (6)$$

**NOT:** "Distortion factor" THD den farklı bir tanımlamadır. Eğer "distortion factor" e "x" denilirse;  $\text{THD} = ((1/x)^2 - 1)^{0.5}$  olur. B problemde  $\text{THD} = 0.7058$  olur, fakat distortion factor=0.817 dir.

**ÖNEMLİ HATIRLATMALAR:**

- 1)** Eğer hem akım hem de gerilimde doğru bileşen değeri de mevcut ise, sistemdeki faydasız güç,

$$S^2 - P^2 = \underbrace{(V_o^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2) * (I_o^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2)}_{=S^2} - \underbrace{(V_o I_o + \sum_{n=1}^{\infty} V_n * I_n * \cos(\varphi_v - \varphi_i))^2}_{=P^2} \quad (7)$$

ifadesi ile hesaplanabilir. (7) eşitliği, hem akım hem de gerilimde aynı frekansta harmonik mevcut olduğunda kullanılır.

- 2)** Bazı durumlarda, 3 farklı harmonik durumundan bahsedilebilir: **a)** Hem akım hem de gerilim içinde aynı (ortak) harmonikler mevcut olabilir. **b)** Akımda olup gerilimde olmayan harmonikler olabilir. **c)** Gerilimde olup akımda olmayan harmonikler olabilir.

Akım ve gerilimde doğru bileşen olmadığı kabulu ile S görünür güç değeri;

$$S^2 = (\sum_{i=1}^{n1} V_i^2) * (\sum_{i=1}^{n1} I_i^2) + (\sum_{i=1}^{n2} V_i^2) * (\sum_{i=1}^{n1} I_i^2 + \sum_{i=1}^{n3} I_i^2) + (\sum_{i=1}^{n1} V_i^2) * (\sum_{i=1}^{n3} I_i^2) \quad (8)$$

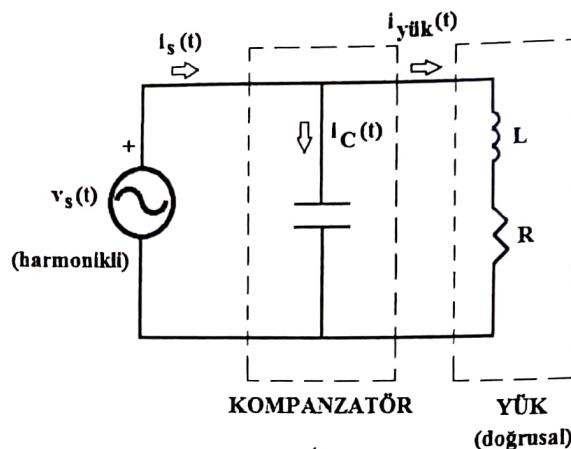
eşitliği kullanılarak hesaplanabilir. Yukarıdaki eşitlikte; **n1**: hem akım hem de gerilimde bulunan harmonikleri, **n2**: akım da olmayıp, sadece gerilimde bulunan harmonikleri, **n3**: gerilimde olmayıp sadece akımda olan harmonikleri temsil etmektedir.

**HARMONİKLERİN YOK EDİLMESİNDE KULLANILAN YÖNTEMLER:**

- 1)** Harmonik kaynağı olan doğrusal olmayan yüke paralel pasif filtre bağlamak.
- 2)** Harmonik kaynağı olan doğrusal olmayan yüke paralel aktif filtre bağlamak.
- 3)** Kontrol sisteminde PWM yönetimi kullanılıyor ise en uygun tetikleme açılarını bulmak ve bu değerlere göre anahtarları tetiklemek.
- 4)** Sistemde transformatör mevcut ise sargılar için en uygun bağlantı şekillerini tercih etmek.
- 5)** Aynı amaca hizmet eden ve fakat daha az harmonik üreten devre (hardware) modellerini tercih etmek.

**HARMONİKLİ DEVRELERDE TEK BİR KAPASİTE KULLANARAK REAKTİF GÜÇ KOMPANZASYONU YAPMAK****1) Kaynak geriliği sinüs formunda değil fakat yük doğrusalken kompanzasyon durumu****Problem**

Aşağıda verilen devrede, kaynak geriliği harmonik içermektedir. Yük olarak ise seri bağlı RL yükü bulunmaktadır. Bu yükün kaynaktan çekeceği reaktif gücün kompanze edecek ve kaynağa paralel olarak bağlanacak C kapasite değerini bulunuz.



### Çözüm

Yük doğrusal (lineer) olduğu için, buna paralel olarak bağlanan yük akımı, kaynak gerilimindeki tüm harmonikleri içerecektir. Eğer kaynak geriliminde doğru bileşen olmadığı kabul edilirse ( $w_1$ : ana harmonik açısal hızı);

$$v_s(t) = \sqrt{2} * \sum_{n=1}^{\infty} V_n * \sin(nw_1 t + \alpha_n)$$

$$i_{yuk}(t) = \sqrt{2} * \sum_{n=1}^{\infty} I_{yuk\_n} * \sin(nw_1 t + \alpha_n - \phi_{yuk\_n})$$

yazılabilir. Kaynağa paralel olarak bağlanan kapasite akımı da, kaynak gerilimi ile aynı harmonikleri içerecektir:

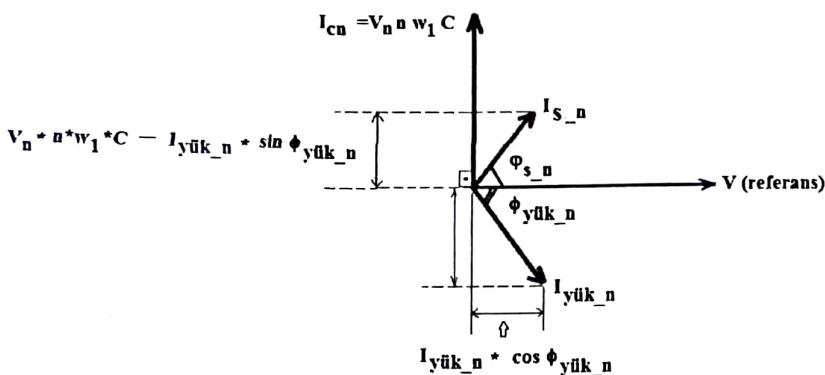
$$i_C(t) = \sqrt{2} * \sum_{n=1}^{\infty} V_n * n * C * w_1 * \sin(nw_1 t + \alpha_n + \pi/2)$$

Devreye K.A.Y uygulanır ise;

$$i_s(t) = i_C(t) + i_{yuk}(t)$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} * \sum_{n=1}^{\infty} I_{yuk\_n} * \sin(nw_1 t + \alpha_n - \phi_{yuk\_n}) + \sqrt{2} * \sum_{n=1}^{\infty} V_n * n * C * w_1 * \sin(nw_1 t + \alpha_n + \pi/2)$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} * \sum_{n=1}^{\infty} I_{s\_n} * \sin(nw_1 t + \alpha_n - \varphi_{s\_n})$$



Yukarıdaki fazör diyagramına kosinüs teoremi uygulanırsa;

$$I_{s\_n}^2 = (V_n * n * w_1 * C)^2 + I_{yuk\_n}^2 + 2 * V_n * I_{yuk\_n} * n * w_1 * C * \sin(\phi_{yuk\_n}) \quad (1)$$

$$\tan \phi_{s\_n} = \frac{V_n * n * w_1 * C - I_{yuk\_n} * \sin \phi_{yuk\_n}}{I_{yuk\_n} * \cos \phi_{yuk\_n}}$$

elde edilir. Kaynak akımı etkin değeri;

$$I_s^2 = \sum_{n=1}^{\infty} I_{s\_n}^2$$

kaynak gerilimi etkin değeri;

$$V^2 = \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2$$

kaynağa ilişkin görünür güç değeri;

$$S_s^2 = V^2 * I_s^2 = (\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2) * (\sum_{n=1}^{\infty} I_{s\_n}^2)$$

tüm sisteme ilişkin güç faktörü;

$$GF = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n * I_{yuk\_n} * \cos \phi_{yuk\_n}}{\sqrt{(\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2) * (\sum_{n=1}^{\infty} I_{s\_n}^2)}} = \frac{P_s}{S_s} \quad (2)$$

olarak elde edilir. Aktif güç değeri  $C'$  değerinden bağımsız olduğundan, (2) eşitliğine göre, GF'yi maksimum yapan değer ( $C$  değeri), görünür gücü minimum yapmalıdır (ki, GF maksimum olsun).

$S_s$  ifadesindeki  $V_n$  değeri,  $C'$ den bağımsızdır. Bu durumda, paydanın minimum olması için,  $I_s$ 'nin minimum olması, dolayısı ile (1) eşitliğinin  $C'$ ye göre türevinin sıfıra eşitlenmesi gerekir (sabit yük için).

$$2I_s * dI_s = 2 * \sum_{n=1}^{\infty} (V_n * n * w_1 * C)^2 - V_n * I_{yuk\_n} * n * w_1 * C * \sin(\phi_{yuk\_n}) * dC$$

$$\frac{dI_s}{dC} = 0; \Rightarrow C_s = \frac{V_n * I_{yuk\_n} * n * \sin(\phi_{yuk\_n})}{w_1 * \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2 * n^2} \quad (3)$$

$C = C_s$  için  $I_s$  akımının minimum olduğu söylenebilir.  $C_s$  değeri (1) eşitliğinde yerine konulursa;

$$\begin{aligned} I_s^2_{min} &= \sum_{n=1}^{\infty} \left[ (V_n * n * w_1 * C)^2 + I_{yuk\_n}^2 - 2 * V_n * I_{yuk\_n} * n * w_1 * C * \sin(\phi_{yuk\_n}) \right] \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \left[ (V_n * n * w_1 * C - I_{yuk\_n} * \sin(\phi_{yuk\_n}))^2 + I_{yuk\_n}^2 * \cos^2(\phi_{yuk\_n}) \right] \end{aligned}$$

elde edilir. Buna göre GF'nin maksimum değeri;

$$GF_{max} = \frac{P}{S_{min}} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n * I_{yuk\_n} * \cos \phi_{yuk\_n}}{\sqrt{\left( \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2 \right) * \left\{ (V_n * n * w_1 * C)^2 + I_{yuk\_n}^2 - 2 * V_n * I_{yuk\_n} * n * w_1 * C * \sin(\phi_{yuk\_n}) \right\}}} \quad (4)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanabilir.

### PROBLEM (sayısal)

Yukarıda verilen devrede kaynak gerilimi;

$$v_s(t) = \sqrt{2} * [200 * \sin(wt) + 200 * \sin(5wt + 30^\circ)] \text{ Volt}$$

olup, yük olarak ise seri bağlı RL yükü ( $R=4$  ohm ve ana harmonik empedans değeri,  $X_L= 10$  ohm) bağlanmıştır. Kaynağa ilişkin GF'yi maksimum yapacak  $C_s$  ve  $GF_{max}$  değerini bulunuz.

### Çözüm

$$V^2 = V_1^2 + V_5^2 = 200^2 + 200^2 \rightarrow V = 283 \text{ V}$$

$$Z_1 = 4 + 10j \Rightarrow |Z_1| = 10.8 \text{ ohm}; \quad \phi_1 = \tan^{-1}(10/4) = 68.2^\circ$$

$$X_5 = 5 * X_1 = 50 \text{ ohm}$$

$$Z_5 = 4 + 5 * 10j \Rightarrow |Z_5| \cong 50 \text{ ohm}; \quad \phi_5 = \tan^{-1}(50/4) = 85.4^\circ$$

Yük akımının anı değeri;

$$i_{yuk}(t) = \sqrt{2} * \left( \frac{200}{10.8} * \sin(wt - 68.2^\circ) + \frac{200}{50} * \sin(5wt - 85.4^\circ) \right) \text{ Amper}$$

yük akımının etkin değeri;

$$I_{yuk}^2 = I_{yuk\_1}^2 + I_{yuk\_5}^2 = 18.52^2 + 4^2 \Rightarrow I_{yuk} = 18.94 \text{ Amper}$$

Kompanzasyon öncesi yükle ilişkin görünür güç değeri;

$$S_{yuk} = V_{yuk} * I_{yuk} = 283 * 18.94 = 5360 \text{ VA}$$

yükle ilişkin aktif güç değeri;

$$\begin{aligned}
 P_{\text{yük}} &= \sum_{n=1}^{\infty} P_{y\ddot{u}k_n} \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{y\ddot{u}k_n} * I_{y\ddot{u}k_n} * \cos \emptyset_{y\ddot{u}k_n} \\
 &= 200 * 18.52 * \cos 68.2^\circ + 200 * 4 * \cos(30^\circ + 85.4^\circ)
 \end{aligned}$$

$$P_{\text{yük}} = 1036.94 \text{ Watt}$$

bulunur. Kompanzasyon öncesi yüke ilişkin GF değeri;

$$GF_{\text{yük}} = \frac{P_{\text{yük}}}{S_{\text{yük}}} = \frac{1036.94}{5360} = 0.192$$

olur. (3) eşitliğinden, optimum kompanzasyon yapacak  $C_s$  değeri;

$$C_s = \frac{200 * 18.52 * 1 * \sin(68.2^\circ) + 200 * 4 * 5 * \sin(30 + 85.4^\circ)}{2 * \pi * 50 * (200^2 * 1^2 + 200^2 * 5^2)} = 22.8 \mu\text{F}$$

$$wC_s = 2\pi f_1 C_s = 0.00718 \Omega^{-1}$$

optimum  $C_s$  kullanılması halinde kaynak akımının minimum değeri;

$$\begin{aligned}
 I_{s\_min}^2 &= (200 * 1 * 0.00718)^2 + 18.52^2 - 2 * 200 * 18.52 * 1 * 0.00718 * \sin(68.2^\circ) + \\
 &\quad (200 * 5 * 0.00718)^2 + 4^2 - 2 * 200 * 4 * 5 * 0.00718 * \sin(85.4^\circ)
 \end{aligned}$$

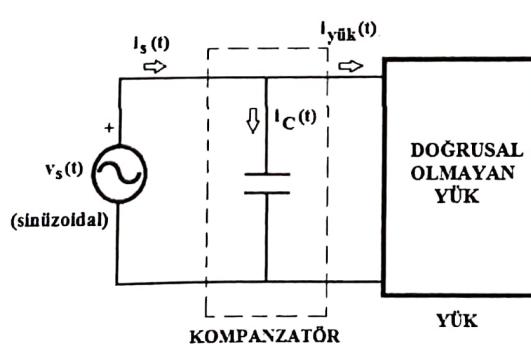
$$I_{s\_min} = 17.44 \text{ Amper}$$

olur. Kompanzasyon sonucu GF değeri;

$$GF_{\text{max}} = \frac{P_{\text{yük}}}{V * I_{s\_min}} = \frac{1036.94}{283 * 17.44} = 0.21$$

olacaktır. Güç faktörünün iyileştirilmesi (power factor improvement) değeri 0.192 den 0.21'e ancak çıkabilmektedir. Bu değer çok küçük görülebilir. Böyle sonuçlara, kaynak geriliminin ana harmonik dışındaki diğer harmoniklerin yüksek değerler aldığı durumlarda karşılaşılır.

## 2) Kaynak gerilimi sinüs formunda fakat yük doğrusal değilken kompanzasyon durumu



**Problem**

Aşağıda verilen devrede, kaynak gerilimi saf sinüs formundadır. Yük olarak ise doğrusal olmayan bir yük kaynağı paralel olarak bağlanmıştır. Bu yükün kaynaktan çekenceği reaktif gücün kompanze edecek ve kaynağa paralel olarak bağlanacak C kapasite değerini bulunuz.

**Çözüm**

$$v_s(t) = \sqrt{2} * V_s * \sin(w_1 t)$$

$$i_C(t) = \frac{\sqrt{2} * V_s}{X_C} * \sin(w_1 t + 90^\circ) = \sqrt{2} * V_s * w * C * \sin(wt + 90^\circ) \text{ Amper}$$

yazılabilir. Kaynağa paralel olarak bağlanan kapasite akımı da, kaynak gerilimi ile aynı harmonikleri içerecektir:

$$i_{\text{yük}}(t) = \sqrt{2} * I_{\text{yük}_1} * \sin(w_1 t - \phi_{\text{yük}_1}) + \sqrt{2} * \sum_{n=2}^{\infty} I_{\text{yük}_n} * \sin(nw_1 t + \phi_{\text{yük}_n}) \text{ Amper}$$

Kapasite uçları arasındaki gerilim saf sinüs formunda olduğundan;

$$i_s(t) = \sqrt{2} * I_{s\_1} * \sin(w_1 t + \phi_{s\_1}) + \sqrt{2} * \sum_{n=2}^{\infty} I_{\text{yük}_n} * \sin(nw_1 t - \phi_{\text{yük}_n}) \text{ Amper}$$

elde edilir. Devreye KAY uygulanır ise;

$$i_s(t) = i_C(t) + i_{\text{yük}}(t)$$

olur. Yukarıdaki denklemin vektörel toplamına (ana harmonik için) kosinus teoremi uygulanır ise;

$$I_{s\_1}^2 = (V_1 * w_1 * C)^2 + I_{\text{yük}_1}^2 - 2 * V_1 * I_{\text{yük}_1} * w_1 * C * \sin(\phi_{\text{yük}_1}) \quad (1)$$

elde edilir. Kaynağa ilişkin GF değerinin tanjant değeri aşağıda hesaplanmıştır:

$$\tan \phi_{s\_1} = \frac{V_1 * w_1 * C - I_{\text{yük}_1} * \sin \phi_{\text{yük}_1}}{I_{\text{yük}_1} * \cos \phi_{\text{yük}_1}} \quad (2)$$

$$I_s^2 = I_{s1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{\text{yük}_n}^2 \quad (\text{Kaynağa ilişkin etkin değerin karesi}) \quad (3)$$

Kaynağa ilişkin GF:

$$GF_s = \frac{P_s}{V * I_s} \quad (4)$$

Kapasitenin kayıpsız olduğu (iç direnç değeri ihmal) kabulü ile;

$$P_{\text{yük}} = P_s = V_s * I_{\text{yük}_1} * \cos \phi_{\text{yük}_1} = V_s * I_{s\_1} * \cos \phi_{s\_1} \quad (5)$$

$P_C = 0$  elde edilir. Kapasite burada saf bir sinüs kaynağı tarafından beslendiğinden dolayı (harmonik yok)  $D_C = 0$  olacaktır.  $P_C = 0$  ve  $D_C = 0$  olduğundan,  $S_C = Q_C$  yazılabilir:

$$Q_C = V_s * I_C = V_s^2 * w_1 * C$$

$P_C = 0$  olduğu için;

$P_s = P_{yük}$  ve  $D_s = D_{yük}$  olacaktır. (4) ve (5) eşitliklerinden;

$$GF_s = \frac{P_s}{V_s * I_s} = \frac{V_s * I_{yük\_1} * \cos \phi_{yük\_1}}{V_s * \sqrt{I_{s\_1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{yük\_n}^2}} \quad (6)$$

elde edilir. (6) ifadesinde yük koluna ilişkin  $I_{yük\_1} * \cos \phi_{yük\_1}$  ve  $I_{yük\_n}$  değerleri sabittir. (6) ifadesinin C'ye göre türevi sıfır eşitlenirse;

$$\frac{dGF_s}{dC} = 0; \Rightarrow C_s = \frac{I_{yük\_1} * \sin(\phi_{yük\_1})}{w_1 * V_s} \quad (7)$$

bulunur. (7) eşitliği  $|Q_C| = |Q_{yük}|$  eşitliğinden de bulunabilirdi ( $|Q_s| = 0$ ). (7) eşitliği (6) eşitliğinde yerine konulursa GF'nin maksimum değeri elde edilir:

$$GF_{\max} = \frac{I_{yük\_1} * \cos \phi_{yük\_1}}{\sqrt{I_{yük\_1}^2 * \cos^2 \phi_{yük\_1} + \sum_{n=2}^{\infty} I_{yük\_n}^2}} = \frac{P_s / V_s}{(P_s / V_s)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{yük\_n}^2} = \frac{P_s}{\sqrt{P_s^2 + D_s^2}} = \frac{P_s}{\sqrt{P_{yük}^2 + D_{yük}^2}}$$

## PROBLEM

$v_s(t) = \sqrt{2} * 200 * \sin(w_1 t)$  değerinde sinüzoidal gerilim kaynağı doğrusal olmayan bir yükü beslemektedir. Yük akımı,  $i_{yük}(t) = \sqrt{2} * [20 * \sin(w_1 t - 45^\circ) + 10 * \sin(2w_1 t + 60^\circ)]$  Amper dir.

Yükle ve kaynağı paralel olarak kompanzasyon amaçlı C değerini bulunuz.

## Çözüm

$$V_s = 200 \text{ V}; I_{yük} = \sqrt{20^2 + 10^2} = 2.36 \text{ Amper}$$

Kompanzasyon öncesi kaynağına ilişkin görünür güç değeri;

$$S_s = V_s * I_s = 200 * 22.36 = 4472 \text{ VA}$$

olur. Aktif güç değeri (diğer harmoniklerin gerilim değerleri bu problemde sıfır olduğundan) ana harmonik güç değerine eşit olacağından dolayı;

$$P_{yük} = P_{yük\_1} = V_s * I_{yük\_1} * \cos \phi_{yük\_1} = 200 * 20 * \cos 45^\circ = 2828 \text{ Watt}$$

olarak bulunur. Kompanzasyon öncesi yükle ilişkin güç faktörü;

$$GF_{yük} = \frac{P_{yük}}{V_s * I_{yük}} = \frac{2828}{4472} = 0.633 \text{ (geri)}$$

olacaktır.

$$Q_{\text{yük}} = V_s * I_{\text{yük}_1} * \sin \phi_{\text{yük}_1} = 200 * 20 * \sin 45^\circ = 2828 \text{ kVAr}$$

$$D_{\text{yük}} = V_s * \sqrt{I_{\text{yük}_1}^2 - I_{\text{yük}_2}^2} = V_s * I_2 = 200 * 10 = 2000 \text{ VA}$$

$$wC_s = \frac{I_{\text{yük}_1} * \sin \phi_{\text{yük}_1}}{V_s} \Rightarrow C_s = \frac{20 * 0.707}{2\pi 50 * 200} = 225 \mu\text{F}$$

$$\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{\text{yük}_n}^2} = I_{\text{yük}_2} = 10 \text{ A}$$

$$GF_{\max} = \frac{P_{\text{yük}}}{\sqrt{P_{\text{yük}}^2 + D_{\text{yük}}^2}} = \frac{P_s}{\sqrt{P_s^2 + D_s^2}} = \frac{2828}{\sqrt{2828^2 + 2000^2}} = 0.816$$

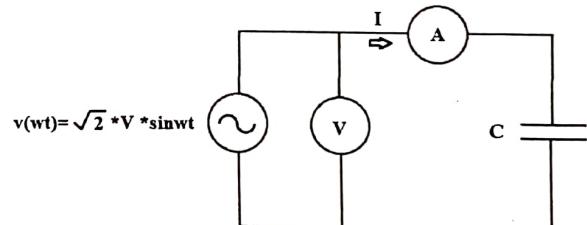
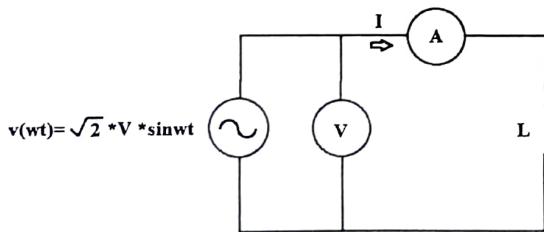
Yukarıdaki sonuca göre;

$$(0.816 - 0.633 = 0.183)$$

yani; %18.3

iyileştirme sağlanmıştır. Son iki problem sonucu karşılaştırıldığında görülecektir ki; kaynak saf sinüs formunda ise GF değerinin bulunabilmesi için yük akımının etkin değeri, yük akımının ana harmonik etkin akım değeri ve ana harmonik akımı açısından bilinmesi yeterlidir.

### ENDÜKTANS VE KAPASİTANS DEĞERLERİNİN ÖLÇÜLMESİNDE HARMONİK ETKİSİ



Eğer yukarıda görülen her iki devrede de gerilim kaynağı saf sinüs formunda gerilim üretiyor ise;

$$X_L = w * L = \frac{V}{I} \Rightarrow L = \frac{V}{w * I} = \frac{V}{2 * \pi * f * I} \quad (1)$$

$$X_C = \frac{1}{w * C} = \frac{V}{I} \Rightarrow C = \frac{I}{w * V} = \frac{I}{2 * \pi * f * V} \quad (2)$$

Yukarıdaki her iki sonuç da (hem L hem de C değeri) yukarıdaki devrelerde ölçü aletleri olan "V" voltmetresi ve "A" ampermetresi kullanılarak bulunan ölçüm sonuçlarıdır.

Ancak, kaynak geriliği harmonik ise, voltmetre ve ampermetre true rms (tüm harmoniklere karşı duyarlı) tipi ölçü aleti ise, (1) ve (2) eşitliklerinden elde edilen L ve C değerleri gerçeğe uygun olmayacağından emin olmak gereklidir. Kaynak geriliği harmonik ise aşağıda hesaplaması verilen "ke" faktörü yardımı ile gerçek L ve C değerleri hesaplanmalıdır (kaynak geriliğinin ortalama bileşeni sıfır ve ancak tek dereceden harmonikler içерdiği kabulü ile):

$$V = (V_1^2 + V_3^2 + V_5^2 + \dots)^{0.5} \quad (3)$$

$$I = (I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + \dots)^{0.5} = ((\frac{V_1}{wL})^2 + (\frac{V_3}{3wL})^2 + (\frac{V_5}{5wL})^2 + \dots)^{0.5} \quad (4)$$

$$\frac{V}{I} = wL * \left[ \frac{V_1^2 + V_3^2 + V_5^2 + \dots}{V_1^2 + \frac{V_3^2}{9} + \frac{V_5^2}{25} + \dots} \right]^{0.5} = wL * \left[ \frac{1 + (\frac{V_3}{V_1})^2 + (\frac{V_5}{V_1})^2 + (\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots}{1 + \frac{1}{9}(\frac{V_3}{V_1})^2 + \frac{1}{25}(\frac{V_5}{V_1})^2 + \frac{1}{49}(\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots} \right]^{0.5} \quad (5)$$

$$L = \frac{V}{wI} * \left[ \frac{1 + \frac{1}{9}(\frac{V_3}{V_1})^2 + \frac{1}{25}(\frac{V_5}{V_1})^2 + \frac{1}{49}(\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots}{1 + (\frac{V_3}{V_1})^2 + (\frac{V_5}{V_1})^2 + (\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots} \right]^{0.5} \quad (6)$$

$k_e$ : düzeltme faktörü

Sonuç olarak, harmonikli bir gerilim kaynağından beslenen ölçüm devresi kullanılarak L self değerinin bulunması işleminde L self değerinin gerçek değerini bulmak için, ölçüm sonunda bulunan ve (1) eşitliği ile verilen L değerinin, (6) eşitliğinde görülen  $k_e$  (düzeltme faktörü ile çarpılması) gereklidir:

$$L = L_{\text{gerçek}} = L_{\text{ölçülen}} * k_e \quad (7)$$

$$L_{\text{ölçülen}} = \frac{V}{w * I} = \frac{V}{2 * \pi * f * I} \quad (8)$$

$$k_e = \left( \frac{1 + \frac{1}{9}(\frac{V_3}{V_1})^2 + \frac{1}{25}(\frac{V_5}{V_1})^2 + \frac{1}{49}(\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots}{1 + (\frac{V_3}{V_1})^2 + (\frac{V_5}{V_1})^2 + (\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots} \right)^{0.5} \quad (9)$$

Benzer işlem C kapasite değeri için yapılması;

$$\frac{V}{I} = \frac{1}{wC} * \left[ \frac{1 + (\frac{V_3}{V_1})^2 + (\frac{V_5}{V_1})^2 + (\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots}{1 + \frac{1}{9}(\frac{V_3}{V_1})^2 + \frac{1}{25}(\frac{V_5}{V_1})^2 + \frac{1}{49}(\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots} \right]^{0.5} \quad (10)$$

$$C = \frac{I}{wV} * \left[ \frac{1 + (\frac{V_3}{V_1})^2 + (\frac{V_5}{V_1})^2 + (\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots}{1 + 9(\frac{V_3}{V_1})^2 + 25(\frac{V_5}{V_1})^2 + 49(\frac{V_7}{V_1})^2 + \dots} \right]^{0.5} \quad (11)$$

$k_e$ : düzeltme faktörü

$$k_e = \left[ \frac{1 + \left(\frac{V_3}{V_1}\right)^2 + \left(\frac{V_5}{V_1}\right)^2 + \left(\frac{V_7}{V_1}\right)^2 + \dots}{1 + 9\left(\frac{V_3}{V_1}\right)^2 + 25\left(\frac{V_5}{V_1}\right)^2 + 49\left(\frac{V_7}{V_1}\right)^2 + \dots} \right]^{0.5} \quad (12)$$

$$C = C_{\text{gerçek}} = C_{\text{ölçülen}} * k_e \quad (13)$$

$$C_{\text{ölçülen}} = \frac{I}{w * V} = \frac{I}{2 * \pi * f * V} \quad (14)$$

elde edilir.

### TRANSFORMATÖR "K" FAKTÖRÜ

Transformatör K faktörü, nominal güç değeri 500 kVA'nın altında kalan transformatörler için tanımlanmıştır. Bu büyülük, harmonik akım ile yüklenen bir transformatörün, yüklenme kapasitesindeki azalma miktarını hesaplamak için kullanılır. Doğrusal olmayan yükü besleyen bir transformatör için K faktörü;

$$K = \sum_{n=1}^{\infty} \left( n * \frac{I_n}{I} \right)^2 = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} (n * I_n)^2}{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (1)$$

formülü ile hesaplanır. (1) eşitliği yerine;

$$K = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} (n * I_n)^2}{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} (n * I_n)^2}{I^2} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \left( n * \frac{I_n}{I_1} \right)^2}{\left( \frac{I}{I_1} \right)^2} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \left( n * \frac{I_n}{I_1} \right)^2}{1 + THD_I^2} \quad (2)$$

eşitliği de kullanılır. (2) eşitliğinde kullanılan THD<sub>I</sub> (toplam harmonik distorsyon, akım için);

$$THD_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} / I_1 \quad (3)$$

ve gerilim için;

$$THD_V = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} / V_1 \quad (4)$$

olur. Harmonik bir akım ile yüklenen standart bir transformatörün nominal değerindeki "güç azalması";

$$D = \frac{1.15}{1 + 0.15 * K} \quad (5)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanır. D ile, transformatörün gücündeki azalma tanımlanmaktadır. Bu tanım kullanılarak, harmonik bir akım ile yüklenen bir transformatörün **verebileceği en büyük güç değeri**;

$$S_h = D * S_n \quad (6)$$

ifadesi ile hesaplanabilir. (6) ifadesinde kullanılan  $S_n$  transformatörün nominal güç değeridir.

Bir gerilim (V) veya akım (I) etkin değeri (3) ve (4) eşitlikleri kullanılarak da hesaplanabilir:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \Rightarrow I = I_1 * \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2} \quad (7)$$

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \Rightarrow V = V_1 * \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \quad (8)$$

Yukarıdaki tanımlamaları kullanarak da, güç faktörü hesaplanabilir:

$$GF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V * I} = \frac{P}{V_1 * I_1 * \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} * \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (9)$$

**Not:** Harmonik akım durumunda, güç faktörü, distorsyon faktörü (DF) cinsinden hesaplanabilir:

$$GF = \cos \varphi_1 * DF \quad (10)$$

Yukarıdaki ifadede  $\varphi_1$ ; gerilimin ana harmonik açısı ile akımın ana harmonik açısı arasındaki faz farkını göstermektedir.

$$DF = \frac{I_1}{I} \quad (\text{distorsyon faktörü}) \quad (11)$$

**Not:**  $DF_i = I_i / I$  (akıma ilişkin distorsyon faktörü)

DF (distorsyon faktörü) değeri ile THD (toplam harmonik distorsyon) değeri birbirlerinden farklı iki tanımdır. THD ile DF arasında şu ilişki bulunmaktadır:

$$THD = \sqrt{(1/DF)^2 - 1}$$



## STANDARTLAR

1. IEC 6164, First Edition (1997-09), "Industrial AC networks affected by harmonics - Application of filters and shunt capacitors".
2. IEEE Std. 519-1992, IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems.
3. IEC 60050 (161) 1990: International electrotechnical vocabulary – Electromagnetic Compatibility (EMC).
4. IEC 61000-4-30 (2003-02): Electromagnetic compatibility (EMC): Testing and measurement techniques – Power quality measurement methods.
5. IEC 61000-2-2 (2002-03): Electromagnetic compatibility (EMC) – Compatibility levels for low frequency conducted disturbances and signalling in low voltage power supply systems.
6. IEC 61000-2-4 (2002-06): Electromagnetic compatibility (EMC): Environment – Compatibility levels in industrial plants for low frequency conducted disturbances.
7. IEC 1000-3-6 (1996-10): Electromagnetic compatibility (EMC): Part 3: Limits – Assessment of emission limits for distorting loads in MV and HV power systems.
8. IEC 1000-3-7 (1996-10): Electromagnetic compatibility (EMC): Part 3: Limits – Assessment of emission limits for fluctuating loads in MV and HV power systems.
9. TEK (Haziran 1992), "Bozucu etki yaratan müşterilerin uymak zorunda olduğu kurallar".



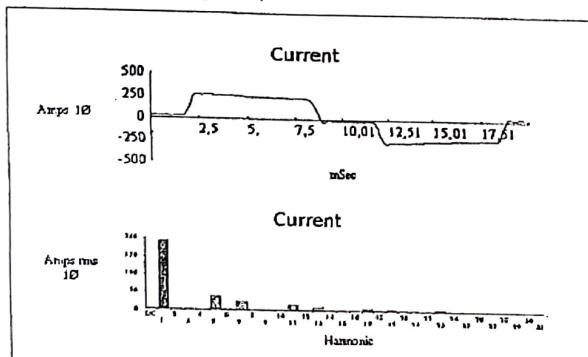
## EK 1

## FABRİKA SAHASINDA YAPILAN ÖLÇÜM ÖRNEKLERİ

**THD (Total Harmonic Distortion-Toplam Harmonik Bozunum):** Şebeke akımı veya geriliminde, harmoniklerden kaynaklanan bozunumun oransını gösteren degerdir. THD yüzde olarak ifade edilir. İdeal bir sinus dalgasının THD değeri % 0'dır.

Ziyaret günü fabrikadaki değişik noktalarda yapılan ölçüm sonuçları aşağıda verilmiştir:

- Yüksek frekans ünitesinin beslendiği 6 no'lu transformatörün (1000 kVA-34.5/0.4 kV Palet Trf) 400 V tarafından yapılan ölçümeler:



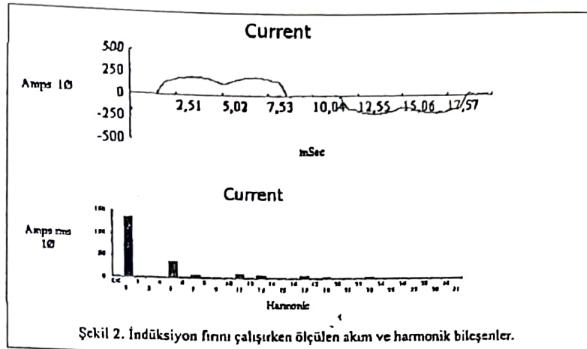
Şekil 1. Yüksek frekans ünitesi çalışırken ölçülen akım ve harmonik bileşenler.

## Single Phase Readings - 03.31.03 17:17:10

	Current
RMS (A)	203,6
Peak (A)	283,0
DC Offset	-1,1
Crest	1,39
THD Rms (%)	26,44
THD Fund (%)	27,42
HRMS (A)	53,8



- İndüksiyon fırının beslediği 18 No'lu transformatörün (800 kVA-6.3/0.4 kV Dök Trf) 400 V V taraflarından yapılan ölçümler:



Single Phase Readings - 03.31.03 17:21:17

	Current
RMS (A)	146,0
Peak (A)	205,6
DC Offset	-0,1
Crest	1,41
THD Rms (%)	28,84
THD Fund (%)	30,12
HRMS (A)	41,9

Çoğunlukla, 5. ve 7. harmonikler ile karşılaşılır (6 darbelli doğrultucu nedeni ile). 11. ve 13. harmonik nadiren görülür (12 darbelli doğrultucu). Çift harmonikler ise bazen tekstil makineleri içeren tesislerde görülür.

#### Kısaltmalar:

- RMS : Etken değer  
 Peak : Tepke değer  
 Crest : (tepe değerin etken (rms) değerine oranı)  
 THD Rms : Bozunumun akım veya gerilimin etken (rms) değeri cinsinden ifadesi  
 THD Fund : Bozunumun akım veya gerilimin 50 Hz ana bileşen cinsinden ifadesi  
 HRMS : Harmonik bileşenlerinin rms değerlerinin toplamı

## FİLTRELER

### Filtrenin görevi

Filtrenin amacı (ana harmonik dışında kalan) bir ya da daha fazla frekanstaki akım ya da gerilimlerin etkisini, diğer bir ifade ile harmonik seviyesini azaltmak veya yok etmektedir. Genel olarak filtre, tüm harmoniklerden ziyade, etkin olduğu düşünülen harmonikler için tasarlanırlar. Harmonik filtreleri; **a)** Harmonik üreten bir cihazdan beslenen yükün gerilim dalga şeklini düzeltmek, **b)** Alternatif akım sistemine girecek istenmeyen harmonikleri szmek, **c)** Radyo frekans girişimlerini engellemek gibi amaçlar için tasarlanırlar.

### Filtre çeşitleri

- a)** Direnç, kapasite ve endüktans gibi pasif elemanları içeren **pasif filtreler**.
- b)** Harmonikli akım ya da gerilim dalga şeklini her t anı için kontrol edip, akım ya da gerilimin sinüs formundan uzaklaştiği t anlarında, devreye ilave gerilim ya da akım enjekte ederek, dalga şeklindeki bozulmayı engelleyen **aktif filtreler**.

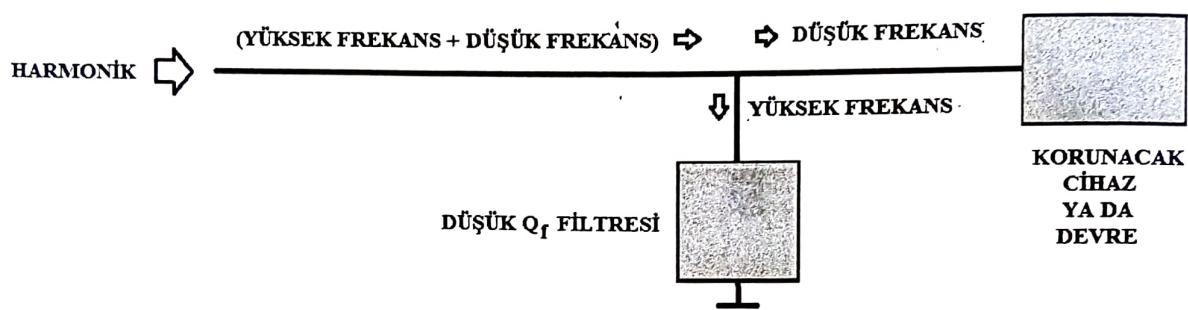
## PASİF FİLTRELER

Pasif filtrede amaç, yok edilmesi istenen harmonik bileşen frekansında filtre devresini rezonansa sokacak L ve C değerlerini hesaplamaktır. Bu işlem, her bir (istenmeyen) frekans için ayrı ayrı yapılabildiği gibi, birden çok harmonik için veya belirli bir frekans bant aralığı için de yapılabilir.

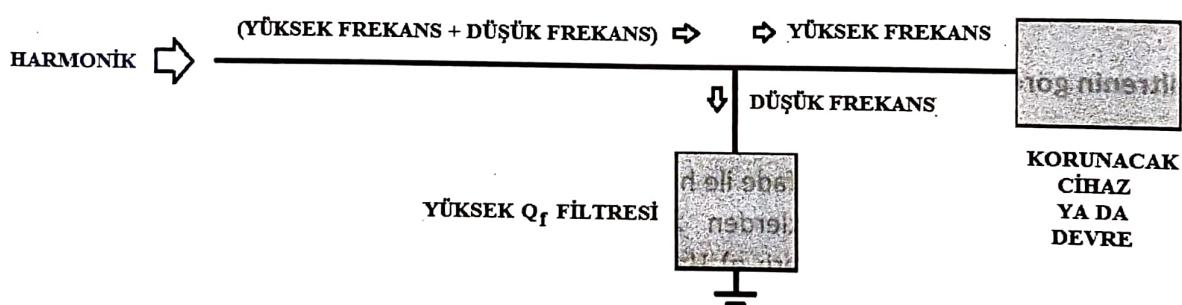
Pasif filtre tasarımda  $Q_f$  adı verilen "kalite faktörü" kullanılır. Bu değer filtre tasarımda oldukça önemli bir parametredir.  $Q_f$  değeri ile oynanarak frekans ayarının keskinliği ayarlanır.

Düşük frekanstaki harmonikleri elimine etmek için, filtre devresinin tasarımda, yüksek  $Q_f$  (kalite faktörü) değeri kullanılır. Yüksek frekanstaki harmonikleri elimine etmek için, filtre devresinin tasarımda düşük  $Q_f$  (kalite faktörü) değeri kullanılır. Yüksek  $Q_f$  değeri  $30 < Q_f < 60$  aralığında değişirken, düşük  $Q_f$  değeri ise  $0.5 < Q_f < 5$  aralığında değişir.

Yüksek  $Q_f$  filtreleri düşük frekanslı harmoniklerin, korunan cihaza girmesini engellemek için kullanılırken, düşük  $Q_f$  filtreleri yüksek frekanslı harmoniklerin, korunan cihaza girmesini engellemede kullanılır. Düşük  $Q_f$  filtreleri sönümlü filtre olarak tasarlanır ve yüksek geçiren filtrelerdir. Düşük  $Q_f$  filtreleri, geniş bir frekans aralığında düşük empedansa sahiptir.



Şekil. Düşük  $Q_f$  filtresinin çalışma mantığı (Paralel filtre)



Şekil. Yüksek  $Q_f$  filtresinin çalışma mantığı (Paralel filtre)

Yüksek  $Q_f$  filtreleri, 3., 5., 7. harmonik gibi düşük frekansları elimine etmek için kullanılırlar ve değeri aşağıdaki formül ile hesaplanır:

$$Q_f = \frac{X}{R} \quad (1)$$

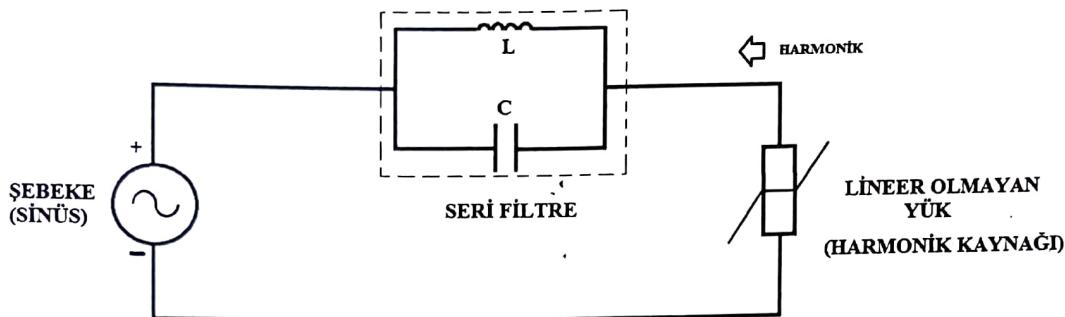
(1) eşitliğinde görülen  $X$ ; filtrenin rezonans frekansındaki (kapasite ya da selfin) reaktans değeri,  $R$  ise filtrenin direnç değerini gösterir. Filtre tasarımında en başta  $Q_f$  değeri bilinir ( $Q_f$  tasarımcı tarafından belirlenir. Bu değeri belirlerken, maliyet unsuru öne çıkacaktır).

**Düşük  $Q_f$  filtrelerinde  $Q_f$  kalite faktörünün tanımı aşağıdaki gibi verilir:**

$$Q_f = \frac{R}{X} \quad (2)$$

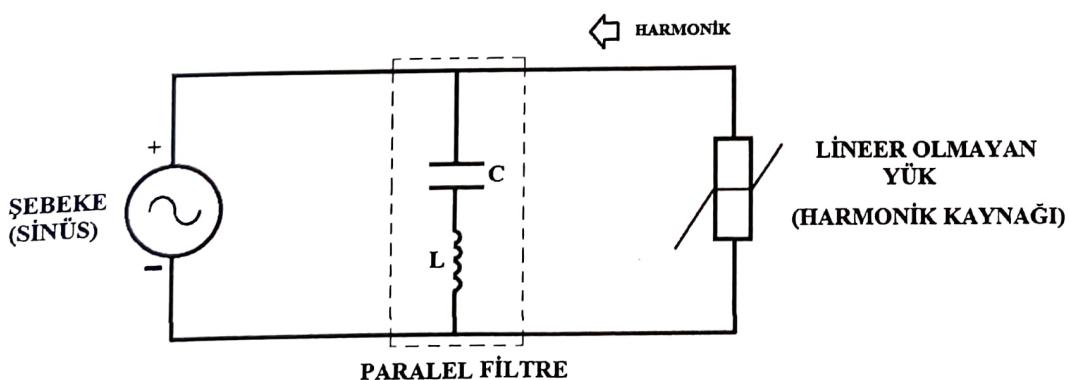
## PASİF FİLTRELERİN DEVRELERE BAĞLANMA ŞEKİLLERİ

Pasif filtreler devreye seri ya da paralel olarak bağlanırlar. Eğer ana koldan akan akımın içinde istenmeyen harmonikler mevcut ise, seri滤re öyle bir şekilde tasarlanır ki, istenmeyen frekanslarda滤re bu harmoniklere yüksek degerde empedans tepkisi gösterir. **Seri filtreler**, kaynak ile cihaz arasına seri olarak bağlanırlar. Aşağıda bu bağlantı biçimi görülmektedir.



**Şekil. Seri滤re bağlantı şeması**

Paralel滤redeki tasarım mantığı, seri滤reden farklıdır. Paralel滤relerde, ana koldan akan akım içeriğinde bulunan istenmeyen harmoniği, bu harmonik frekansında düşük empedans gösteren paralel滤re devresi üzerinden toprağa (ve oradan da harmonik kaynağın geri döndürülerek) akıtarak, şebekeye ulaşmasını engellerler. Şu gerçek asla unutulmamalıdır: **Paralel滤reler istenmeyen harmonikleri yok etmez, yalnızca bunların şebekeye gitmesini engeller**. Paralel滤reler, istenmeyen harmoniklerin, harmonik kaynağı ile滤re arasında dolaşmasını temin eder. Paralel滤reler tasarlanırken (piyasada) iki amacı gözterek tasarlanırlar. Bunlardan bir tanesi, yukarıda açıklanan hedefe ulaşmak (yani, arzu edilmeyen frekansların şebekeye ulaşmasını engellemek), diğer ise şebekenin ana harmonik frekansında, müşterinin **reaktif güç kompansasyonunu yapmaktadır**. Bu konu çok önemli bir piyasa uygulaması olduğundan, bununla ilgili problem çözümü llerleyen sayfalarda yapılmıştır.



**Şekil. Paralel滤re bağlantı şeması**

Tek tek veya "birleştirilmiş seri veya paralel滤reler" her harmonik frekansı için ayrı bir滤re devresi gerektirdiği için müşteri açısından maliyet sorunu ortaya çıkarırlar. Paralel (şönt)滤re kullanımının en büyük sıkıntısı ise bağlılığı "güç sistemi" ile **rezonansa girme** ihtiyalidir. Bu olayda, filtreyi meydana getiren elemanlardan birisi, mevcut şebeke (tesis) içinde yer alan bir başka eleman ile rezonansa girerek, rezonans frekansında, tesis içinde, aşırı akım ve/veya

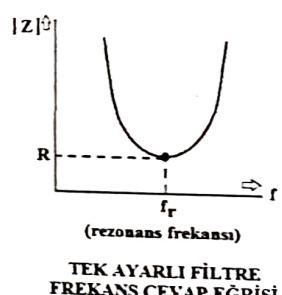
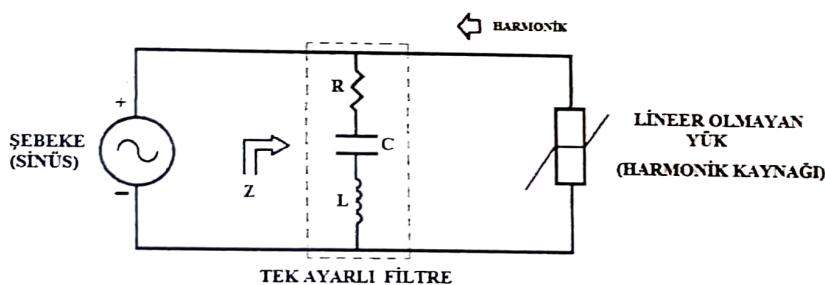
gerilim oluşmasına neden olabilirler. Bunun sonucu olarak tesis içinde ciddi zararlar ortaya çıkabilir. Bu tür bir tehlikeyi önlemek için (filtre sisteme bağlanmadan önce) mevcut tesis içinde harmonik analizi yapılmalıdır. Sisteme daha sonra ilave edilecek yeni elemanların durumu da göz önüne alınarak, harmonik analizinin yenilenmesi gereklidir.

### PARALEL (ŞÖNT) FİLTRELERİN GRUPLANDIRILMASI

Paralel filtreler 3 ana başlık altında incelenebilir. 1) Tek ayarlı filtreler, 2) Çift ayarlı filtreler, 3) Sönümlü filtreler.

#### TEK AYARLI FİLTRE

Bu tip filtreler düşük empedans (ya da kısa devre) oluşturarak istenmeyen harmoniklerin toprağa ve oradan da harmonik kaynağına geri dönmesi işlemini gerçekleştirirler. Amaç, istenmeyen harmoniklerin şebekeye girişini engellemektir. Bu amaç için yapılan tek ayarlı filtre, bu işlemi, istenmeyen harmoniklerden (yani sadece bir adet frekans için) ancak **bir tanesi için** yerine getirecek şekilde dizayn edilir. Tek ayarlı filtre, seri bağlı R, L ve C elemanlarından meydana gelir. Bu üç elemanın değeri belirlenirken **a)** Elimine edilmesi gereken harmonik frekansı, **b)**  $Q_f = \frac{X}{R}$  kalite faktörü, **c)** Sistemin şebekeden alıp-verdiği (ana harmonik) reaktif güç değeri bilgilerine ihtiyaç duyulur.



Yukarıda verilen tek ayarlı filtrenin  $f_r$  rezonans frekansındaki empedansi;

$$Z_r = R + j\left(2 * \pi * f_r * L - \frac{1}{2 * \pi * f_r * C}\right);$$

olarak hesaplanır. Devreye ilişkin diğer parametre hesaplamaları aşağıda verilmiştir:

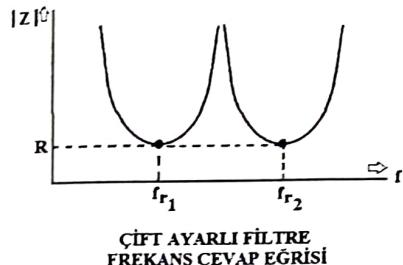
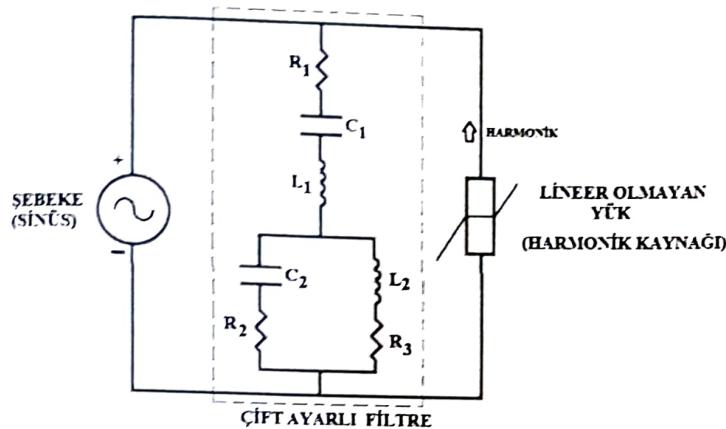
$$w_n = 2 * \pi * f_n = \frac{1}{\sqrt{L * C}}$$

$$C = \frac{1}{w_n * X} = \frac{1}{w_n * R * Q_f}; \quad L = \frac{X}{w_n} = \frac{R * Q_f}{w_n}$$

Yukarıda verilen frekans cevap eğrisinde de görüldüğü gibi, rezonans frekansında, filtre empedansı sahip olabileceği en düşük empedans değerine düşerek, akım için filtre, en düşük empedansa sahip bir yol olmaktadır.

### ÇİFT AYARLI FİLTRE

Bu tip filtreler, iki ayrı frekansa sahip olup, ayarlandıkları bu frekanslarda düşük empedans göstererek, bu frekanslardaki harmoniklerin şebekeye basılması engeller.

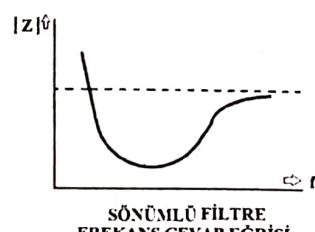
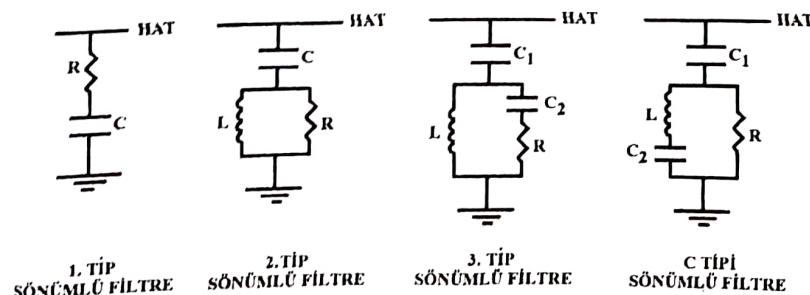


Tek ayarlı filter ile karşılaştırıldığında, çift ayarlı filter temel (ana) harmonik için aktif güç kaybı daha azdır. Bundan başka endüktansların sayısının ayarlanması ile, yüksek gerilimlerde, bütün darbe gerilimleri denetim altına alınabilir.

### SÖNÜMLÜ FİLTRE

Yüksek mertebeden harmoniklerin toprağa aktarılmasında, tek bir filter kullanarak, belirli bir frekans değerinden sonra empedansı düşük değerler gösteren filterlerin kullanımı uygun olmaktadır. Sönümlü filterler yüksek dereceli harmonik bileşenlerini (örnek olarak 15. harmonik ve üzerindeki harmonikleri)filtrelemek için kullanıldığından, bu filterler yüksek geçen filter olarak adlandırılır. Sönümlü filterler, yüksek frekanslara düşük empedans göstererek, toprağa (oradan da lineer olmayan yüke geri) dönmelerini temin eder. Şebekeye girmelerine müsaade etmez. Aynı zamanda, sönümli filterler düşük frekanslı harmoniklere yüksek empedans göstererek toprağa akmalarına engel olur ve sistem içinde kalmalarını sağlar.

Sönümlü filterlerin  $Q_f = \frac{R}{X}$  kalite faktörü  $0.5 < Q_f < 5$  aralığında değişir (düşük  $Q_f$ ). Bu filterlerin, genel olarak ayarlandıkları frekans değeri rezonans frekansından düşük bir değerde olur. Örneğin rezonans frekansı 11 Hz ise 10.7 Hz, 15 Hz ise 14.6 Hz seçilir. Bundan amaç ise, ana harmonik katları olan frekanslarda köşe frekansı oluşturup, akımda ani ve büyük zıplamalar üretmemektir. Aşağıda çeşitli tiplerdeki "sönümlü filter" devreleri verilmiştir.



Birinci dereceden (1. tip) sönümlü filtreler, temel frekansta aşırı kayıplara neden olup, bunu önlemek için büyük değerde kapasitelere ihtiyaç duyulacağından, piyasada yaygın olarak pek kullanılmazlar. İkinci dereceden filtreler (2. tip), birinci tip filtreye göre daha yüksek performans gösterirler. Üçüncü dereceden filtreler ise kayıp açısından 2. tip filtreden daha da iyi performansa sahiptir. C tipi sönümlü filtre ise 2. ve 3. tip sönümlü filtre performansının arasında bir performansa sahiptir. Bu tipfiltrede, ana harmonik frekansında aktif kayıplar çok daha azdır. Düşük dereceden harmonikleri elimine etmek için sönümlü filtre kullanmak ekonomik bir yöntem değildir.

### FİLTRE TASARIMINDA DİKKAT EDİLMESİ GEREKEN NOKTALAR

- 1) Ana harmonik frekansında reaktif güç gereksinimleri ve harmonik akımlarının nominal değerlerini esas alan bir kondansatör nominal değerinin belirlenmesi.
- 2) Sistem ve filtre arasındaki ters etkileşimin kontrol edilmesi.
- 3) Filtre ve sistem admitanslarının kararlı olduğu durumlarda, her harmonik frekansı için minimum toplam eşdeğer empedans hesaplanması ve böylece gerilim distorsyonunun minimum olması.
- 4) Filtrenin harmonik oluşturan yüklerle en yakın noktalara olacak şekilde konumlandırılması.

Buraya kadar anlatılan filtre türleri "pasif filtre" kavramı içinde değerlendirilmelidir. Günümüzde, güç elektroniği elemanlarının geldiği güç seviyesi ve açma kapama hızı (diğer bir ifade ile anahtarlama frekansları) göz önüne alındığında, "aktif filtre" alt yapısı için ciddi bir fırsat yakalandığı söylenebilir. Aktif filtrenin pasif filtreden en önemli üstünlüğü, şebekeye için ayrıca bir tasarıma ihtiyaç duymamasıdır. Bu nedenle, aktif filtreler günümüzde kullanımı oldukça yaygınlaşmış ve pasif filtre ile ciddi olarak rekabet eder hale gelmemiştir.

Bilindiği gibi pasif filtreler, sistemin mevcut hali için tasarlanırlar. Sisteme yapılan bir eleman ihtiyacı karşılayamayabilir. Bu ek harmonik için yeni bir pasif filtreye ihtiyaç duyulabilir. Oysa, birden çok harmoniği ortadan kaldırabilmesi en büyük üstünlüğündür. Ek harmonikler için yeniden bir yatırıma ihtiyaç olmaz. Aktif filtre ile ilgili olarak ileride daha detaylı açıklamalar yapılacaktır.

### ÖNEMLİ BİR AÇIKLAMA

Günümüzde kompanzasyon mantığı oldukça değişmiştir. Artık kompanzasyon denildiğinde, fazlardaki dengesizliğin giderilmesi, reaktif güç kompanzasyonu ve dalga şeklindeki bozulmanın giderilmesini içeren 3'lü konsept akla gelmektedir. Her üç amaca ulaşmak için güç elektroniği eleman ve devrelerinin kullanılması ise şarttır.

### PASİF FİLTRE TASARIMI

Her tesis için ayrı bir filtre tasarımını yapılır. Bu tasarım için akım kaynağı, filtre admitansı ve sistem admitansı iyice incelenmelidir. Aşağıdaki bilgiler bir filtre admitansı için önemlidir:

- 1) Doğrusal olmayan yük tarafından çekilen akımın harmonik analizi
- 2) Yönetmelikler tarafından belirlenen THD (toplam harmonik distorsiyon) değeri
- 3) Tesisin ihtiyaç duyduğu reaktif güç değeri
- 4) Tesis içinde (varsayımsa) diğer harmonik bilgileri
- 5) Tesis ve şebeke arasındaki empedans ilişkisi (incelenen harmonik değerleri için)
- 6) Filtrenin çalışma değerleri (frekans, sıcaklık, gerilim, nem, vb.)

Filtrenin reaktif güç değeri denilince, ana harmonik tarafından (filtrenin ihtiyacı olan) reaktif güç değeri anlaşılmalıdır.

Bir tesis içindeki filtre tasarlanırken, genellikle, düşük frekanstaki (ana harmoniye yakın) harmoniklerin elimine edilmesi amacıyla, her bir harmonik için ayrı ayrı tek ayarlı filtre tasarlanır. Harmonik frekans değeri arttıkça, (maliyeti azaltmak için) her bir harmonik için ayrı bir filtre tasarlamak yerine, belirli frekans değerinden sonraki tüm harmonik değerleri için yüksek geçiren tek bir (sönümlü) filtre tasarlanır.

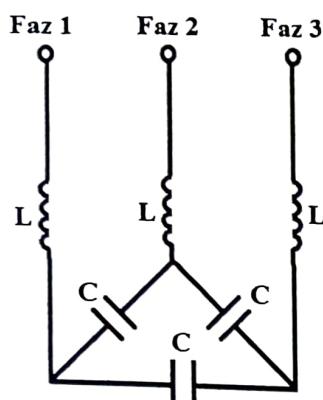
Tasarımda mali olarak değerlendirme yapılırken tek ayarlı filtrelerde kullanılan kondansatör kapasitans değerinin büyük olabileceği göz önüne alınmalıdır. Harmonik frekans değeri arttıkça, tek ayarlı filtre yerine, yüksek frekanslı tüm harmoniklerin üzerinde etkili olan bant geçen bir filtre kullanılması daha uygun olacaktır. 3., 5. ve 7. harmonik gibi düşük frekans değerli harmoniklerin eliminasyonu için her biri için **ayrı filtre kullanılması**, filtre işleminin verimliliği açısından elzemdir.

**ÖNEMLİ BİR HATIRLATMA:** Filtrenin yerleştirildiği sistemi besleyen kaynağın empedansı ile filtre empedansı arasında bir etkileşim her zaman mümkündür. Bu durum aşırı harmonik akım ve gerilim değerlerine neden olacağından çok tehliklidir. Bu nedenle filtrenin sistem empedansı ile etkileşime girdiği bu frekans değerinin mutlaka **kontrol edilmesi** gereklidir. Bu frekans değeri;

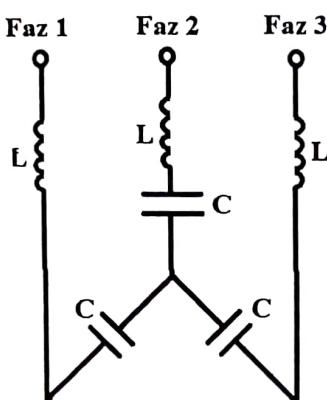
$$f = \frac{1}{2 * \pi} * \frac{1}{\sqrt{(L_s + L) * C}} ; \quad L_s : \text{tesisi besleyen kaynağın self değeri}, \quad L \text{ ve } C \text{ filtre değerleri}$$

### TEK AYARLI FİLTRE TASARIMI

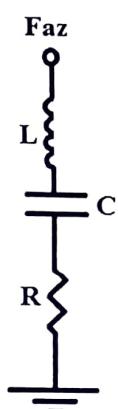
Üç fazlı tesis içinde, her bir fazda aynı harmonikler mevcut ise, aşağıda gösterilen "üçgen" ya da "yıldız" filtre tipleri kullanılır. Eğer tesis bir fazlı ise, ya da her bir fazda farklı harmonikler söz konusu ise her bir faz ile toprak arasına aşağıda gösterilen "tek fazlı tek ayarlı filtre" bağlanmalıdır.



a) Üçgen bağlı



b) Yıldız bağlı



c) Tek fazlı tek ayarlı filtre

Yukarıdaki şekilde c şıklıkta verilen tek ayarlı filtrenin eşdeğer empedansı;

$$Z = R + j(w * L - \frac{1}{w * C}) \quad (1)$$

olur. Filtre,  $Z$  empedansının **sanal kısmını** (elimine edilmesi istenen frekans değerinde) **sıfır yapan**  $L$  ve  $C$  değerine göre dizayn edilir. Bu durumda  $Z'$  in değeri ( $Z$ 'in minimum değeri olan)  $R$  değerine eşit olur.  $Z'$  in rezonans frekansı ise aşağıdaki formül ile hesaplanır:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2)$$

(2) eşitliği,  $X_L = X_C$  eşitliğinden elde edilir. Daha önce de bahsedildiği gibi, rezonans olayı harmonik bileşenlerin birinde veya bu harmonik bileşenlere yakın değerlerde meydana gelirse, harmonik akım veya gerilim değerleri aşırı değerlere ulaşır (tehlikeli bir durum). Bu nedenle filtrenin rezonans frekansı (piyasa uygulamalarında) biraz kaydırılır. Bu değer bulunurken, rezonans frekansının %3 ile %10 arasında kalan bir değer seçilir. Örneğin, tesis içinde 5. harmonik eliminme edilmek isteniyor ise, 250 Hz frekansı yerine 225 Hz ile 242 Hz arasında bir değer seçilir. Dikkat edilirse, gerek 225 gerekse 242 sayıları, 250'nin altında kalan sayılardır (piyasada genel olarak 210 Hz seçilir). Piyasada, 5. harmonik için,filtre rezonans frekansının 250 Hz'nin üstünde değil de altında bir değer seçilmesinin ana nedeni, filtrenin **kapasitesinin, zaman içinde** (nem, sıcaklık, basınç vb. nedenlerden dolayı) **değer değiştirmesidir**. Bu durumda  $f_r$  değeri artmakta ve filtrenin (aşırı akım veya gerilime neden olacak) rezonans frekansına yaklaşmaktadır.

### TEK AYARLI FILTRENİN ADIM ADIM TASARIMI

**1)** Daha önce de bahsedildiği gibi, filtreler aynı zamanda, tesisin (ana harmonik frekans değerinde)  $Q_C$  reaktif güç kompanzasyonu için de kullanılırlar. Bu nedenle filtrenin **zaman içinde** (nem, sıcaklık, basınç vb. nedenlerden dolayı) **değer değiştirmesidir**.

$$Q_C = w * C * V^2; \quad w = 2 * \pi * f; \quad f = \text{ana harmonik frekansı (ör: 50 hz)}$$

ifadesinden faydalananarak hesaplanır.  $Q_C$ : kompanzatörün faz başına reaktif güç değeri,  $V$ : filtrenin her iki ucu arasındaki faz-nötr etkin gerilim değeridir. Her iki büyüklük de, ana

harmonik frekansı için geçerli değerlerdir. Tesisin faz başına ihtiyaç duyduğu reaktif güç değeri ( $Q_C$ ) bilindiğinden, filtre C değeri, kolaylıkla yukarıdaki formül yardımı ile hesaplanır.

**2)** Filtre, genel olarak, birden çok sayıda harmonik eliminasyonu için tasarlandığından, filtre içinde birden çok sayıda tek ayarlı filtre kullanılacağı kesindir. Her bir filtre kolu içinde bir C değeri olacağı için,filtredeki kol sayısına "k" denilirse, 1. adımda elde edilen C değeri k sayısına bölünerek, her bir kol içindeki C değeri ( $C_k$ ) hesaplanır:

$$C_k = C/k$$

(Not: paralel bağlı C'lerin eşdeğerinin bunların toplamına eşit olduğu hatırlansın)

**3)** Filtrin ayar keskinliği  $Q_f$  kalite faktörü ile belirlendiğinden, tasarıma başlamadan önce  $Q_f$  değeri bilinir. Eğer, yüksek  $Q_f$  değerine sahip bir filtre tasarlanyor ise;

$$Q_f = \frac{\sqrt{L * C_k}}{R} = \frac{X_{C_k}}{R} = \frac{1/(2 * \pi * f_r * C_k)}{R} \quad (3)$$

eşitliğinden filtreye ilişkin R direnç değeri hesaplanır.

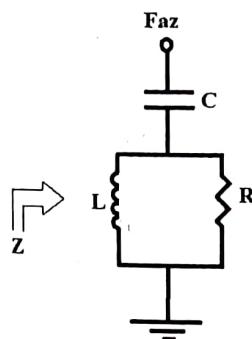
$$4) X_{C_k} = X_L \Rightarrow \frac{1}{2 * \pi * f_r * C_k} = 2 * \pi * f_r * L$$

eşitliğinden filtre L değeri hesaplanır.

**5)** 4. adım dahil tüm adımlar ana harmonik frekansına en yakın olan (ör: 3. harmonik) frekans için yapılır. Şimdi sırada elimine edilmesi gereken diğer frekanslara göre tasarlanacak filtre kolları vardır. Bunun için ise yukarıda yapılan hesaplamlarda 3 yerine 5 ya da 7 yazılarak, diğer filtre kollarına ilişkin L ve R değerleri hesaplanır ( $L_3, L_5, L_7, \dots$  ve  $R_3, R_5, R_7, \dots$ ). Tüm kollardaki C değerlerinin **birbirine eşit** ve  $C_k$  değerinde olduğu asla unutulmamalıdır. Yani; ( $C_k = C_3 = C_5 = C_7$  olacaktır (tek ayar filtre için)).

### SÖNÜMLÜ FİLTRE TASARIMI

Sönümlü filtre, belirli bir köşe frekansının üzerinde düşük empedans göstermektedir. Yüksek geçen filtre, köşe frekansının üzerindeki tüm harmoniklerin önemli bir bölümünü şöntleyerek, şebekeye değil toprak üzerinden harmonik kaynağına geri yollayacaktır. Sönümlü filtrenin köşe frekansı, elimine edilmesi istenen frekans bandının en düşük frekans değerine ayarlanmıştır. İkinci dereceden sökümlü filtreler, yüksek geçen filtreler arasında uygulanması en kolay filtre olup, iyi bir filtreleme görevi yapar. Bu nedenle burada ikinci dereceden sökümlü filtre tasarımları anlatılacaktır. Aşağıda bu filtre devresi verilmiştir:



İkinci dereceden sökümlü filtre

İkinci dereceden sökümlü bir filtrenin Z empedansı aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$Z = \frac{1}{j * w_r * C_k} + \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j * w_r * L} \right)^{-1} \text{ ohm}$$

Filtrenin rezonans frekansı ise  $X_L = X_{Cr}$  eşitliğinden devrenin rezonans frekansı;

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

eşitliği ile hesaplanır. Sökümlü filtrelerde düşük değerli  $Q_f$  filtresi kullanıldığından;

$$Q_f = R/X$$

eşitliği geçerlidir. Dikkat edilirse bu formül yüksek  $Q_f$  formülünün tersidir. Düşük  $Q_f$  değeri piyasada;

$$0.5 < Q_f < 5$$

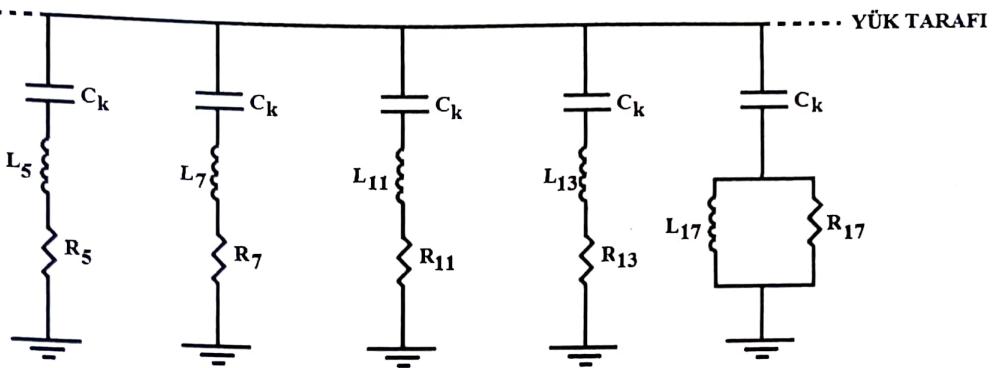
arasında değerler alır.

## PROBLEM

Faz arası gerilimi 200 kV olan, 3 fazlı bir tesiste, 70 MW gücünde, 3 fazlı tam dalga kontrolsüz köprü doğrultucu çıkışında bir yük bulunmaktadır. Tüm tesisin şebekeden çektığı 3 faz toplam reaktif güç değeri ise 40 MVAr dir. Şebeke frekansı 50 Hz dir. 6 darbeli doğrultucunun şebekeden çektiği akımının harmonik analizi yapıldığında, ana harmonik dışında 5., 7., 11., 13., 17., 19.,.... harmoniklere rastlanmaktadır. Yapılacak filtre tasarımında, 17. harmonik dahil daha yüksek frekanslı harmonikler için "sökümlü filtre", 17. harmonik altında kalan her harmonik için ayrı ayrı "tek ayarlı filtre" tasarımı yapılacaktır. Tek ayar filtreler için  $Q_f = 35$ , sökümlü filtre için ise  $Q_f = 1$  alınacaktır. Toplam k=5 koldan meydana gelen bu filtrenin tüm eleman değerlerini bulunuz.

## Çözüm

ŞEBEKE TARAFI ...



Çözüm adım adım yapılacaktır. Fakat burada, piyasada yapılanın aksine, her bir filtre kolundaki rezonans frekans değeri ana harmonik katları olarak alınacak, daha düşük değerde alınmayacaktır.

**1)** Tesisin her 3 fazına ait toplam reaktif güç değeri  $Q_{3F} = 40 \text{ MVAr}$  verildiğinden;

$$Q_{1F} = \frac{V_{FN}^2}{X_{C_k}}; \quad Q_{3F} = 3 * \frac{(V_{FF}/\sqrt{3})^2}{X_{C_k}}; \quad Q_{3F} = \frac{V_{FF}^2}{X_{C_k}}$$

filtrenin eşdeğer C kapasite değeri, yukarıdaki eşitlikler kullanıldığında;

$$C = C_{toplam} = \frac{40 * 10^6}{2 * \pi * 50 * (200 * 10^3)^2} = 3.183 * 10^{-6} \text{ Farad}$$

olacaktır. Yukarıdaki devrede görülen  $C_k$  değeri;

$$C_k = C_{toplam} / k = (3.183 * 10^{-6}) / 5 = 0.636 \mu\text{F}$$

**2)** 5. harmonik için tasarlanacak tek ayarlı filtrenin L ve R değerleri;

$$X_{L_5} = X_{C_5} = X_{C_r}$$

$$X_{C_5} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 5 * C_k} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 5 * 0.636 * 10^{-6}} = 1000.97 \text{ ohm}$$

$$X_{C_5} = X_{L_5} = 2 * \pi * 5 * 50 * L_5 = 1000.97 \Rightarrow L_5 = 0.637 \text{ H}$$

$$Q_f = \frac{X_{L_5}}{R_5} = \frac{1000.97}{R_5} = 35 \Rightarrow R_5 = 28.59 \text{ ohm}$$

olarak elde edilir.

**3)** 7. harmonik için tasarlanacak tek ayarlı filtrenin L ve R değerleri;

$$X_{L_7} = X_{C_7} = X_{C_r}$$

$$X_{C7} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 7 * C_k} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 7 * 0.636 * 10^{-6}} = 714.98 \text{ ohm}$$

$$X_{C7} = X_{L7} = 2 * \pi * 7 * 50 * L_7 = 714.98 \Rightarrow L_7 = 0.325 \text{ H}$$

$$Q_f = \frac{X_{L7}}{R_7} = \frac{714.98}{R_7} = 35 \Rightarrow R_7 = 20.42 \text{ ohm}$$

olarak elde edilir.

**4)** 11. harmonik için tasarlanacak tek ayarlı filtrenin L ve R değerleri;

$$X_{L11} = X_{C11} = X_{C_r}$$

$$X_{C11} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 11 * C_k} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 11 * 0.636 * 10^{-6}} = 454.98 \text{ ohm}$$

$$X_{C11} = X_{L11} = 2 * \pi * 11 * 50 * L_{11} = 454.98 \Rightarrow L_{11} = 0.131 \text{ H}$$

$$Q_f = \frac{X_{L11}}{R_{11}} = \frac{454.98}{R_{11}} = 35 \Rightarrow R_{11} = 12.99 \text{ ohm}$$

olarak elde edilir.

**5)** 13. harmonik için tasarlanacak tek ayarlı filtrenin L ve R değerleri;

$$X_{L13} = X_{C13} = X_{C_r}$$

$$X_{C13} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 13 * C_k} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 13 * 0.636 * 10^{-6}} = 384.983 \text{ ohm}$$

$$X_{C13} = X_{L13} = 2 * \pi * 13 * 50 * L_{13} = 348.983 \Rightarrow L_{13} = 0.0943 \text{ H}$$

$$Q_f = \frac{X_{L13}}{R_{13}} = \frac{384.983}{R_{13}} = 35 \Rightarrow R_{13} = 10.99 \text{ ohm}$$

olarak elde edilir.

**6)** 17. harmonik ve üzerindeki frekanslar için sönümlü filtre tasarımları yapılacaktır. Bu nedenle en düşük harmonik olan 17. harmonik frekansı rezonans frekansı olarak seçilecektir.

$$X_{L17} = X_{C17} = X_{C_r}$$

$$X_{C17} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 17 * C_k} = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 17 * 0.636 * 10^{-6}} = 266.87 \text{ ohm}$$

$$X_{C17} = X_{L17} = 2 * \pi * 17 * 50 * L_{17} = 266.87 \Rightarrow L_{17} = 0.551 \text{ H}$$

$$Q_f = \frac{R_{17}}{X_{L17}} = \frac{R_{17}}{266.87} = 1 \Rightarrow R_{17} = 266.87 \text{ ohm}$$

## **YUKARIDA VERİLEN PROBLEMDE DEVRE ELEMANLARININ AKIM VE GERİLİM FAZÖRLERİNİN HESAPLANMASI**

**1)** 250 Hz değerinde filtreleme işlemi yapacak olan tek ayar filtre devresindeki elemanların akım ve gerilim fazörleri;

Devre akımı (etkin değer olarak);

$$I_5 = 0.05 \angle 89.66^\circ \text{ A};$$

Eleman gerilimleri (etkin değer olarak)

$$V_{C_5} = 224.16 \angle -0.34^\circ \text{ V}; \quad V_{L_5} = 9.16 \angle 179.66^\circ \text{ V}; \quad V_{R_5} = 1.31 \angle 89.66^\circ$$

**2)** 350 Hz değerinde filtreleme işlemi yapacak olan tek ayar filtre devresindeki elemanların akım ve gerilim fazörleri;

Devre akımı (etkin değer olarak);

$$I_7 = 0.04 \angle 89.76^\circ \text{ A};$$

Eleman gerilimleri (etkin değer olarak)

$$V_{C_7} = 224.58 \angle -0.24^\circ \text{ V}; \quad V_{L_7} = 4.58 \angle 179.76^\circ \text{ V}; \quad V_{R_7} = 0.92 \angle 89.76^\circ$$

**3)** 550 Hz değerinde filtreleme işlemi yapacak olan tek ayar filtre devresindeki elemanların akım ve gerilim fazörleri;

Devre akımı (etkin değer olarak);

$$I_{11} = 0.04 \angle 89.85^\circ \text{ A};$$

Eleman gerilimleri (etkin değer olarak)

$$V_{C_{11}} = 221.82 \angle -0.15^\circ \text{ V}; \quad V_{L_{11}} = 1.82 \angle 179.85^\circ \text{ V}; \quad V_{R_{11}} = 0.58 \angle 89.65^\circ$$

**4)** 650 Hz değerinde filtreleme işlemi yapacak olan tek ayar filtre devresindeki elemanların akım ve gerilim fazörleri;

Devre akımı (etkin değer olarak);

$$I_{13} = 0.04 \angle 89.67^\circ \text{ A};$$

Eleman gerilimleri (etkin değer olarak)

$$V_{C_{13}} = 221.31 \angle -0.13^\circ \text{ V}; \quad V_{L_{13}} = 1.31 \angle 179.87^\circ \text{ V}; \quad V_{R_{13}} = 0.49 \angle 89.87^\circ$$

**5)** 850 Hz değerinde filtreleme işlemi yapacak olan tek ayar filtre devresindeki elemanların akım ve gerilim fazörleri;

Devre akımı (etkin değer olarak);

$$I_{17} = 0.05 \angle 89.11^\circ \text{ A};$$

Eleman gerilimleri (etkin değer olarak)

$$V_{C_{17}} = 225.77 \angle -0.89^\circ \text{ V}; \quad V_{L_{17}} = 6.73 \angle 148.62^\circ \text{ V}; \quad V_{R_{17}} = 6.73 \angle 148.62^\circ$$

Yukarıdaki hesaplamalarda da görüldüğü gibi C üzerine düşen gerilim değeri (L üzerine düşen gerilimin etkisi ile) şebeke gerilim değerinin üzerinde bir gerilim almaktadır. Yaklaşık olarak, bu değer, seri kollar için şebeke geriliminin üzerine  $V_L$  kadar bir gerilim ekleyerek bulunabilir.

$$V_C \approx V_{\text{Şebeke}} + V_L$$

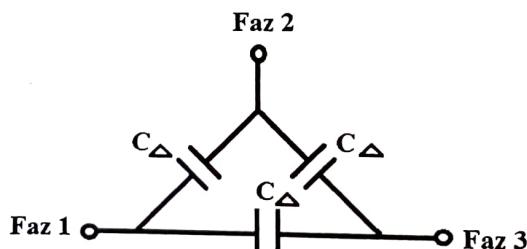
yazılabilir.

### ÖNEMLİ BİR SORU:

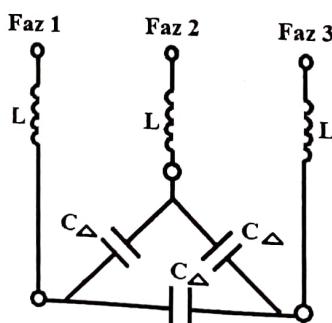
Problemde verilen Q reaktif güç değeri, her bir filtre içinde yer alan C kapasite elemanları tarafından üretilmektedir ve tüm problem çözümü bu mantık üzerine kurgulanmıştır. Fakat, her bir filtre kolunda yer alan L self elemanlarının da devre üzerinde reaktif güç etkisi olması kaçınılmazdır. Bu durumda tüm filtre devresi içinde yer alan 5 adet L elemanın reaktif güç talebi olacağına göre, en başta verilen (3 faz için)  $Q_{3F} = 40 \text{ MVar}$  değeri bu durumda değişecektir. Şu soru akla gelebilir: Tüm sistemin reaktif güç değeri değiştiğine göre tüm hesaplamaların bu durumda yeniden yapılması gerekmek mi? Bu soru üzerinde kafa yorunuz.

### PROBLEM

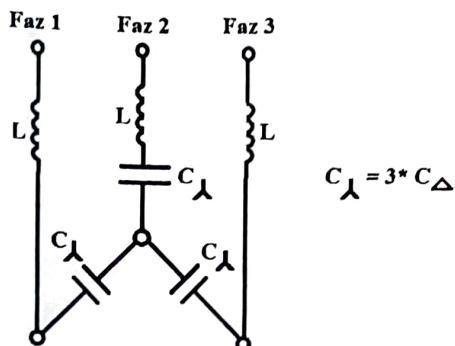
Aşağıda verilen "Üçgen" bağlı kapasite bankının toplam reaktif gücü 25 kVar, faz arası gerilimi etkin değeri ise 440 V dur.



Yukarıdaki sisteme aşağıda gösterilen L yükleri bağlandığında, tüm sistemi 220 Hz frekansında rezonansa sokacak L değerini bulunuz.



**Çözüm**



Üçgen bağlı devrenin yıldız eşdeğer devresi

$$Q_{3F} = 25 \cdot 10^3 = 3 \cdot \frac{V_{FF}^2}{X_C} \Rightarrow X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot C_\Delta} = \frac{3 \cdot 440^2}{25 \cdot 10^3} \Rightarrow C_\Delta = 137 \mu F$$

Seri bağlı LC kolunu 210 Hz'de rezonansa sokmak için;

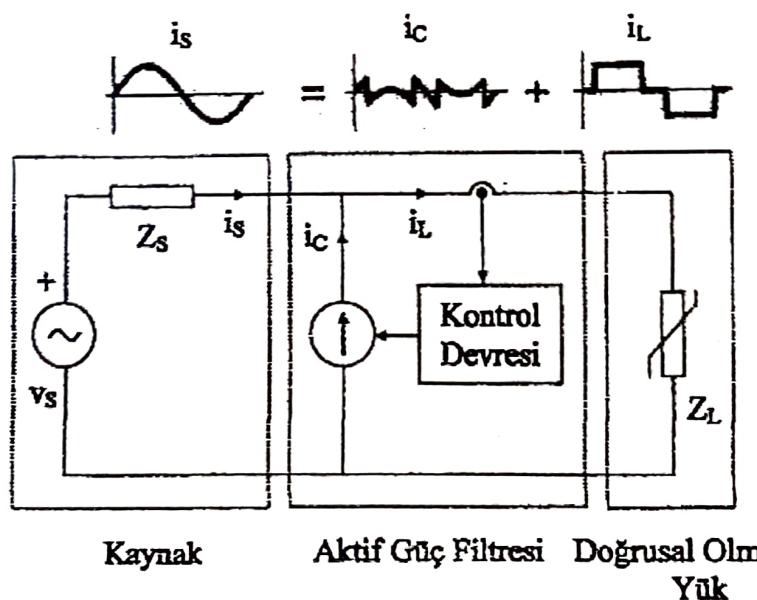
$$X_L = X_C \Rightarrow 2 \cdot \pi \cdot 210 \cdot L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 210 \cdot \underbrace{3 \cdot C_\Delta}_{C_Y \text{ eşdeğeri}}} \Rightarrow L \cong 1.4 \text{ mH}$$

## **AKTİF GÜÇ FİLTRELERİ**

Aktif güç filtreleri çoğunlukla akım ve gerilim harmoniklerini kompanze etmek için kullanılmaktadır. Bunu yanı sıra reaktif güç kompansasyonu, akım ve gerilim dengesizlikleri, nötr akımı kompansasyonları ile şebekе gerilim regülasyonu için de kullanılmaktadır. Aktif güç filtreleri doğrusal olmayan yükün ürettiği akım harmoniklerini azaltmakta, reaktif güç çekebilmekte veya üretebilmektedir.

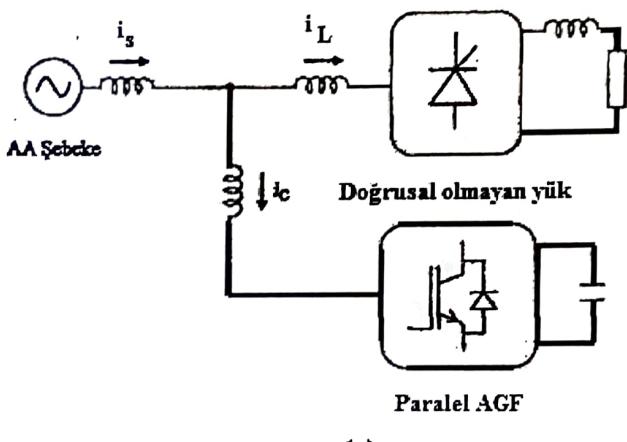
Aktif güç filtresinin çalışma ilkesi, yükün ürettiği harmonikle aynı genlikte fakat ters fazda bir akımın sisteme ilave edilmesi temeline dayanmaktadır (Peng 1998). Şekil 1'de AGF ile harmonik kompanzasyon devre şeması görülmektedir. (1) eşitliğinde görüldüğü gibi kaynaktan çekilen akım ( $i_s$ ), AGF akımı ( $i_C$ ) ve yük akımının toplamına eşit olduğundan kompanzasyon sonucunda kaynak akımı sinyoidal olmaktadır.

$$i_s = i_u + i_c \quad (1)$$

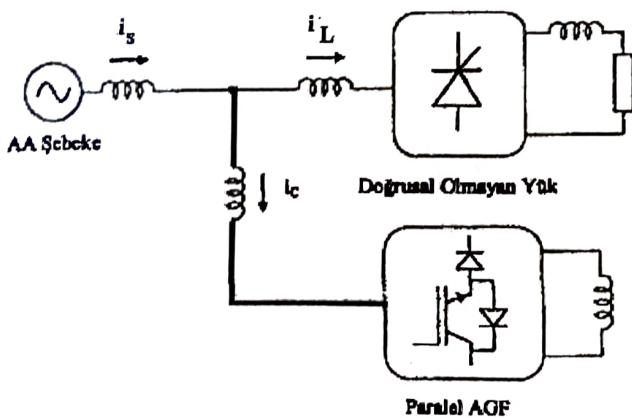


**Sekil 1.** Akım beslemeli AGF ile harmonik kompanzasyonu eşdeğer devre şekli.

PAGF güç devresi, Şekil 2'de görüldüğü gibi bir Gerilim Kaynaklı Evirici (GKE) veya bir Akım Kaynaklı Evirici (AKE) oluşturmaktadır (Singh et al 1999). Şekil 2a ve Şekil 2b'de DGM akım kontrolü farklı tasarıma sahiptir, fakat her iki evirici kontrollü akım kaynağı olarak çalışmaya zorlandığı için işlevsellikleri benzerdir. Eviricimin DA tarafına bağlı bir güç kaynağı yoktur fakat yalnızca bir enerji depolama elemesi (GKE için kondansatör ve AKE için bobin) bağlanmaktadır. Sonuç olarak, PAGF AA şebekе tarafından GKE'deki kayıpları sağlayabilmek için kontrol edilmektedir. GKE düşük kayıpları ve düşük başlangıç maliyeti ile AKE'ye göre aktif güç filtresi uygulamalarında sıkılıkla kullanılmaktadır.



(a)



(b)

Şekil 2. Paralel aktif güç滤resi için evirici çeşitleri.

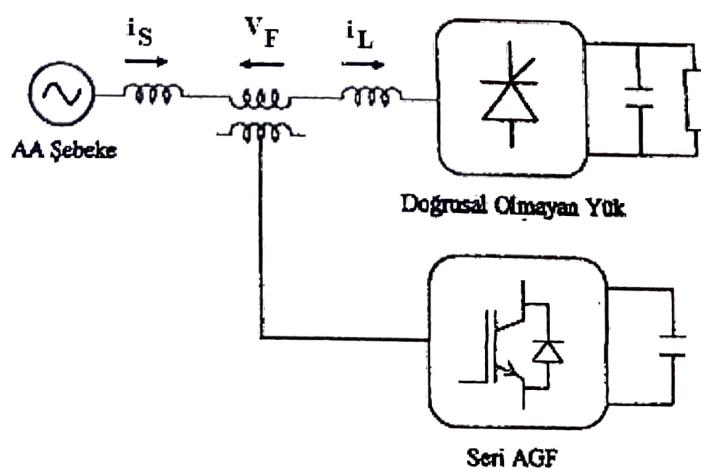
- Gerilim kaynaklı evirici
- Akım kaynaklı evirici

## 2. Paralel Aktif Güç Filtreleri

Şekil 2'de PAGF blok diyagramları görülmektedir. PAGF'ler yük akımı harmoniklerinin filtrelenmesi, reaktif güç kompanzasyonu, yük akımlarının dengelenmesi ve nötr akım yok edimi amacıyla yüke paralel bağlanarak sisteme aynı genlikte fakat ters fazda bir kompanzasyon akımı ilave etmektedir. PAGF, harmonik akım kaynağı türündeki yükler için daha olumlu sonuç vermektedir. Harmonik gerilim kaynağı yüklerde kullanıldığında yük tarafında aşırı akımlar görülmektedir.

## 3. Seri Aktif Güç Filtreleri

Şekil 4'de seri aktif güç滤resi blok diyagramı görülmektedir. Seri aktif güç滤resi, gerilim harmoniklerini yok etmek ve gerilim regülasyonu yapmak amacıyla sisteme eşit büyüklükte ve ters fazda harmonik gerilimler verir (Singh at al 1999). Seri aktif güç滤resi hatta yükten önce bir transformator yardımıyla seri bir şekilde bağlılığı için kaynak ile yük arasında harmonik akımlara karşı yüksek empedans gösterir ve harmonik izolasyon sağlar. Seri aktif güç filterleri harmonik gerilim kaynağı türündeki yükler için uygun çözümüdür. Harmonik akım kaynağı yüklerde düşük empedanslı paralel pasif filtrelere veya güç faktörü düzenleyici kapasitör bankasına ihtiyaç duyar.

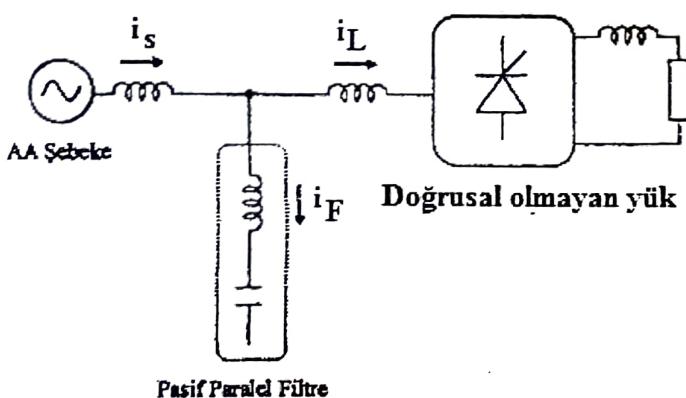


Şekil 4. Seri aktif güç滤resi blok diyagramı.

Aktif güç filtreleri, sisteme bağlanış şekillerine göre dört farklı kategoride ele alınmaktadır. Bunlar, seri aktif güç滤resi, paralel aktif güç滤resi, hibrit aktif-pasif güç filtreleri ve birleşik güç kalite düzenleyicilerdir.

#### 4.1. Pasif Filtreler

Geleneksel pasif LC filtreler, harmonik akımların akışını yok etmek için oldukça yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Şekil 3'de pasif paralel filtre blok diyagramı görülmektedir. Pasif tip bir harmonik滤re, bir kondansatör ve bir harmonik frekansı yok edecek uygun frekansa ayarlanmış bir endüktans bobininin seri bağlanması ile oluşur. Pasif filtrelerde amaç, yok edilmek istenen harmonik bileşen ile seri rezonans oluşturularak rezonans frekansındaki ve üzerindeki frekans değerlerinin oluşturduğu harmonik spektrumunda empedans artışını önlemektir (Bhattacharya at al 1995). Böylece empedans artışının sebep olduğu harmonik gerilimlerdeki genlik artışı engellenir ve toplam harmonik bozulmada iyileşme sağlanır.

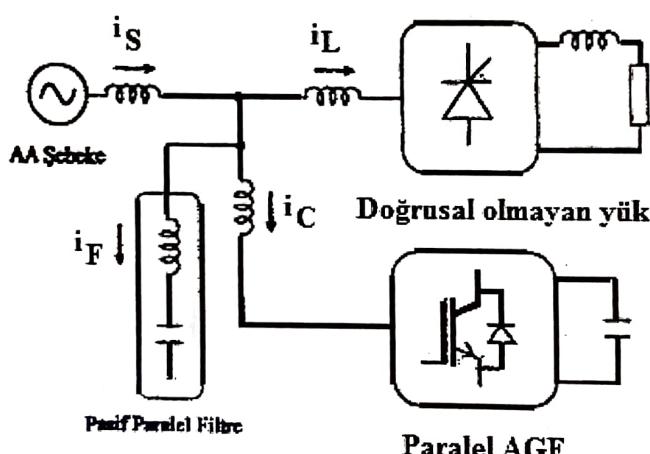


Şekil 3. Pasif paralel filtre blok diyagramı.

Pasif filtreler, her bir harmonik bileşen için ayrı bir filtre kolumnun konulması, kaynak empedansından etkilenerken seri ve paralel rezonansa neden olma gibi bir çok dezavantajlara sahiptir (Bhattacharya at al 1995). Bunun aksine AGF, daha iyi harmonik bastırma karakteristiklerine ve etkilerine sahiptirler. AGF'ler ile pasif filtrelerde yaşanan bir çok sorun ortadan kaldırılmıştır.

#### 4. Hibrit Aktif-Pasif Güç Filtreleri

Aktif güç filtreleri ile paralel pasif güç filtreleri birlikte kullanılarak, özellikle 3., 5., 7., vb. düşük dereceli harmonikleri kompanze etmek için aktif güç filtresinin maliyeti azaltılmakta ve verimi yükseltilmektedir (Bhattacharya at al 1995). Şekil 5'de PAGF ve paralel pasif güç filtresinden oluşan hibrit aktif güç滤resi görülmektedir. Hibrit aktif güç滤resinde düşük mertebeli harmonikler (5. ve 7.) PAGF ile, diğer yüksek mertebeli harmonikler ise paralel pasif güç filtresi ile kompanze edilmektedir. Böylelikle PAGF'nin anahtarlama kayipları azaltılmaktadır.



Şekil 5. Paralel aktif ve paralel pasif güç滤resi blok diyagramı.

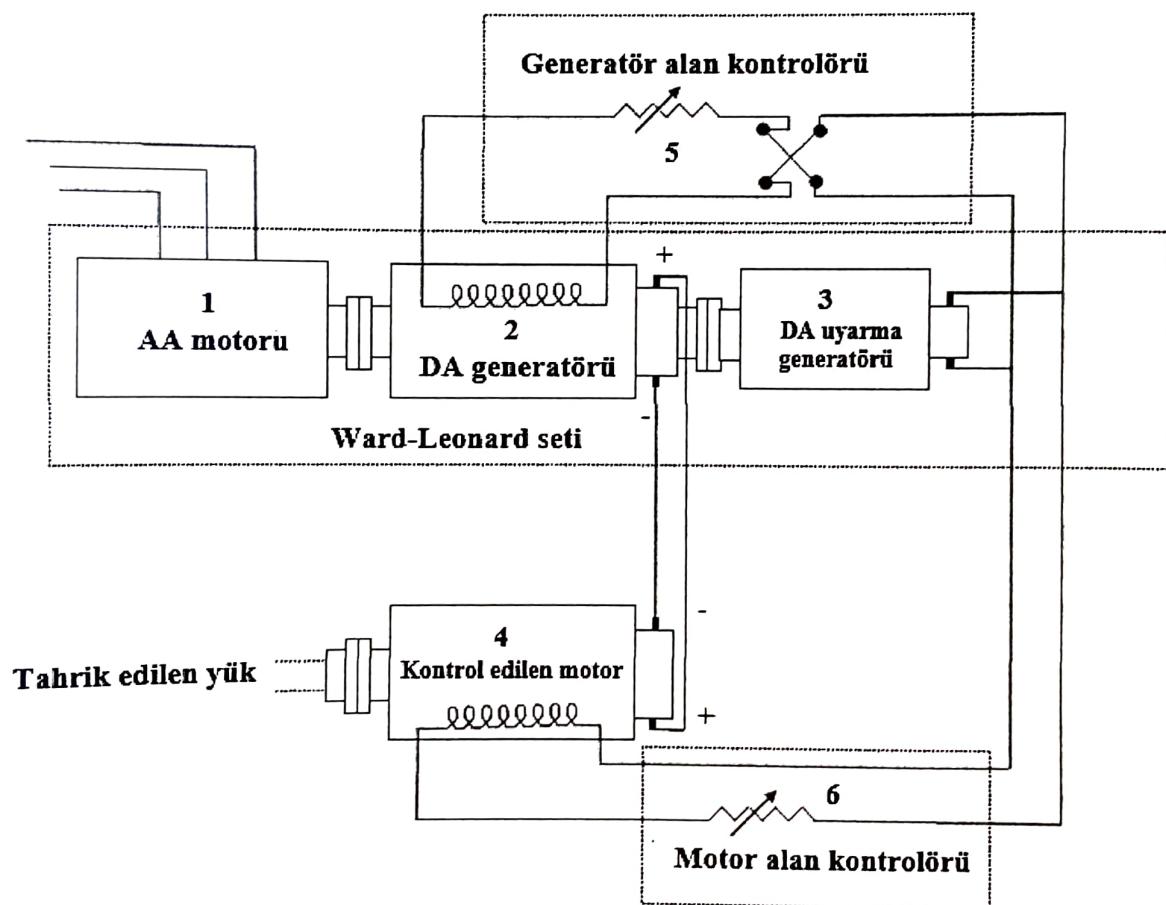
Hibrit filtreler sadece harmonik akım kompanzasyonu amacıyla değil aynı zamanda kaynakla yük arasında harmonik izolasyon, gerilim regülasyonu ve dengesizlikler için de kullanılmaktadır. Şekil 6'da seri aktif güç filtresi ve pasif paralel güç filtrelerinin kombinasyonu olan hibrit aktif-pasif güç filtresi görülmektedir. Seri aktif güç filtresi, paralel pasif güç filtresinin kaynak empedansından etkilenmesini ve rezonans problemlerini azaltmak için kullanılmaktadır.

## D.A. MOTOR HIZ KONTROLÜ

### 1. GİRİŞ

Çok eski yıllarda yakın zamana kadar geçen sürede tüm dünyada motor hız denetiminde DA motoru yaygın bir şekilde kullanılmaktaydı. Yakın zamanlarda statik evirici devrelerinin AA motorlarına başarılı bir şekilde uygulanması sonucunda DA motor hız kontrolüne olan ilgi oldukça azalmıştır. Klasik DA motor hız kontrolü denildiğinde ilk akla gelen Ward – Leonard (WL) sistemidir. Bu sistem hassas hız ayarının gerektiği yerlerde oldukça başarılı olmuştur.

DA motorlarının modern katı hal teknolojisine dayanan elektronik kontrolörünün çalışma prensibi genellikle Ward – Leonard kontrol sisteminin katı hal teknolojisine uyarlanması esas aldığı için bu bölümde klasik Ward – Leonard sistemi kısaca tanıtılmacaktır. Şekil 1.1'de W.L. kontrol sistemi şeması gösterilmiştir.



Şekil 1.1. Ward-Leonard Kontrol Sistemi

Şekil 1.1'de kesik çizgilerle kuşatılan alan W.L. seti, [1] ile gösterilen parça ise 3 fazlı AA motorudur. Bu motor iki adet generatörü tahrik etmektedir. İki generatörden [2] numara ile gösterilen ana generatör, [3] ile gösterilen ise uyarıci generatördür. [2] numaralı genarator kontrol edilen [4] numaralı motorun DA beslemesini yapar. [3] numaralı uyarma generatörü, alan sargılarını kontrol eden doğru akımı üretir. Bu generatör yerine başka bir DA kaynağı kullanılabilir. [4] numaralı motor yüke bağlanmıştır. [1] numaralı motor, üç fazlı AA

sisteminden çektiği alternatif akım gücünü DA generatörü yardımı ile DA gücüne dönüştürmektedir. Motor generatör seti ([1] ve [2]) kontrol edilen DA motorunun tüm gücünü temin edebilecek güçte ve bu motorun kontrol aralığını sağlayacak yapıda olmalıdır. [2] ile gösterilen DA generatörünün çıkıştı direkt olarak [4] ile gösterilen DA motorunun armatürüne bağlıdır. DA motoruna uygulanan gerilim generatörün alan sargası yardımıyla kontrol edilir. Generatörün alan akım yönü bir anahtar yardımıyla, şiddeti ise alan sargasına seri bağlı [5] numaralı kontrolör içindeki ayarlanabilir direnç yardımıyla değiştirilerek, kontrol edilen motora uygulanan doğru gerilim şiddeti ve polaritesi ayarlanabilir.

DA motorunun uyarma alanı aynı DA uyarma barasından beslenmektedir. DA motorunun uyarma alanı [6] ile gösterilen kontrol bloğundaki seri reosta ayarlanarak değiştirilir. Kontrolörün çalışma sistemi aşağıda anlatılmıştır:

Kontrol edilen [4] numaralı motora yol verilirken generatör uyarma akımı sıfır yakını tutulur. Bu yüzden [2] numaralı generatörün (+) ve (-) uçlarından beslenen [4] numaralı motorun endüvi sargı gerilimi sıfır yakın olur. [6] numaralı ayar direnç değeri sıfır yapılarak motorun uyarma akımı maksimum değerine çıkarılır. [5] numaralı kontrol bloğu kullanılarak generatörün uyarma alanı, istenen yönde dönmesini sağlayacak şekilde devamlı olarak arttırılır. Bu işlemler sonucu [4] numaralı motor hızlanır ve ulaştığı hız değeri motorun armatürüne uygulanan gerilim tarafından belirlenir. Bu gerilim değerinin de [2] numaralı generatörün çıkış gerilimi olduğu unutulmamalıdır. Yukarıda anlatılan ayarlamalar sonucunda motor mümkün olan en kısa sürede maksimum moment üretecek istenen hız'a ulaşmaya çalışacaktır ve nominal akım çekecektir. Motor hızlanırken armatür uçlarında ters emk üretir. Bu değer motora uygulanan ve armatürde akım üreten emk değerine ters yöndedir. Bu yüzden armatür akımını maksimum değerinde sabit tutmak için generatör gerilimi sürekli olarak ayarlanır. Bu değer motorun ters emk değerinden büyük ve aralarındaki fark ise maksimum armatür akımı üretecek değerde olmalıdır. Bu işlem yapılrken motorun alan akısı maksimum değerde tutulmalıdır. Aksi halde üretilen moment, alan akısı ve armatür akımı ile doğru orantılı olduğundan motor momenti maksimum olamaz. Hız ise hem akiya hem de armatür gerilimine bağlıdır. Armatür gerilimi ile oynanarak hız istenen değere ayarlanabilir.

Motorun hızını azaltmak ya da motoru durdurmak için elektriksel frenleme yapılır. Bu nedenle generatör uyarma akımı yardımı ile generatörde üretilen gerilim motorda üretilen gerilimden küçük tutulur ve motor akımı ters yöne döner. Böylece motor generatör olarak, WL generatörü ise motor olarak çalışır. Kontrol edilen motor generatör olarak çalıştığı için frenleme yapar. Enerji kontrol edilen [4] numaralı motordan [2] numaralı WL generatörüne doğru ve oradan da [1] ile gösterilen AA motoru üzerinden şebekeye doğru akacaktır. Bu durumda [1] numaralı motor generatör olarak çalışacaktır.

Yukarıda anlatılan olaylar sırasında motor yavaşlarken üretilen gerilim değeri de sürekli olarak azalır. Bu gerilim değeri [5] bloğu ayarı yardımıyla azaltılarak, istenilen hız değerini verecek şekilde frenleme akımı üretilir. Eğer motor durdurulmak isteniyorsa, [2] numaralı WL generatörünün uyarma alanı akımı sıfır yapılmalıdır. Eğer motorun yönü ters çevrilecek ise gerilimi ters yönde oluştur ve [4] numaralı motor (motor modunda) ters yönde hızlanmaya başlar.

Şimdiye kadar yapılan çalışmalarla [6] numaralı ayar direnç değeri sıfır ayarlandığından, motorun alan sargası akımı maksimum değerinde kalıyordu. Böylece maksimum moment kullanılarak istenen hız (hızı arttırarak yada yavaşlatarak) mümkün olan en kısa sürede ulaşılmalıdır. Eğer motor uyarma alanını daima maksimum düzeyde tutan bir yakalaşım tercih edilecekse, motor hızı ancak generatör gerilimi arttırarak ayarlanabilir (arttırılabilir). Dolayısı ile发电机 alanı maksimum yapıldığında ancak [4] numaralı motor maksimum hızına çıkacaktır. Bu değeri motorun nominal (baz) hızı olarak adlandırılır. **Nominal hız**, alan akısı ve armatür gerilimi maksimum değerdeyken ulaşılabilen en büyük hız değeri olarak adlandırılır. Fakat doğru akım motorları her zaman nominal hızın 2~3 katı hızda ulaşabilecek şekilde dizayn edilirler. Motor hızını nominal hızın daha da üstüne ulaşmak için [6] ile gösterilen ayar devresi kullanılır. DA motorlarının hızı alan akısı ile ters orantılıdır. Bu yüzden alan akımını zayıflatarak (dolayısı ile alan akısını zayıflatarak) hız artırılabilir. Nominal hızın üzerindeki hız değerlerine alan zayıflatarak ulaşılır. Ancak moment, aki ile armatür akımının çarpımı ile doğru orantılıdır. Alan zayıflatıldığı takdirde motorun ürettiği moment değeri de azalır (armatür akımının max. değerde sınırlandığı unutulmamalıdır). Nominal hızın altındaki tüm hız değerlerinde (alan akısı maksimum değerinde tutulduğu için) motor aynı maksimum değere ulaşabilir. Bu yüzden nominal hız değerinin altında kalan hızlardaki çalışma moduna **sabit moment modu** adı verilir. Nominal hızın üzerindeki hızlarda ise alan zayıflatılarak hız artırıldığından, moment değeri azalacak ve bu bölgede maksimum çıkış gücü yaklaşık olarak sabit kalacaktır (**sabit güç modu**). Yukarıda verilen WL kontrolünde, DA motor armatür devresi ile alan devresi farklı kaynaklardan beslenmektedir. Bu şekilde serbest uyarmalı DA motor kontrolünde iki farklı motor bölgesi (modu) vardır. Bunlardan birincisi sabit moment bölgesi olarak adlandırılır ve hız kontrolü armatür gerilimi ayarı ile yapılır. İkincisi ise sabit güç (çıkış gücü) modu olup hız kontrolü alan akımı zayıflatılarak yapılır. Nominal hız değeri iki farklı bölgenin (modun) ara sınırını teşkil eder. Yukarı tanıtılan kontrol teknigi ileride anlatılacak olan ve **statik güç elektroniği çevircileri** ile kontrol edilen DA motor kontrol modelinde de kullanılır. Bu modelde kullanılan statik çevirciler WL setindeki dönen motor-generator seti gibi aynı amaca hizmet ettiğini için kontrol sistemi **statik WL sistemi** olarak adlandırılır.

Son yıllarda statik WL sistemleri dönen WL sistemlerinin yerini almışlardır. Dönen (dinamik) WL sistemleri çok yüksek performanslımasına rağmen bakım ihtiyacı ve yüksek maliyetleri nedeni ile tercih edilmeleri zorlaşmıştır. Aşağıda verilen problemin sonunda da görüleceği gibi, WL motor-generator setindeki her bir makinanın ayrı ayrı güçleri, kontrol edilen motorun gücünden daha büyük olmak zorundadır. Aynı zamanda büyük yer tutan WL seti için hacim ihtiyacı ve tesis gereksinimi bulunmaktadır. Özellikle DA generatörüne dönük komütatör bakımı, fırça değişimi gibi olumsuzlukların yanında ses ve titreşim gibi diğer etkiler de dönen WL sistemini statik WL sistemi karşısında tercih edilemez bir duruma düşürmüştür.

## Problem

Şekil 1.1'de verilen dönen WL devresinde kontrol edilen [4] numaralı motorun çıkış (nominal) gücü 600 kW'dır. DA motorunun uyarılması için gereken [3] numaralı uyarma generatörünün gücü motor gücünün yaklaşık %10'u kadardır. Her bir makinanın verimi %85 kabul edildiğine göre WL setindeki makinaların toplam nominal güçlerini bulunuz.

## Çözüm

WL generatörünün beslediği motorun nominal gücü 600 kW olduğuna göre (bu gücü veren generatörün verimi %85 kabul edildiğinden ) generatörün çıkış nominal gücü;

$$P = \frac{600}{0.85} = 706 \text{ kW}$$

olacaktır. [3] numaralı uyarma generatörünün gücü;

$$P = 600 * 0.1 = 60 \text{ kW}$$

olur. Generatöründe verimi %85 olduğundan nominal gücü ;

$$P = \frac{60}{0.85} = 71 \text{ kW}$$

olacaktır.

Generatör çıkış gücü 706 kW olduğu için %85 verimle çalıştığı kabul edilirse tahrik için;

$$P = \frac{706}{0.85} = 831 \text{ kW}$$

değerinde güce ihtiyaç vardır. WL generatörünü tahrik edecek olan AA motoru hem 831 kW'lık generatörün hem de 71 kW'lık uyarma generatörünün ihtiyacını karşılamak zorunda olduğundan bu motorun toplam çıkış gücünü;

$$P=831+71=902 \text{ kW}$$

olması gereklidir. Bu motorunun AA şebekesinden çekeceği güç ise;

$$P = \frac{902}{0.85} = 1061 \text{ kW}$$

olmalıdır. WL sistemindeki makinaların millerinden alınan toplam çıkış gücü ise;

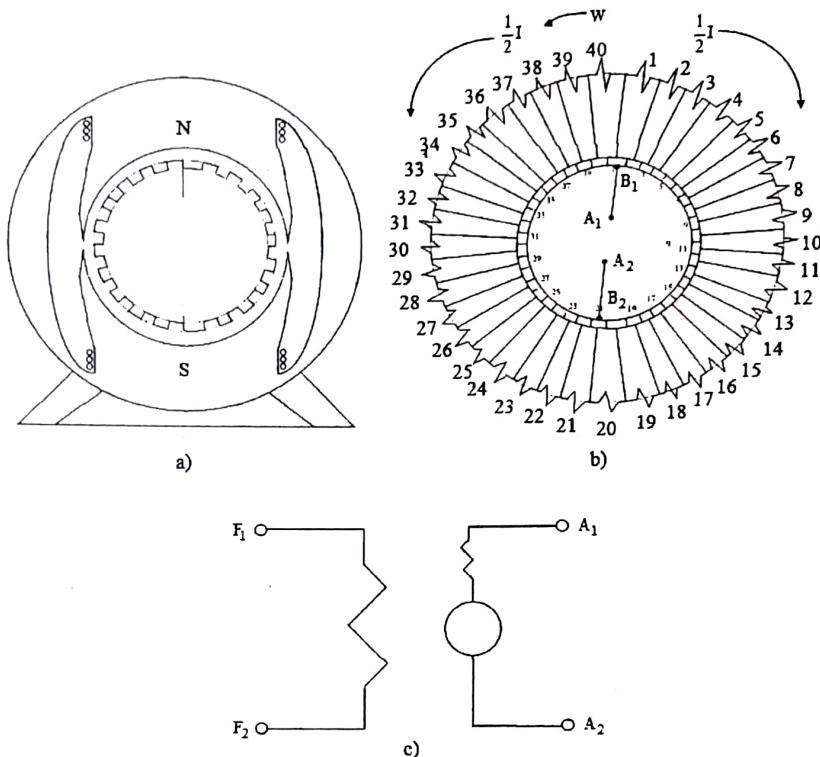
$$P=706+902+60=1668 \text{ kW}$$

olur. Yukarıda verilen problem çözümünden de görüldüğü gibi, WL setindeki makinaların toplam çıkış güçleri 1600 kW'ı aşmaktadır. WL setinin kontrol ettiği motorun çıkış gücü ise 600 kW'dır. Tahrik eden makinanın daima tahrik edilenden (ayırlarda düşünülerek) daha büyük çıkış güçlü olması gerekeceği için yukarıdaki sonuç, (1600>>600 kW) kaçınılmaz olarak WL sisteminin güç kullanımı açısından oldukça verimsiz olduğunu gösterir.

## 2. DA MOTORUNUN TEMELLERİ

### 2.1 DA motorunun yapısı

DA motorunun alan ve armatür sargası olarak iki ana devresi vardır. Alan sargası dönmeyen kısma (stator) yerleştirilir ve statorun manyetik kutuplarına sarılı bobinden oluşur. Kutuplar statorun içine doğru gömülümuştur. Şekil 1.2'de DA motor yapısı gösterilmiştir.



Şekil 1.2. DA motorunun yapısı ve devresi

Statorda daima N ve S olarak çift sayıda kutup olacaktır. Şekil 1.2'de şekildeki iki kutuplu makine gösterilmiştir ve üretilen akı miktarları aynı olabilmesi için kutupların birbirleri ile aynı yapıda olması gereklidir. Alan sargasları da aynı özelliktedir. Her birinden akan akım değeri ile aynı olacaktır. Tüm kutupların alan sargasları seri olarak bağlanabilir. Alan sargası  $F_1$  ve  $F_2$  gösterilen alan uçları arasındadır. Alan devresinin amacı motor kutuplarını mıknatıslamaktır. Böylece stator ve rotor arasındaki hava boşluğunda manyetik akı oluşturulur. Manyetik devreyi besleyen akım manyetik akımı oluşturur ve devam ettirir. Mekanik güçe dönüşen gücün kaynağı alan sargası değil armatür sargasıdır. Manyetik akı bu dönüşüm için yalnızca bir ortam sağlar. Eğer manyetik kutoplarda sürekli mıknatıs kullanılırsa alan devresine ihtiyaç olmaz. Bu tür sürekli mıknatıs kullanan (yani alan sargası içermeyen) DA motorları üretilmektedir.

### 2.2. DA motorunun armatür devresi

DA motorunun ana güç devresi rotor üzerine sarılan armatür devresidir. Armatür sargası rotor üzerindeki yarıklara yerleştirilerek ve rotor çevresine yayılır. Bir bobin genişliği **bobin adımı** olarak adlandırılır. Bu bobinin genişliği ise **kutup adımı** olarak adlandırılan bir kutup bölgesinin

genişliğine eşittir. Bu yüzden, bir bobinin bir kenarı N kutbu altında ise diğer kenarı bitişik S kutbunun altına karşı düşen yerde bulunacaktır.

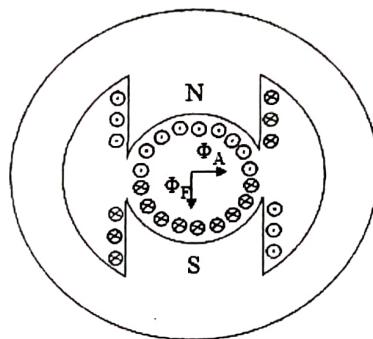
Armatür bobininden akım geçtiğinde bu **akım** ve alanın etkisi ile meydana gelen **kuvvet**, bobin her iki kenarında eşit degerde fakat ters yönde olacaktır. Böylece bir kuvvet çifti oluşturulup motoru döndüren moment ortaya çıkacaktır. **Şekil 1.2 (b)** 'de gösterilen armatür devresinde 40 adet bobin bulunmaktadır. Bir bobinin ucu diğer bobinin başlangıcına bağlanmıştır. Bu işlem sonucunda son bobinin ucu ilk bobinin başlangıcına bağlanarak armatür sargası kapalı bir devre oluşturur. Armatürde **komütatör** olarak adlandırılan ve silindirik bir yüzeye sahip olan bir yapı daha vardır. Komutatör, biri diğerinden mika yalıtkanlar kullanarak yalıtılmış yüzeyi dar, uzunlukları sabit olan bakır parçalarından meydana gelmiştir. **Şekil 1.2 (b)**'de 40 parçadan oluşan komütatörün önden görünüşü gösterilmiştir. Komütatördeki bakır parçaların sayısı armatürdeki bobin sayısına eşittir. Komütatördeki bakır parçaları armatür bobinlerini birbirine bağlayan **klemensler** olarak görülebilir. Komütatör rotora raptedilmiştir ve armatürle (rotorla) birlikte döner. Akım motor armatürüne komütatör üzerinden geçerek ulaşır. Komütatöre akım sabit olarak yerleştirilmiş (**Şekil 1.2 (b)**'de  $B_1$  ve  $B_2$  olarak iki adet) **grafit fırçalar** üzerinden gelir ve gider. **Şekil 1.2 (b)**'de  $B_1$  fırçası (1) numaralı komütatör parçası ile diğer fırça ( $B_2$ ) ise (10) numaralı komütatör parçası ile temastadır. Akım motorun armatür devresine  $B_1$  fırçasından geçerek (1) numaralı komütatör parçası üzerinden girer ve (21) numaralı komütatör parçası ve  $B_2$  fırçası üzerinden geçerek çıkar. Bu iki nokta arasında akım ikiye bölünderek armatür içinde birbirine paralel olan iki yol boyunca ilerler. **Şekil 1.2 (b)**'de birinci yol (1–20) komütatör parçaları arasındaki 20 adet bobin üzerinden geçen yoldur. Bu grup içindeki her bir bobin (diyalim) N kutubu altında başlar ve S kutubu altında sona erer. Bu yüzden onların hepsi aynı yönde bir moment oluşmasına yardım ederler. Birinci kola elektriksel olarak paralel olan diğer yol ise (21–40) komütatör parçaları arasındaki 20 adet bobinin üzerinden geçen yoldur. Bunlarda benzer şekilde N kutubu altında başlar ve S kutubu altında sona erer. Bu bobinlerden akan akımlar ters yönde olduğundan moment oluşmasına katkıda bulunurlar. Armatür dönerken  $B_1$  fırçası, (1)'den (2) numaralı komutatör parçasına doğru kayarken,  $B_2$  fırçası ise (21)'den (22) numaralı komütatör parçasına doğru kayar. Fakat bir kutup altındaki bobinlerden akan akımda bir değişme olmayacağı, (1) numaralı bobinin görevi (2) numaralı bobin tarafından, aynı şekilde (21) numaralı bobinin görevi ise (22) numaralı bobin tarafından yerine getirilmeye devam edecekdir. Son durumda da birbirine paralel iki adet devre (her biri 20 adet bobinden oluşan) bulunmaktadır. Komütatör çalışma şekli sayesinde bir kutup altından geçen tüm bobinlerde dönme hesaba katılmaksızın akım yönü aynı olur. Bir bobin bir kutuptan girip diğer kutuptan çıkarken, komütatör diğer paralel kola hareket eder ve böylece daha önce üretilen momentle aynı yönde moment üretilmeye devam edilmiş olur. Bir kutup altından geçen iletkenler değişse de dönmeden dolayı o iletkenlerden akan akımın yönü değişmez.

Komütatör rotorun bir DA kaynağı tarafından beslenmesini sağlar. Dönen bir bobin daima bir kutuptan zit kutba doğru döndüğü için armatürden akan akım tabii olarak alternatif akım olacaktır. Bu nedenle armatürdeki akım daima yön değiştirir. Komütatör-fırça ilişkisi dönen bobinde üretilen alternatif akımı doğru akıma dönüştürür. Bu ikili aynı zamanda doğru akım motorunun bir dezavantajıdır. Bunlar makinanın ağırlığını ve maliyetini artırdığı gibi bakıma da ihtiyaç duyarlar. Örneğin fırçalar aşındıkları için belirli bir zaman sonra değiştirilmeleri gereklidir. Sanayide ise bir motorun durmaksızın çok uzun bir müddet çalışması gerektiği için (üretim devamlılığı açısından) fırçaya temas eden komütatör yüzeylerin aşınması ve bunların

çok pahalı olan bakımları ciddi bir problem teşkil eder. Özellikle komutasyon (akımın bir komütatör parçasından diğerine geçişte) bölgelerinde kıvılcım oluştugu için fırça ömrü azalır ve çok daha önemlisi çevre içinde (patlama ve yanma tehlikesine karşı) güvenli bir ortam oluşturmazlar. DA motoru kontrol edilebilirlik açısından mükemmel olmasına rağmen yukarıda belirtilen dezavantajlar yüzünden, hız ayarı gereken yerlerde hızlı bir şekilde AA motorlarının tercih edildiği görülmektedir.

### 2.3. Alan ve armatür devresi arasındaki manyetik bağımsızlık

DA motorlarının armatür ve alan sargılarının birbirlerini etkilememesi hız ayarında yüksek performanslı olmasını sağlar. Alan sargası tarafından üretilen aki armatür sargıları ile bir etkileşime girmez. Benzer şekilde armatür akıflarınca üretilen aki da alan sargıları ile ilişki kurmaz. Bunun nedeni Şekil 1.3'de görülmektedir.



Şekil 1.3.

Şekil 1.3'de doğru akım motorunun enine kesiti görülmektedir. N ve S kutuplarının manyetik alanı bu kutupların etrafında görülen sargılar tarafından oluşturulur. Şekil 1.3'de gösterilen  $\otimes$  simbolü akımın kağıt düzlemine dik olarak girdiğini,  $\odot$  simbolü ise düzlemden okuyucuya doğru çıktığını göstermektedir. Kutup altındaki armatür iletkenlerinden akan akımların yönü şekilde görülmektedir. Armatürdeki iletkenlerin akım yönleri N kutbunun altında okuyucuya doğru S kutbunun altında ise okuyucudan kağıda doğrudur. Armatür dönerken bir iletkenin akım yönü o iletken kutup altında kaldığı sürece değişmez. Fakat bu iletken diğer kutbun altındaki bölgeye girdiğinde komütatör etkisi ile iletkenin akım yönü değişir. Armatürün dönmesi dolayısı ile dışarıya alınan akım yönü ise değişmez ve sabit kalır. Şekil 1.3'de armatür akımları tarafından üretilen manyetomotor kuvvet  $\Phi_A$  yönündedir. Alan akısının yönü ise kağıt düzleminde N den S'e doğru olup  $\Phi_F$  ile gösterilmiştir. Bu iki yön daima sabit ve birbirlerine dik vaziyettedir. Bunun sonucu olarak armatür akımının ürettiği aki alan akımından etkilenmez veya alan akısı armatür akısından etkilenmez. Başka bir ifade ile alan ve armatür devresi manyetik olarak birbirlerinden bağımsızdır.

Yukarıda belirtilen manyetik etkileşimsizlik, DA motorunun hız ayarı açısından **dinamik performansı** için oldukça önem taşır. Hız değişimi armatür devresine uygulanan gerilim değeri değiştirilerek sağlanır. Gerilimin değişimi armatür akımını da doğru orantılı olarak değiştireceği için, motorun arzulanan hız değerine hızlı bir şekilde ulaşması, akımın da hızlı bir şekilde değişmesine bağlı olmaktadır. Motor alan sargı akımının aktığı devrenin endüktif zaman sabiti, mevcut akım değerinin hızlı bir şekilde istenen akım değerine (dolayısı ile istenen hız) ulaşmada bir gecikme meydana getirecek büyülüklüktedir. Dolayısı ile alan devresinin besleme

gerilimini kontrol ederek hız ayarı yapmak, dinamik performans açısından verimli gözükmemektedir. Oysa armatür devresinin zaman sabiti, alan devresi zaman sabitine oranla oldukça küçütür. Armatür devresi ile alan devresi manyetik olarak bağımsız olduğundan armatür akımı, alanın olumsuz etkisine kapılmadan kısa sürede istenilen değere ulaşabilir ve bu bağımsızlık DA motorlarında bulunmaktadır. Bu yüzden alan ve armatür akımını farklı çeviricilerden temin ederek, armatür akımını yeni (istenen) değerine hızlı bir şekilde çıkarmak çeviricilerden temin ederek, armatür akımını yeni (istenen) değerine hızlı bir şekilde çıkmak ya da indirmek mümkün olabilir. Armatür ve alan devreleri farklı çeviricilerden beslenen (ayrı kontrol edilen) DA motorlarında dinamik ya da **geçici performans** mükemmel sayılacak kadar iyidir. Sonuç olarak, endüvi gerilimi kontrol edilen DA motorları, hız değişimlerine son derece hızlı bir şekilde cevap verebilirler.

#### 2.4. DA motorunda üretilen emk ve moment eşitlikleri

Şekil 1.3'de görüldüğü gibi armatür iletkenindeki akım akış yönü alan akı yönüne diktir. Bu yüzden her bir iletken üzerinde bir (elektromanyetik) kuvvet üretilir. Üretilen kuvvetin büyükliği **armatür akımı** ve hava aralığındaki **akı yoğunluğu** ile orantılıdır. Akı yoğunluğu ise kutup'un toplam akısı ile orantılıdır. Motorun ürettiği toplam moment her bir iletkenin ürettiği momentlerin toplamından elde edilir;

$$T = K_1 \psi I \quad (\text{Nm}) \quad (1)$$

Yukarıda verilen eşitlikte  $\psi$ ; kutup başına Weber cinsinden akımı,  $I$  Amper olarak armatür akımını,  $K_1$  ise makinadaki paralel kol sayısı, iletken sayısı, kutup sayısı ve makinanın boyutlarına bağlı olarak değişen bir sabiti göstermektedir.

Motor dönerken her bir armatür iletkeni, merkezden çevreye doğru yönelmiş olan manyetik akıya dik yüzeysel hızla dönerler. Bu nedenle her bir iletkende emk (elektromanyetik kuvvet) indüklenir. Her iletkende indüklenen emk'lar toplanarak toplam emk elde edilir. Bu değere motor armatürünün ters emk'sı da denilir. Toplam emk değeri armatürün dönüş hızı ve kutup başına üretilen toplam akı değeri ile doğru orantılıdır;

$$E = K_2 \psi w \quad (\text{Volt}) \quad (2)$$

Yukarıda verilen eşitlikte  $w$ ; rad/sn olarak açısal hızı,  $K_2$  ise makinanın boyutları ve sargıları ile değişen bir sabiti göstermektedir.

Son iki eşitlik makinanın moment ve gerilim eşitlikleridir. Bu eşitliklerde aynı birimler kullanıldığından  $K_1$  ve  $K_2$  değerleri eşit olur ve ispatı şöyle yapılabilir;

Mekanik güce dönüşen elektriksel güç;

$$P = EI = K_2 \psi w I \quad (\text{Watt}) \quad (3)$$

ve mekanik güç-moment ilişkisinden;

$$P = Tw = K_1 \psi w I \quad (\text{Watt})$$

elde edilir. Son iki eşitlik birbirine eşitlenirse;

$$K_2 \psi w I = K_1 \psi w I$$

ve

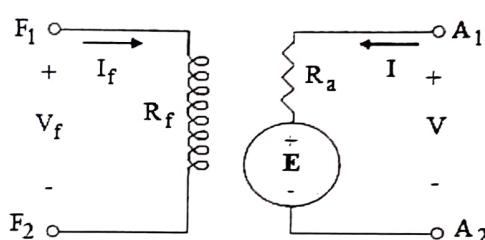
$$K_2 = K_1$$

elde edilir. Sonuç olarak moment ve gerilim ifadeleri tekrar yazılırsa;

$$E = K \psi w \quad (\text{Volt}) \quad (4)$$

$$T = K \psi I \quad (\text{Nm}) \quad (5)$$

elde edilir. Yukarıda verilen ifadelerde  $K$  değeri verilen bir motor için sabittir.



**Şekil 1.4. Doğru akım motorunun armatür ve alan devresi.**

Armatür ve alan devrelerinin elektriksel eşdeğerleri şekil 1.4'e göre oluşturulabilir. Şekil 1.4'de gösterildiği gibi armatür devresinin uçları  $A_1$  ve  $A_2$ , alan devresinin uçları ise  $F_1$  ve  $F_2$  olsun. Motoru besleyen DA kaynağının motorun giriş uçlarına uyguladığı gerilim  $V$  olsun. Armatürde oluşan zıt emk  $E$  ile, armatür devresinin tüm direnci  $R_a$  ile gösterilsin.  $R_a$  içinde armatür iletkenlerinin, fırçaların, komutatör ve fırça yüzeyi arasındaki bölgenin dirençlerinin toplamı vardır. Şekil 1.4'den armatür devresi için  $I$  armatür akımı olmak üzere;

$$V = E + R_a I \quad (6)$$

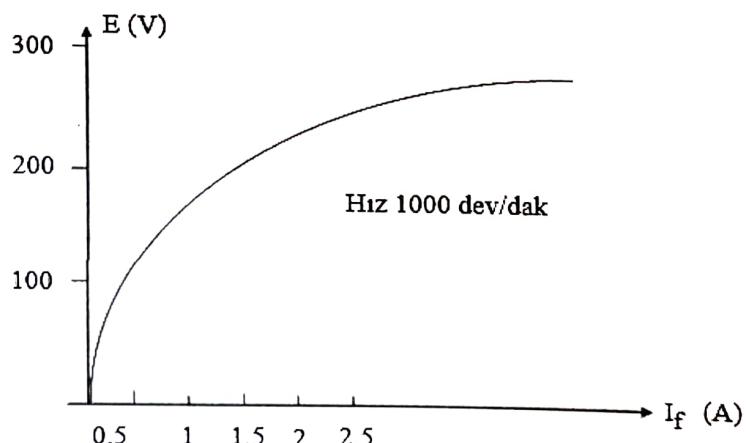
yazılabilir. Benzer şekilde motorun magnetik alan devresi için;

$$V_f = R_f I_f \quad (7)$$

yazılabilir. Yukarıda verile eşitlikte  $R_f$  alan devre direnci  $I_f$  alan devresi akımı,  $V_f$  ise alan sargasını besleyen DA kaynağının gerilimidir.

## 2.5. Doyma eğrisi

Kutup başına iletilen akı ( $\psi$ ) hem gerilim hem de moment ifadelerinde görülmektedir.  $\psi$  değerini belirleyen alan sargasını ifade eden akım ise  $I_f$ ’dir.  $I_f$  ile  $\psi$  arasındaki ilişkiyi alan sargasının manyetik devresinin reaktansı belirler. Düşük alan akımı değerlerinde (dolayısıyla düşük akıda) manyetik devre lineer olacaktır.  $I_f$  devamlı olarak artırılırsa doyma başlar ve lineer bölgenin dışına çıkarılır. Bu noktadan itibaren **doyma bölgesi** adı verilen aralıkta çalışılır.  $I_f$  ile  $\psi$  arasındaki ilişki hesaplanarak bulunması gereklidir. Bu ilişki genel olarak indirekt metotla ya da deney yol ile hesaplanır. (4) denkleminde verilen emk ile akı arasındaki ilişki, eğer makine sabit  $\omega$  hızı ile dönerse, lineer olmaktadır. Bu amaçla yapılan deneyde  $\psi = f(I_f)$  ilişkisi aranan motor, başka bir motor tarafından sabit bir hızla döndürülür. Armatür uçlarına bağlanan voltmetreden farklı uyarma akımları için okunan gerilim değerleri tablo halinde  $V = f(I_f)$  olarak kaydedilir. Armatür uçları açık olduğundan motor armatüründen akım akmaz ve  $V = f(I_f) = E = f(I_f)$  olur.  $E = f(I_f)$  eğrisine mıknatışlanma ya da **doyma eğrisi** adı verilir. Tipik bir DA makinasına ilişkin doyma eğrisi Şekil 1.5’de gösterilmiştir. Değişik sabit hız değerlerinde eğri arayışına gerek yoktur bir tane yeterlidir. (4) denkleminde  $E$  değerinin  $w$  ile doğru orantılı olduğu görülmektedir. Eğer doyma eğrisi bir hız değeri için bulunur ise (4) denklemdeki ilişki kullanarak farklı bir hız için basit bir işlemle  $E = f(I_f)$  eğrisi elde edilebilir.



Şekil 1.5. DA makinasının mıknatışlanma eğrisi (Sabit (1000 d/dak) hızda elde edilmiştir.)

## 2.6. Bir doğru akım motorunda alanın uyarılması

Bilindiği gibi, DA motorunda elektrik gücünün mekanik güçe dönüştürüldüğü **armatür devresi** ve makinanın hava aralığından makineye akı yollayan **manyetik devre** bulunmaktadır. Bu iki devrenin bir tek DA kaynağına paralel olarak bağlanıp beslemeleri yapılabilir. Bu hali ile motor **şönt motor** olarak adlandırılır. İki devre iki farklı kaynaktan da beslenebilir. Bu durumda bu motor **serbest uyarmalı motor** olarak adlandırılır. Alan sargası armatür devresine seri olarak da bağlanabilir. Bu durumda motor **seri motor** olarak adlandırılır. Bu motorda alan sargasının alan akısı, alan sargası tarafından meydana getirilen toplam amper sarım (manyetomotor kuvvet) tarafından üretilir.

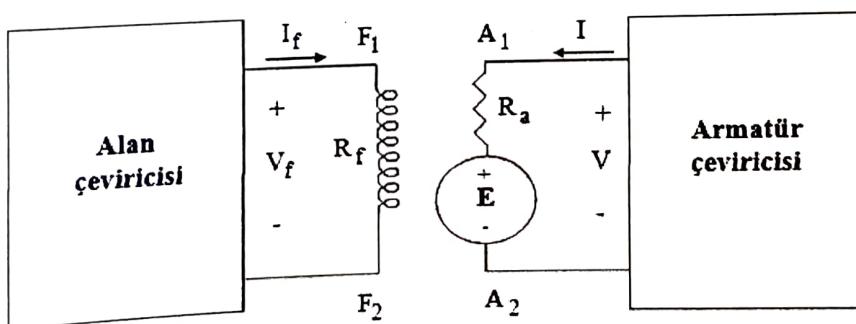
Gereken amper sarım ( $N*I$ ) ya çok sarımlı az akım çeken sargasıyla ya da çok akım çeken az sarımlı sargasıyla üretilir. Eğer motor seri uyarmalı olarak tasarlanmışsa armatür akımı büyük olduğundan

alan sargası az olur. Alan sargasının direncinin az tutulmasının nedeni armatür öncesi gerilim düşümü ve bakır kaybını azaltmaktadır. Serbest ve şönt uyarmalı motorda ise alan sargası çok sayıda sarım içerir. Burada amaç alan devresi güç ihtiyacını azaltmaktadır. Diğer bir motor tipi compound motordur. Bu motorda her kutup için iki ayrı alan sargası kullanılır. Her kutup için tasarlanan sardan birisi şönt uyarma (ya da serbest uyarma) diğeri seri uyarma amaçlıdır. Serbest uyarmalı motor hız kontrolünde maksimum esneklik sağlar. Bu motor tipleri statik hız kontrolünde yaygın olarak kullanılır.

### 3. SERBEST UYARMALI MOTORUN HIZ KONTROLÜ

#### 3.1. Çevirici bağlantıları

Şekil 1.6'da görüldüğü gibi, serbest uyarmalı motorda uyarma ve armatür devreleri bağımsız çevirilerden beslenmektedir. Bu tür çevirici bağlantısı serbest uyarmalı motorun statik hız kontrolünde kullanılır. Eğer her iki çeviriciyi besleyen güç kaynakları doğru akım girişli ve doğru akım çıkışlı ise bu çevirici devrelere DA kıyıcısı adı verilir. Bu tip devrelerin kullanıldığı yerlere örnek olarak akülü otomobil ve doğru akım hattından beslenen elektrikli trenler verilebilir. Eğer (çoğunlukla karşılaşılan şekilde) çeviriciler AA kaynağından besleniyorsa, faz komutasyonlu çeviriciler kullanılır. Eğer motor serbest uyarmalı ise alan sargasını besleyen çevirici kapasitesi (gücü) küçük, armatür devresini besleyen çevirici kapasitesi ise büyütür. Eğer alan ve armatür akımı değerleri değiştirilmek istenirse çeviriciler yardımıyla çevirici çıkışı (diğer bir ifade ile alan ve armatür girişi) gerilimi değiştirilir. Hız kontrol tekniğinde ana kontrol (diğer bir ifade ile alan ve armatür girişi) gerilimi değiştirilir. Hız kontrol tekniginde ana kontrol devresi üzerinde yapılır. Bu yüzden, alan sargasını besleyen çevirici çıkışları (kontrolsüz armatür devresi üzerinde) sabit gerilim üretse de, armatür devresini besleyen çevirici daima doğrultucu kullanarak) ayarlayacak şekilde dizayn edilir. Alan sargasını besleyen çevirici çıkışındaki gerilimin ayarını, alan sargı geriliminin ayarını da gerektirirse yapılır.



Şekil 1.6. Serbest uyarmalı motorun armatür ve alan sargı devresi.

#### 3.2. Serbest uyarmada hız kontrol aralığı

(6) denklemi  $E$ 'ye göre tekrar düzenlenirse;

$$E = V - R_a I$$

bulunur. Bu ifadede,  $E$  yerine (4) eşitliğindeki karşılığı yazılacak olursa;

$$V - R_a I = K\psi w \quad (8)$$

elde edilir. Son eşitlikten hız için;

$$w = \frac{V - R_a I}{K\psi} \text{ rad/s} \quad (9)$$

yazılabilir. (9) eşitliği incelendiğinde iki farklı hız **kontrol modu** olduğu görülebilir. (5) ifadesine bakıldığında motor tarafından üretilen moment değerinin, akı ve armatür akım değerinin çarpımları ile doğru orantılı olduğu görülür. (9) eşitliğinde akım payın sağ tarafındadır ve değeri yükün ürettiği momenti tarafından belirlenir. Dolayısıyla akımın maksimum değeri de üretilen maksimum moment tarafından belirlenir.  $R_a * I$  çarpımı, armatür devresindeki gerilim düşümünü verir. Bu gerilim düşümü, armatür akımının maksimum değeri ile sınırlıdır. Bu yüzden  $V$  değeri arttırıldığında, payın sağ tarafındaki  $R_a * I$  değeri de artacaktır. Eğer  $\psi$  değeri sabit tutulursa, son eşitlikte görüldüğü gibi armatür uçlarındaki gerilimi artırarak veya azaltarak hız ayarı yapılabilir. Pratikte hız bu şekilde ayarlandığında  $\psi$  akısı maksimum değerinde sabit tutulur. Bunun nedeni ise momentin akım ile akının çarpımından elde edilmesidir. Akı değeri maksimum değerinde sabit tutulduğunda, armatürü besleyen çeviriciden talep edilen akım miktarı (istenilen moment için) minimum olabilecektir. Akıyı maksimum değerinde tutmak için alan devresini besleyen çeviriçi çıkışındaki gerilimde maksimum olması gereklidir. Motorun sıfırdan başlayarak çıkabileceği en büyük hız değerine ulaştığı ana kadar akı değeri maksimum değerinde tutulur. Bu aradaki tüm hız değerlerine, armatürü besleyen çeviriçi çıkışındaki gerilim ayarı ile oynayarak ulaşılabilir. En yüksek hızda armatür çeviricisinin çıkış gerilim değerinin de maksimum olduğu zaman ulaşılabilir. Bu durumda ulaşılan hız değerine **nominal hız** adı verilir. Nominal hız ve bunun altındaki hızlarda motor, **maksimum akı** ve **maksimum akım** değerinde çalışarak ((5) numaralı denklemle verilen) **maksimum momenti** verir.

Buraya kadar anlatılanlar motorun **sabit-moment modunda** hız kontrolü olarak adlandırılır. Güç moment ile hızın çarpımına eşit olduğundan bu modda motorun çıkış (mil) gücü motorun hızı ile doğru orantılıdır.

**Nominal hız değerinin üstündeki hız değerlerinde** ise armatür gerilimi nominal değerinde tutularak, tüm hız ayarları alan devresini besleyen çeviriçinin çıkış gerilim değerini (maksimum değerinden) azaltarak yapılır. (9) eşitliğinde görüldüğü gibi hız ve akı ters orantılıdır. Moment ile akı değeri doğru orantılı olduğu için akı azaldıkça makinanın ürettiği moment miktarı da azalacaktır. Diğer bir ifade ile maksimum momentin sürdürülmesi artık imkansız olacaktır.  $P=T*w$  eşitliğinde görüldüğü gibi, hız arttıkça moment azalacak ve güç sabit kalacaktır. Buna **sabit güç modunda** çalışma adı verilir. Bu mod ile nominal hızın iki ya da üç katındaki hız değerlerine ulaşılabilir. Aşağıda sabit moment modunda yapılan hız kontrolüne ilişkin bir problem verilmiştir.

### Problem

Bir DA motorunun alan ve armatür devresi iki ayrı çeviriçi ile kontrol edilmektedir. Armatür direnci  $0,5 \Omega$ , alan sargası direnci  $125 \Omega$  dur.  $1000 \text{ d/dak}$  için çıkarılan mıknatışlanma eğrisi Şekil 1.5 de gösterilmiştir. Alan sargasına uygulanan gerilim sabit ve  $250 \text{ V}$  dur. Yük momentinin tüm hızlarda sabit kaldığı ve armatür akımının bu moment için değerinin  $20 \text{ A}$  olduğu kabulü ile armatürü besleyen çeviriçinin çıkış gerilimi;

50 V, 100V, 150 V, 200 V, ve 250 V olması durumunda motor hızının aldığı değerleri ayrı ayrı bulunuz.

### Çözüm

Alan sağı akımı  $250/125=2$  A olmaktadır. Şekil 1.5'den bu alan akımına karşı gelen emk değeri (1000 d/dak hız değerinde)  $E=250$  V olarak bulunur.

$$\text{a)} E = V - R_a * I = 50 - 0.5 * 20 = 40 \text{ V}$$

bulunur. 1000 d/dak için emk değeri  $E=250$  V olduğuna göre  $E=40$  V için hız değeri;

$$N = \frac{40}{250} 1000 = 160 \text{ d/dak}$$

elde edilir. Benzer işlemler diğer gerilim değerleri için yapılırsa;

$$\text{b)} E = 100 - 0.5 \cdot 20 = 90 \text{ V} \quad N = \frac{90}{250} 1000 = 360 \text{ d/dak}$$

$$\text{c)} E = 150 - 0.5 \cdot 20 = 140 \text{ V} \quad N = \frac{140}{250} 1000 = 560 \text{ d/dak}$$

$$\text{d)} E = 200 - 0.5 \cdot 20 = 190 \text{ V} \quad N = \frac{190}{250} 1000 = 760 \text{ d/dak}$$

$$\text{e)} E = 250 - 0.5 \cdot 20 = 240 \text{ V} \quad N = \frac{240}{250} 1000 = 960 \text{ d/dak}$$

Buna göre  $V=f(w)$  tablosu;

V armatür gerilim (V)	50	100	150	200	250
Hız ( $\omega$ ) (d/dak)	160	360	560	760	960

Aşağıda sabit güç modunda çalışmaya ilişkin bir başka problem verilmiştir.

### Problem

Bir önceki problemde hem alan hem de armatür çeviricisi maksimum çıkış gerilimi 250 V olarak verilmiştir. Verimli bir çalışma sağlamak için alan devresi besleme gerilimi 50 V'a kadar indirilebilmektedir. Armatör gerilimi 250 V'da sabit tutularak yalnızca alan gerilimi ayarlamak şartı ile; 200 V, 150 V, 100 V, 50 V'luk alan sağı devresi gerilimlere karşı gelen motor hız değerlerini bulunuz. (Motorun tüm durumlarda çektiği armatür akımı  $I=20$  A kabul edilmektedir.). Bu durumda (maksimum hız/nominal hız) oranı nedir?

### Çözüm

Armatür gerilim sabit ve 250 V, tüm durumlarda armatürün çektiği akım  $I=20$  A kabul edildiği için, tüm çalışma koşullarında armatürde endüklenen emk değeri sabit ve  $E = 250 - 20 * 0.5 = 240$  V olur. Alan devresi besleme gerilimi  $V_f = 200$  V değeri için  $I_f = 200/125 = 1.6$  A olur. Bu

alan akımına karşı gelen emk değeri mıknatışlanma eğrisinden ( $1000 \text{ d/dak}$ ) için  $E=238 \text{ V}$  olacaktır.  $E=240 \text{ V}$  için hız değeri daha önce hesaplandığı için,  $E=238 \text{ V}$  için hız değeri,

$$N = \frac{240}{238} 1000 = 1008 \text{ d/dak}$$

olacaktır.

Alan devresi besleme gerilimi  $V_f = 150 \text{ V}$  değeri için  $I_f = \frac{150}{125} = 1.2 \text{ A}$  olur. Bu alan akımına karşı gelen emk değeri mıknatışlanma eğrisinden ( $1000 \text{ d/dak}$ ) için,  $E=215 \text{ V}$  olacaktır.  $E=240 \text{ V}$  için hız değeri daha önce hesaplandığı için,  $E=215 \text{ V}$  için hız değeri,

$$N = \frac{240}{215} 1000 = 1116 \text{ dev./dak}$$

olacaktır.

Alan devresi besleme gerilimi  $V_f = 100 \text{ V}$  değeri için  $I_f = 100/125 = 0.8 \text{ A}$  olur. Bu alan akımına karşı gelen emk değeri mıknatışlanma eğrisinden ( $1000 \text{ d/dak}$ ) için,  $E=173 \text{ V}$  olacaktır.  $E=240 \text{ V}$  için hız değeri daha önce hesaplandığı için,  $E=173 \text{ V}$  için hız değeri,

$$N = \frac{240}{173} 1000 = 1387 \text{ dev./dak}$$

olacaktır.

Alan devresi besleme gerilimi  $V_f = 50 \text{ V}$  değeri için  $I_f = \frac{50}{125} = 0.4 \text{ A}$  olur. Bu alan akımına karşı gelen emk değeri mıknatışlanma eğrisinden ( $1000 \text{ dev./dak}$ ) için,  $E=100 \text{ V}$  olacaktır.  $E=240 \text{ V}$  için hız değeri daha önce hesaplandığı için,  $E=100 \text{ V}$  için hız değeri aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$N = \frac{240}{100} 1000 = 2400 \text{ dev./dak.}$$

Bir önceki problemde nominal hız  $V_f = 250 \text{ V}$ 'da üretilmiş ve değeri  $w = 960 \text{ dev./dak.}$  idi. Alanın zayıflatılması ile elde edilen  $V_f = f(w)$  tablosu ise aşağıda verilmiştir;

$V_f$ (V)	250	200	150	100	50
$w$ (rad/s)	960	1008	1116	1387	2400

Her iki problem sonucu birleştirildiğinde armatür gerilimi kontrol edilerek (sabit moment modu) hız,

$w : 0-960 \text{ dev./dak.}$

arasında, alan gerilimi kontrol edilerek (sabit güç modu) ise

$w : 960-2400 \text{ dev./dak.}$

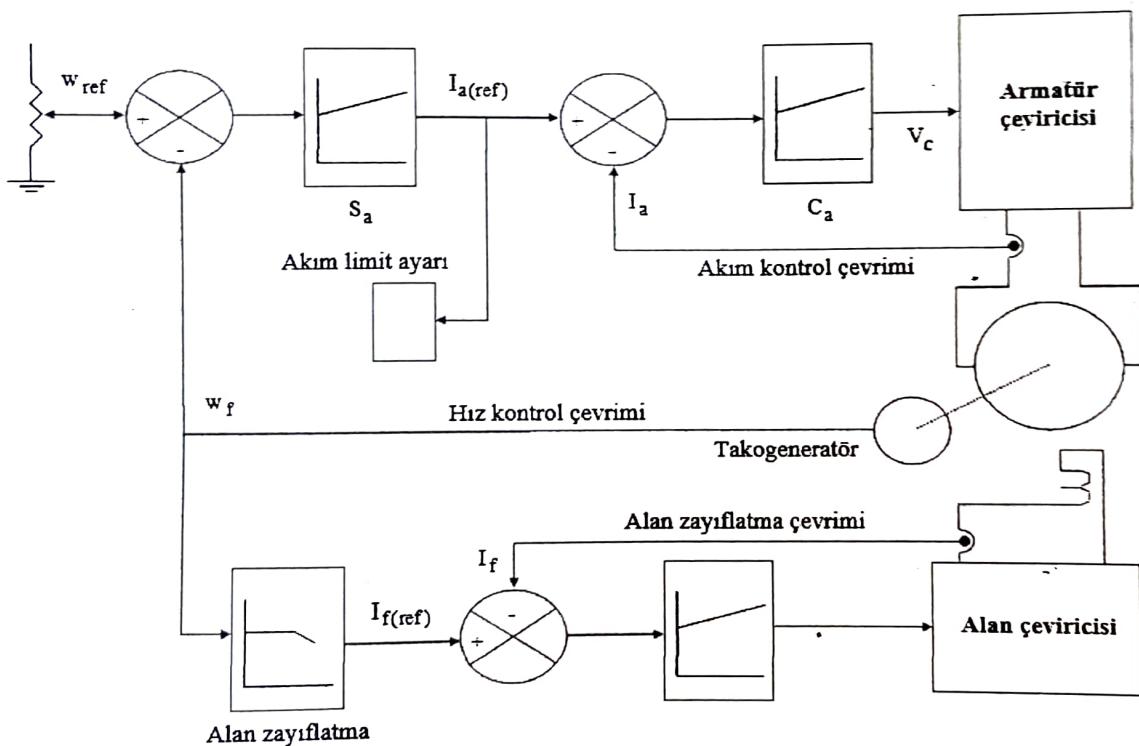
arasında değiştirilmektedir. Maksimum hız / nominal hız oranı ise;

$$2400 / 960 = 2,5$$

olarak bulunur.

### 3.3. Serbest uyarmalı doğru akım motorunun kapalı çevrim hız kontrolü

Şekil 1.7'de, serbest uyarmalı DA motorunun kapalı çevrim hız kontrol şeması verilmiştir. Verilen şema her iki kontrol modu için de geçerlidir. İncelemeye önce armatür kontrol devresinden başlanırsa armatür akımının kontrolü için iki çevrim görülmektedir. Bunlardan bir tanesi en dışta hız çevrimi, ikincisi ise daha içte olan akım çevrimidir. Talep edilen hız değeri referans hız olarak hız çevrim girişine verilir. Bu hız referans sinyali Şekil 1.7'de,  $w_{ref}$  olarak gösterilmiştir. Bu değer aslında bir gerilim değerine karşı gelmektedir.



Şekil 1.7. Serbest uyarmalı bir DA motorunun kapalı çevrim hız kontrolü

Ayarlanan direnç yardımıyla gerilim düşümü değiştirilerek bu değere karşı düşürülen hız değeri dolayısı ile ayarlanmış olmaktadır. Makinanın gerçek hızı ise bir takometre veya hız algılayabilen bir sistem yardımıyla algılanır ve kontrolörüne uygulanır. (aslında bu değerde bir gerilim değeridir). Okunan gerilim  $w_{ref}$  hızına karşı düşürülmüştür.  $w_{ref} - w_f$  farklı hız hatası olup,  $S_a$  ile gösterilen hız kontrol kuvvetlendirici yardımıyla kuvvetlendirilir. Hız kontrol kuvvetlendiricisinin çıkışı direkt olarak armatür gerilimini kontrol eden çeviriciye bağlanmaz. Bunun yerine akım kontrol çevrimi olarak adlandırılan ikinci bir çevrim girişine uygulanır. Bu ikinci çevrim referansı şekilde  $I_a(ref)$  ile gösterilmiştir. Motorun armatüründen akan  $I_a$  gerçek akımı, hızlı bir akım algılayıcısı tarafından algılanır akım kontrolörüne  $I_a$  olarak uygulanır. Bu

durumda akım hatası  $I_{ref} - I_a$  olacaktır. Bu fark  $C_a$  ile gösterilen akım kontrol kuvvetlendiricisi tarafından kuvvetlendirilir ve çıkışı armatür çeviricisine kontrol girişi olarak sokulur. Bu işaret şekilde  $V_c$  olarak gösterilmiştir. Bu değer armatürü besleyen çeviriciyi akım hatasını sıfır yaparak şekilde kontrol eder. Eğer armatür çeviricisi faz kontrollü çevirici ise akım kuvvetlendiricisinin  $V_c$  çıkışı çeviricinin tetikleme açısı yardımıyla değiştirilir. Eğer armatür çeviricisi bir kıycı ise  $V_c$  değeri (iletim/kesim) oranı değiştirilerek kontrol edilir. Yukarıda verilen devrede en dıştaki hız çevrimi, daha içteki akım çevrimine referans verir.

Burada verilen iç içe kontrol tekniği bir servo tahrikte pozisyon kontrol amacı ile daha da genişletilebilir. Pozisyon kontrol sistemleri için üç adet kontrol sistemi vardır ve en dıştaki çevrim pozisyon çevrimi olur. Burada verilen sinyal, motorun açısal pozisyonu hakkında olur, sinyal yardımıyla motorun gerçek pozisyonu algılanır ve pozisyon geri besleme sinyali olarak pozisyon kontrol kuvvetlendiricisine verilir. Bu kuvvetlendirici çıkışı, hız kontrol çevrimi için referans girişi olarak kullanılır. Hız ve akım kontrol çevrimi de Şekil 1.7'de verildiği gibidir.

### 3.4. Alanın zayıflatılması

Şekil 1.7 de alan sargısının gerilimini temin eden **alan çeviricisi** ve alan akımı için kapalı çevrim kontrolörü gösterilmiştir. Bu kontrolöre referans girişi FW ile gösterilen ve alan zayıflatıcı etkisi olan devreden devreden gelmektedir. Alan zayıflatıcı devre hız sensöründen gelen  $w_f$  hız sinyalini giriş sinyali olarak alır. FW devresi (sabit çıkış vermek üzere dizayn edilmiştir). Bu sabit çıkış gerilim değerinde motorun alan akımı maksimumdur) motorun maksimum alan akımı temin edecek şekilde sabit çıkış işaretini verir. Bu işlemin olabilmesi için hız sensöründe algılanan makinanın gerçek hızına ilişkin sinyalin devam etmesi gereklidir. Bu çalışma makine nominal hızın altındaki hız değerindeki çalışma durumuna ilişkindir. Makinanın hızı nominal üzerine çıkışınca, FW'nin çıkışı alan akımını azaltmayı başlatacak şekilde dizayn edilmiştir. Şekil 1.7'de bu azalış sembolik olarak gösterilmiştir. FW'nin çıkışı alan akımı için referans olduğu için, alan zayıflatıcı devre, amacı olan nominal hızın üzerindeki hızların elde edilmesini sağlayacak şekilde (sürekli olarak düşük alan akımı vererek) çalışır. Alan akımının kapalı çevrim hız kontrolü için Şekil 1.7'de görüldüğü gibi, alan akımına duyarlı bir sensör kullanılır. Bu sensör alan akımı,  $I_f$  geri besleme sinyali sağlar. Alan akımı hata güçlendiricisi  $I_{f(ref)}$  ile  $I_f$  arasındaki hatayı güçlendirir ve alan devresini besleyen çeviricinin hatayı yok etmesini sağlar. Kuvvetlendiriciden gelen girişe bağlı olarak alan çeviricisi tetikleme açlarını değiştirerek (eğer faz kontrollü ise) ya da açma kapama süresini değiştirerek (eğer bir kıycı ise) alan gerilimini uygun değere getirir.

### 3.5. Armatür akımı için akım limiti

Motor kontrol devrelerinde kapalı çevrim modelleri değişse de değişimyen bir nokta armatür akımı kontrol döngüsünde yer alan **akım sınırlamasıdır**. Böyle bir sınırlama koymaının nedeni ya motor kalkışında ya da hız hatası (büyük hızların ortaya çıkması) oluştuğunda aşırı akımın ortaya çıkması ihtimalidir. Motorun armatürüne zarar vermeden çıkışabilecek en büyük akım değerine karşı gelen hız değeri, hız kontrol kuvvetlendiricisinin çıkışının maksimum değeri olarak alınır. Bu durumda akım kuvvetlendiricisinin maksimum değeri, motorun zarar görebileceği akım değerine ulaşamayacaktır. Eğer motor yeni hareket ediyorsa (dolayısı ile hız hatası büyük olacaktır) veya hızda çeşitli nedenlerden dolayı büyük değişiklik olmuşsa, bu durumda hız kuvvetlendiricisinin çıkışı yatay olarak (ayarlanan maksimum akıma karşı düşen

hız değerine eşit olan bir değerde) kalacaktır. Şekil 1.7'de, akım sınırlandırılması sembolik olarak gösterilmiştir (akım kontrol kuvvetlendirici girişi).

### 3.6. DA motorunun generatör olarak çalıştırılıp frenlenmesi

Motor bir yönde hareket ediyorken, generatör olarak frenlendiğinde armatür devresinden kaynağı doğru (çevirici üzerinden) bir güç akışı meydana gelecektir. Diğer bir ifade ile güç, motor çalışma modundaki yön ters bir yönde motordan generatöre doğru akacaktır. GÜCÜN işaret değiştirebilmesi için ya armatür akımı yönü ya da armatür gerilimi polaritesi değiştirilmelidir. Pratikte bu olay iki şekilde karşımıza çıkar;

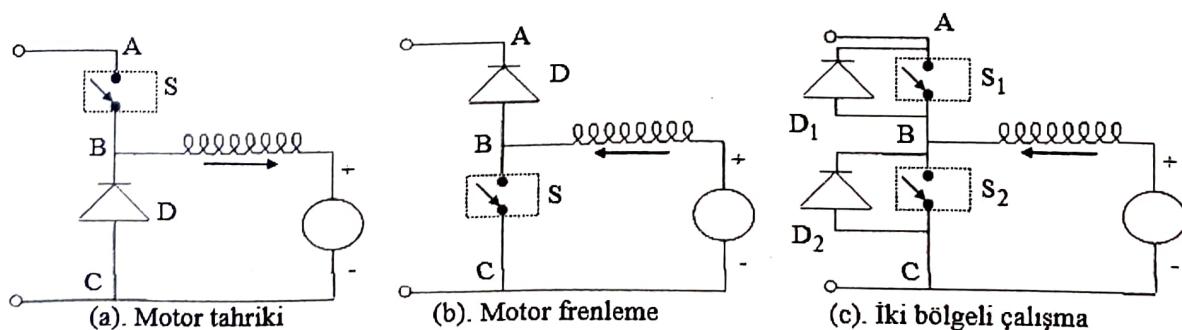
- Armatürü besleyen çevirici bir DA kiyicisi olabilir (akü ile tahrif edilen elektrikli araçlarda olduğu gibi).
- Armatürü besleyen çevirici faz kontrollü (AA sistemi üzerinden tristörlerle veya IGBT ile doğrultulan gerilim ile) olabilir (sanayide kullanılan haddeleme sistemi tahrif eden yapıda olduğu gibi).

Şimdi her iki durumu sırası ile inceleyelim.

## 4. DA KIYICISI İLE BESLENEN DA MOTORUNUN HIZ AYARI

### 4.1. DA motorunun tahrif edilmesi ve frenlemesi

Şekil 1.8 (a)' da motorun tahrif modu görülmektedir. Burada kiyici motoru **tahrif** modunda çalışmaktadır. Frenleme moduna geçmek için kiyici devresinde dizayn değişikliğine ihtiyaç vardır. Bunun için kiyici **frenleme** modunda çalışmalıdır. Bu durum, Şekil 1.8(b)'de gösterilmiştir. Devre değişikliği ya kontaktör kullanarak ya da statik anahtarlar kullanarak yapılabilir. Hızlı bir frenleme işlemi için Şekil 1.8 (c)' de gösterilen iki bölgeli çalışma oldukça uygundur. Kapı darbesi kesilerek  $S_1$  anahtarı açıldığında **iki bölgeli çalışma** modunda frenleme başlamış olur ve motor akımı sıfıra düşer (motorun sağ tarafa dönmeye devam ettiği unutulmasın). Daha sonra  $S_2$  anahtarı kapı darbeleri ile iletme geçirilir.  $S_2$ 'nin iletim kesim oranı ile oynanarak istenen frenleme akımı elde edilebilir. Frenleme momenti armatür akımı ile orantılı olduğu için, kapalı çevrim akım kontrolörüne uygun referanslı giriş darbeleri (bir program yardımı ile) verilerek yavaşlama hızı (dolayısı ile yavaşlama momenti) ayarlanabilir.



Şekil 1.8. DA motorlarının generatör frenlenmesi için kullanılan kiyici devreleri.

### Problem

Akülü bir araba DA motor ünitesi ile tahrif edilmektedir. Motor armatürü iki bölgeli kıyıcı üzerinden beslenmektedir. Motorun uyarma alanı direkt olarak akü üzerinden beslenmekte ve alan akımı reosta kullanılarak kontrol edilmektedir. Akü gerilimi 120 V, armatür direnci 0,4 Ω dur. Araç maksimum armatür geriliminde (alan ise maksimum akımda) çalışıyorken motorun durdurulması gerekmıştır. Frenleme başlangıcında armatür akımı 80 A değerindedir. Kıyıcıyı ideal kabul ederek frenleme akımı 50 A olduğunda Şekil 1.8'de görülen kıyıcının, B ve C uçları arasındaki gerilim değerini bulunuz?

### Çözüm

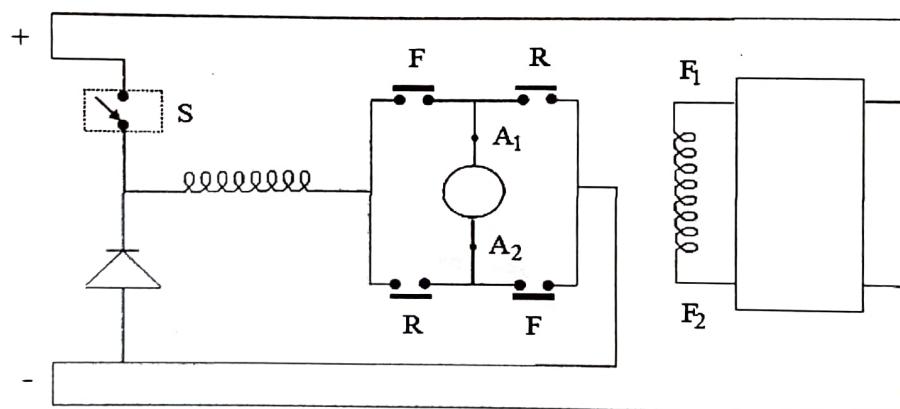
Frenleme başlangıcında motorun emk değeri;

$$E_m = V - IR_m = 120 - 80 \cdot 0.4 = 88 \text{ V}$$

olur. Frenleme akımının 50 A olması için kıyıcının B ve C uçları arasındaki başlangıç gerilimi;

$$V_1 = 88 - 50 R_m = 88 - 50 \cdot 0.4 = 68 \text{ V}$$

olmaktadır.



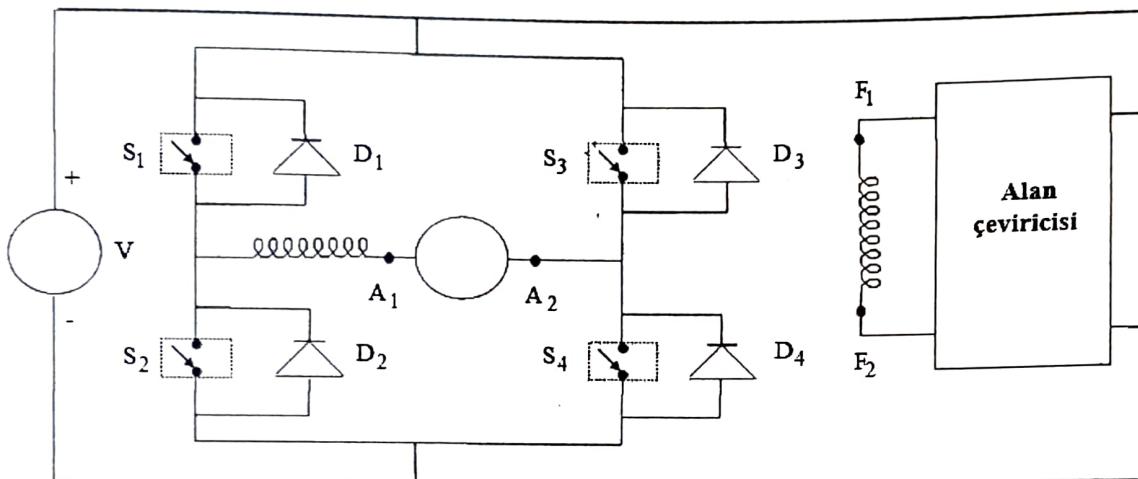
Şekil 1.9. Kontaktör kullanarak armatür uçlarının ters döndürülmesi.

### 4.2. DA motorunun ters döndürülmesi

DA motorunun ters yönde dönmesini temin için ya armatür uçları ya da alan uçları ters döndürülür. Alan sargası oldukça endüktif karakterde olduğundan, hızlı bir ters yönde dönüş sağlayabilmek için armatür uçlarının ters döndürülmesi daha uygun olur. Şekil 1.9'da, armatür uçları elektromanyetik anahtar (kontaktör) kullanılarak ters çevrilmiştir. Her iki F kontağı motor normal dönüş yönünde kapalı pozisyondadır. İki adet R kontağı ise motor ters yönde iletimdeyken kapalı durumdadırlar. Her iki kontak çifti birbirleriyle ayrı zamanlı olarak çalışırlar (F kapalı R açık, R kapalı F açık). Motor serbest uyarmalı olarak seçilmiştir. Alan sargası armatürün beslendiği kaynaktan fakat ayrı bir çeviriçi üzerinden beslenir. F kontakları kapalı durumdayken, DA kaynağının (+) ucu A<sub>1</sub> terminaline, kaynağı (-) ucu ise A<sub>2</sub> terminaline bağlanır.

### 4.3. Dört bölgeli statik kiyıcı

Motorun bir yönde dönerken önce durup sonradan ters yönde dönmesi amacıyla gereken süreyi azaltmak için mekanik anahtarlamadan kaçınılmazı gerekir. Bu amaca ulaşmak için şekil 1.10'da verilen dört bölgeli kiyıcı kullanılır. Devredeki her bir kontrollü statik anahtara ters yönde bir diyon bağlanmıştır. Motor normal yönde dönerken  $S_2$  ve  $S_3$  anahtarları açık,  $S_4$  kapalıdır.



**Şekil 1.10. Dört bölgeli statik kiyıcı**

Motorun bu yöndeki hız ayarı  $S_1$  anahtarı darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilerek yapılır.  $S_1$  açıldığında self'te biriken enerji yolunu  $S_4$  ve  $D_2$  üzerinden tamamlar. Motorun ters döndürülmesi için önce yavaşlatılıp durdurulması (generatör frenleme), daha sonra ise ters yönde hızının artırılması gerekir. Motorun normal yönde dönerken ters yönde dönmesini temin etmek için aşağıdaki yöntemin uygulanması gerekir; Motor normal yönde dönerken tüm statik kontrollü anahtarlar açılır. Motorun armatür akımı ve akımı düzgünleştirmek için kullanılan endüktansın akımı yolunu  $D_2$  ve  $D_3$  diyonları ve kaynak üzerinden tamamlar. Bundan amaç motor akımını sıfıra yaklaşımaktır. Daha sonra frenleme başlar. Bunun için  $S_3$  anahtarı, darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilerek armatür akımı istenilen ölçüde azaltılır.  $S_3$  anahtarının darbe genişlik modülasyonu sırasında ya açık ya kapalı olması gerekir.  $S_3$ 'ün kapalı (ON) olduğu durumda dönen motorun emk'si, dolayısıyla motor akımı yolunu  $D_1$  ve  $S_3$  üzerinden tamamlar.  $S_3$  açıldığında (OFF) ise akım  $D_1$  ve  $D_4$  üzerinden kaynağı da içine alacak kapalı bir çevre boyunca akacaktır. Frenleme momentinin değeri  $S_3$  anahtarının (iletim süresi/kesim süresi) oranından belirlenir. Frenleme momentinin sonunda motor hızı sıfır olur. Bunu takiben  $S_2$  anahtarı kapatılır. Ters yönde hızlandırma momenti ise  $S_3$  anahtarı darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilerek temin edilir.

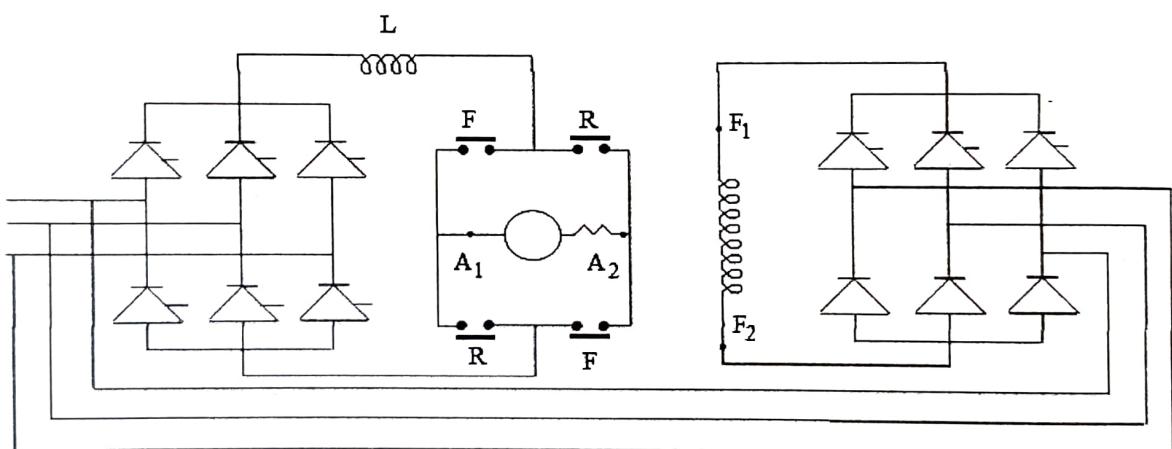
## 5. FAZ KONTROLLÜ ÇEVİRİCİLER KULLANILARAK DA MOTORU HIZ KONTROLÜ

Endüstride yaygın olan DA motor kontrol yönteminde, faz komutasyonu ile kontrol edilen ve tristör içeren çeviriciler kullanılır. Bu tercihin nedeni faz komutasyonlu çeviricilerin DA kaynağından değil AA kaynağından (şebekeden) beslenmesidir. Armatürü besleyen çeviriçi 3 fazlı tristörlü köprü doğrultucudur. Alan sargasını besleyen çeviriçi küçük güçlü olduğundan,

alan sargası bir fazlı köprü doğrultucu üzerinden beslenebilir. Çoğu zaman ekonomik açıdan avantaj sağlamak için alan sargasında bir veya üç fazlı yarı kontrollü köprü çevirici tercih edilir. Nominal hızın altındaki hız değerinde (daha önce bahsedildiği gibi) hız ayarı armatürü besleyen çevirici kontrol edilerek gerçekleştirilir. Daha yüksek hızlarda ise alan sargasını besleyen çevirici kontrol edilir. Eğer hem armatürü hem de alan sargasını bir tek köprü çevirici kontrol ediyorsa, motorun ters yönde çevrilmesi ve motorun frenlenmesi statik anahtarla mümkün olmayabilir. Tristör köprüsü akımı ancak tek bir yönde taşıyabilir. Ters yönde dönüş ancak ya alan sargı uçlarını ya da armatür devre uçlarını ters çevirmekle mümkün olabilir.

Alan sargı uçlarının ters çevrilmesi (diğer ifade ile alan akımının ters çevrilmesi) uzun bir zaman alır. Bunun nedeni alan sargasının oldukça endüktif bir karakterde olmasıdır. Armatür uçlarının ters çevrilmesi ise daha çabuk olur. Bu işlem kontakörle daha önce kıyıcı devrelerinde anlatılanlara benzer şekilde yapılır. Burada önce armatür uçlarının mekanik olarak ters çevrilmesi anlatılacak, daha sonra ise tümüyle statik anahtarlar kullanılarak armatür ve alan akımının yönünün nasıl ters çevrileceği gösterilecektir.

### 5.1. Kontakörler kullanılarak armatür akımının ters çevrilmesi

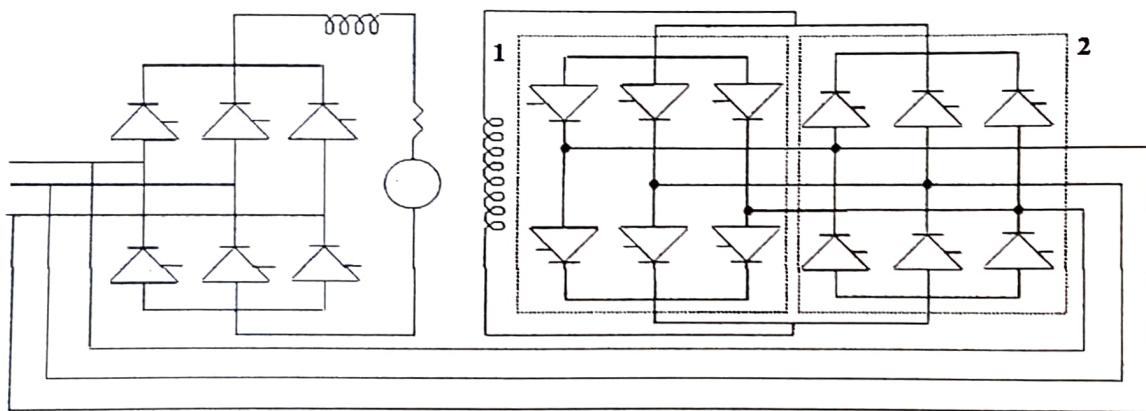


**Şekil 1.11. Kontakör kullanılarak armatür akımının ters çevrilmesi**

Şekil 1.11'de görülen her iki R ve F kontakları iki ayrı kontaköre ilişkin anahtar elemanlarıdır. Her iki R aynı anda ve her iki F aynı anda açılır ve kapanırlar. R'ler açıkken F'ler kapalı, F'ler açıkken ise R'ler kapalıdır. F kontakları motor normal yönde çalışırken kapalı durumda, R kontakları ise motor ters yönde çalışırken kapalı durumdadırlar. Motor normal yönde çalışırken ters yönde dönüş gerekirse, armatürü besleyen çevirideki tristörlerin tetikleme açıları büyütülür. Bundan amaç çevirici çıkışı gerilimi ortalama değerini oldukça azaltmaktadır. Bu olay motor akımını azaltır ve sıfıra yaklaşır. Armatür akım yoluna konan **sıfır akım detektörü** F kontaklarını açma komutu verir aynı zamanda R kontakları da kapatılır (armatürden akım akmadığı unutulmasın). Evirici (back voltage) gerilimi motor sargı uçlarında endüklenen gerilimden daha büyük olduğu için (zira  $\alpha$  oldukça büyük yapılmıştır) devreden akım akması mümkün olmaz. Bu arada motorun mekanik donanımının sahip olduğu kinetik enerji dolayısıyla halâ döndüğü unutulmamalıdır. Eviricinin tetikleme açısı amaca uygun bir şekilde azaltılır. Motor armatür uçları arasındaki gerilim, evirici (back voltage) geriliminden büyük olduğu degerden itibaren frenleme akımı motordan eviriciye oradan da şebekeye doğru

akmaya başlar. Artık güç akış yönü değişmiştir ve motor generatör olarak çalışıp frenlemeye başlamıştır. Tetikleme açısının değeri, yavaşlama (frenleme) momentine direkt olarak etki edecekinden frenleme momentine uygun olan tetikleme açıları kullanılır. Tetikleme açısı  $\alpha = 90^\circ$  olduğunda, inverterin çıkış gerilimi sıfır olacağından pratik olarak hız sıfır olacaktır. Tetikleme açısından azalma devam ettirilirse çevirici, evirme modundan doğrultma moduna geçecektir. Bu durumda ise motor ters yönde harekete başlayacaktır (motora akımın  $A_2$  ucundan girip,  $A_1$  ucundan çıktıgı unutulmamalıdır). Kapalı çevrim hız kontrolünde motorun hızı sıfır ya da hedef (istenen) hızın altında bir hız değerinde olduğunda, hız hatası büyük olacaktır. Motor bu durumda kontrolörün (ayarlı olduğu) hız limitinin altında çalışacaktır. Motor hızı (ayarlanan) referans hıza yaklaşlığında ise hız hatası küçülecektir. Sonuç olarak akım referansı küçülecek ve hedef hız düzgün olarak yaklaşılacaktır. Şekil 1.11'de görülen L endüktansı armatür akımını düzgünleştirmek için kullanılır. Şekil 1.11'de armatör direnci de gösterilmiştir. Alan sargası yarı kontrollü köprü doğrultucu üzerinden beslenmektedir. Bu devre tam kontrollüye göre daha ekonomiktir.

## 5.2. Motor alanının ters çevrilmesi



Şekil 1.12. Motor alan akımının statik anahtarlar kullanılarak ters çevrilmesi.

Şekil 1.12' de motor alanının ters çevrilebilmesini mümkün kılan devre montajı verilmiştir. Alan devresi oldukça endüktif karakterde, dolayısı ile zaman sabiti büyük olduğundan direkt olarak anahtar kullanarak alan akımının ters çevrilmesi zaman alır. Şekil 1.12'de görüldüğü gibi alan devresine bağlı iki adet çevirici kullanarak alan akımını dolayısıyla motor devir yönü ters çevrilebilir. Her iki çeviricide tam kontrollü köprü doğrultucudur. Eğer motor normal dönüş yönünde dönüyorrsa ve hedef motorun ters yönde döndürülmesi ise generatör frenleme yöntemi ile aşağıda belirtilen işlemlerin yapılması gereklidir.

Önce armatür devresini besleyen çevircideki tristör tetikleme açısı büyütülerek armatür devresine uygulanan gerilim azaltılır. Bunun sonunda armatür akımı sıfıra indirilir. Başlangıçta 1 numaralı alan çevircisinin alan sargasını beslediğini kabul edelim. Bu çevirici akım yönü (+) ve bu çevirici **pozitif çevirici** olarak kabul edilsin. 1 numaralı çevirici tetiklemesi büyük seçilerek evirme modunda çalışması sağlanır. Bu durumda alan endüktansında biriken enerji çevirici üzerinden AA kaynağına geri gelir ve alan akımı sıfıra düşer. Alan akımı sıfır olduğu için armatürde endüklenen gerilimde sıfır olur. Motorun hala dönmesi bu sonucu değiştirmez. Alan akımı sıfıra düştükten sonra birkaç milisaniye bekleyerek **ölü zaman dilimi** oluşturular.

Daha sonra 2 numara ile gösterilen **negatif çevirici** tristörleri tetiklenir. Bu işlemin sonunda negatif çeviricinin devreye girmesi ile alan sargı akımı ve dolayısı ile alan gerilimi ters döner böylece motorun armatür gerilimi ters polariteye sahip olur (zira alan akısı ters yöne dönmüştür). Eş zamanlı olarak armatür çeviricisi de evirici modda çalıştırılır. Bütün bunlar makinanın hızının azalmasını sağlar. Armatörün kinetik enerjisi çevirici üzerinden şebekeye doğru akar. Makine yavaşladıkça armatür çevresindeki tristörlerin tetikleme açıları (daha önce  $90^\circ$  den büyültü)  $\alpha_p = 90^\circ$ 'ye doğru azaltılır.  $\alpha_p = 90^\circ$  için evirici gerilimi sıfır olur. Hız sıfıra düşünce armatür çevirici tristörü tetikleme açıları daha da azaltılır. Bu durumda bu çevirici doğrultma moduna geçer ve negatif yönde hızlanır. Amaç hız hangi değerde ise o değere tetikleme ile oynanarak ulaşılır. Kapalı çevrim hız kontrolünde hız hatası büyük olduğu müddetçe akım limitinin altında kalınacaktır. Motor hızı amaç hıza yaklaşıkça, motor hızı düzgün bir şekilde bu hız değerine oturacaktır.

Şekil 1.12'de tamamen statik olarak (kontaktör kullanmaksızın) dört bölgeli çalışma temin edilebilmektedir. Yani pozitif yönde hızlanma ve yavaşlama, negatif yönde hızlanma ve yavaşlama temin edilmesi mümkündür. Alan sargını besleyen iki adet çeviriciye (dual) **çift çevirici** adı verilir. Çift çevirici iki yönlü akım elde etmede oldukça etkilidir. Alan sargasına çift çevirici bağlayıp motor hızının azaltılması yolu ile ters yöne çevrilmesi işlemi, armatüre çift çevirici bağlayarak aynı işlemi yapmaya göre çok daha ekonomik olmaktadır. Çünkü armatür devre akımı alan akımına göre oldukça büyütür ve bu yüzden daha güçlü çeviriler kullanılması gereklidir. Bu ise ekonomik bir yaklaşım olmaz. Ancak çift çevirici kullanımı alan devresi için yapılrsa, kapalı çevrim kontrol şeması oldukça karmaşık olur. Hatta alan sargasının büyük değerdeki selfi nedeniyle hızlı kontrol yine de mümkün olmaz, bu yüzden pratikte çift çevirici bağlantısı armatür devresine yapılır. Böylece çok hızlı bir şekilde motorun her iki yönde kontrolü mümkün olur. Buna en uygun örnek montaj statik Ward Leonard sistemidir. Şimdi faz kontrolü çift çevirici devrenin çalışmasını inceleyelim.

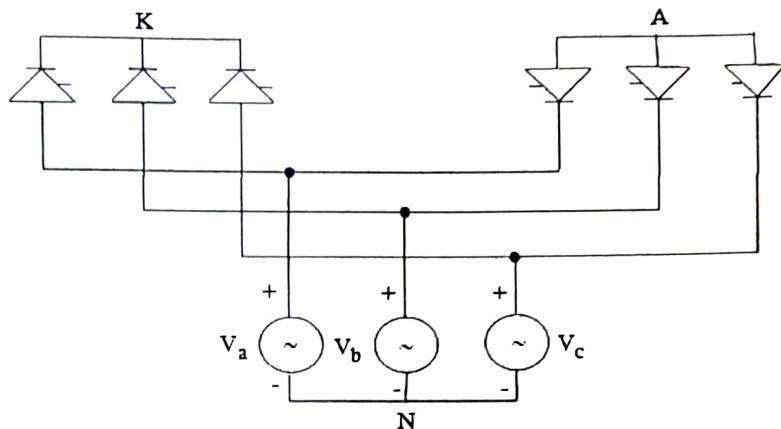
## 6. FAZ KONTROLLÜ ÇİFT ÇEVİRİCİ

Bir adet çift çevirici iki adet eş özellikle faz kontrollü çeviricinin bir kombinasyonudur. Çift çevirici hem **orta noktalı** hem de **köprü** şeklinde yapılabilir.

Yayın olan çift çeviricinin içindeki her bir çevirici devre için 3 fazlı köprü kullanılmıştır. Bu köprü ise iki adet (yarım dalga kontrollü) çeviricinin şekil 1.13'de görüldüğü gibi orta noktalarından bağlanmasıından oluşmuştur. Öncelikle **çift ortadan bağlı çevirici** incelenecək sonra **çift köprü çevirici** tanıtılcaktır.

### 6.1. Çift ortadan bağlı çevirici

Şekil 1.13' de çift ortadan bağlı üç fazlı çevirici gösterilmiştir.  $V_a, V_b, V_c$  faz gerilimleridir. Soldaki çeviricide tristörlerinin katot noktalarının kesim noktasının K ile gerilim kaynaklarının nötr noktası olan N arasında DA gerilimi elde edilir. Eğer bu çevirici tristörleri  $90^\circ$ 'den küçük açı ile tetiklenirse çevirici doğrultucu olarak çalışır ve K-N noktaları arasındaki gerilimi pozitiftir. Eğer bu çeviricinin tristörleri  $90^\circ$  den daha büyük bir açı ile tetiklenirse, çevirici evirme modunda çalışacağından, K-N arasındaki DA gerilim değeri negatif olacaktır.



Şekil 1.13. İki adet ortadan bağlı 3 fazlı çevirici.

Şekil 1.13'de sağ tarafta görülen orta noktalı çeviricideki tristörlerin anot noktaları birleştirilmiştir. Bu nedenle, bu çevirici **ortak anod konfigürasyonu** olarak anılır. Burada, tetikleme açıları  $\alpha = 90^\circ$ den küçük olduğundan, A ve N noktaları arasında elde edilen DA gerilim değeri negatif olur (doğrultma metodu). Eğer tetikleme açıları  $90^\circ$  den büyük olursa, A–N arası doğru akım gerilim değeri pozitif olur (evirme modu). Birinci çevirici (soldaki) akımı K noktasından yüze doğru olacaktır. Bu akım yönü (yükten kaynağa doğru) pozitif kabul edilirse ortak katolu konfigürasyon **pozitif akım çevirici** olarak adlandırılır. Benzer şekilde diğer (sağdaki-ortak anotlu çevirici) ise **negatif akım çevirici** olarak adlandırılır. Pozitif akım çevirici tetikleme açısı  $\alpha_p$  ve negatif akım çevirici tetikleme açısı ise  $\alpha_n$  değeri ise ile gösterilsin. Pozitif akım çevirici doğrultma modunda çalıştığını kabul edersek  $\alpha_p = 90^\circ$ den küçük olacaktır.

Pozitif akım çeviricinin DA çıkış gerilimi;

$$V_{KN} = V_{do} * \cos \alpha_p \quad (10)$$

eşitliği kullanılarak bulunabilir. Burada  $V_{do} = 1.17 * V_p$  değerinde olup, tetikleme açısının sıfır olduğu durumda çıkış gerilimine eşittir.  $V_p$  ise faz gerilimi etkin değeridir.

Negatif akım çeviricinin DA çıkış gerilimi;

$$V_{AN} = -V_{do} * \cos \alpha_n \quad (11)$$

eşitliği kullanılarak bulunabilir. Son ifadedeki (-) işaretinin çeviricinin ortak anot konfigürasyonlu olmasından kaynaklanır.

Şimdi negatif akım çeviricinin tetikleme açısı  $\alpha_n$

$$\alpha_n + \alpha_p = 180^\circ \quad (12)$$

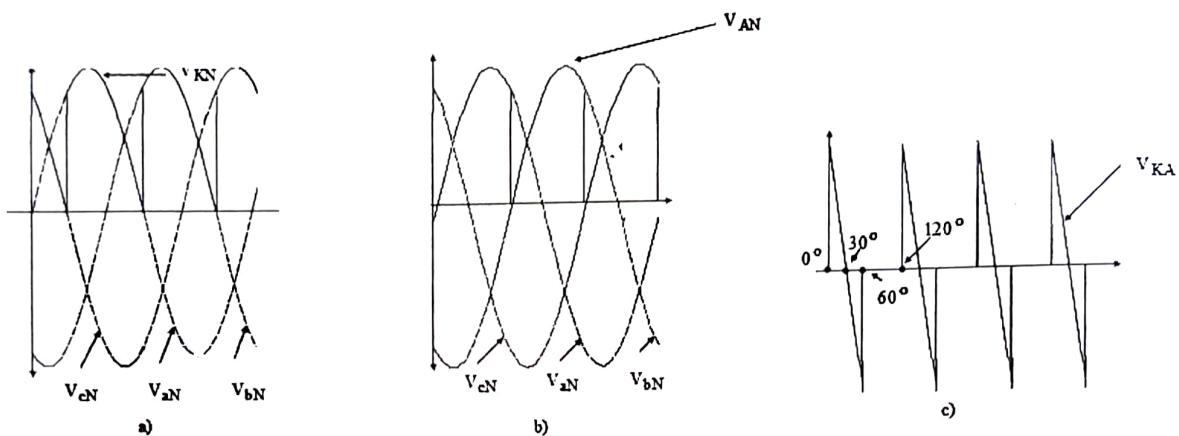
olacak şekilde ayarlsın. Bu durumda;

$$\cos \alpha_n = \cos(180 - \alpha_p) = -\cos \alpha_p$$

elde edilir. Son eşitlik kullanılarak negatif akım çevirici çıkışı doğru gerilim değeri için;

$$V_{AN} = -V_{do}(-\cos \alpha_p) = V_{do} \cos \alpha_p \quad (13)$$

olacaktır. (10) ve (13) ifadeleri karşılaştırıldığında pozitif ve negatif akım çevirici çıkış gerilimlerinin aynı polaritede ve aynı değerde olduğu görülür (bu eşitliğin (12) ifadesinin sağlanması halinde geçerlidir).



Şekil 1.14.

Bu durumda çeviricilerden birisi ( $\alpha_p < 90^\circ$  olduğu için) doğrultucu diğeri ise ( $\alpha_n > 90^\circ$  olduğu için) evirici olarak çalışmaktadır. Şimdi şu soru sorulabilir; Eğer  $\alpha_n + \alpha_p = 180^\circ$  olacak şekilde her iki çevirici tristörleri tetiklenip K ve A noktaları birbirine direkt olarak (kısa devre olacak şekilde) bağlandığında bu iki çevirici paralel olarak çalışabilir mi? Zira K-N ve A-N gerilim değeri eşit genlikte ve aynı polaritede olmaktadır. Bu sorunun cevabı hayır olacaktır. Çünkü her ne kadar iki çeviricinin çıkış gerilimleri aynı olsa da, her iki gerilimde sökümlü (darbeli) olarak değişmektedir. Her iki dalga şeklinin dalgılı olması dolayısı ile anı gerilim değerleri birbirlerinden farklı olacaktır (faz kayması). Her iki çeviricinin aynı anda farklı anı değerlere sahip olması yüzünden K ve N arasında bir gerilim farkı olacağından, bu iki nokta arasından bir akım akması da kaçınılmaz olur. Aşağıda belirtilen özelliğin daha iyi anlaşılmasını sağlayan bir problem verilmiştir.

### Problem

Şekil 1.13'de gösterilen iki adet orta noktalı çevirici üç fazlı bir transformatörün sekonderinden beslenmekte ve sekonder faz-gerilimi 120 V değerindedir. Pozitif akım çeviricisinin tetikleme açısı  $30^\circ$ , negatif akım çeviricisinin tetikleme açısı ise  $150^\circ$  dir.

- Pozitif akım çevirici çıkışındaki  $V_{KN}$  ve negatif akım çevirici çıkışındaki  $V_{AN}$  gerilimlerinin dalgalarını çiziniz.
- $V_{KN}(t)$  ve  $V_{AN}(t)$  gerilim farkının anı değişimini çizerek tepe değerini hesaplayınız.

### Çözüm

$V_{KN}(t)$  değişimi şekil 1.14 (a)' da gösterilmiştir. Ortak katodlu çevirici için (pozitif akım çevirici) tetikleme referans noktaları üst komutasyon noktalarıdır. (13) ifadesine göre bu çeviricinin ortalama çıkış gerilim değeri;

$$V_{KN} = 1.17 * 120 * \cos 30^\circ = 121.6 \text{ V}$$

olacaktır. Şekil 1.14 (b)' de ise negatif akım çevirici (ortak anodlu çevirici) çıkışı anı gerilim değişimi verilmiştir. Bu dalga için tetikleme açılarının referans noktası alt bölgelerdeki komutasyon noktaları olur. (11) eşitliğinden;

$$V_{AN} = -1.17 * 120 * \cos 150^\circ = 121.6 \text{ V}$$

elde edilir. K ve A noktaları arasındaki faz farkı (yük uçlarındaki) şekil 1.14(c)'de gösterilmiştir.  $0^\circ$  başlangıç olarak alınırsa,  $(0^\circ - 60^\circ)$  aralığında;

$$V_{KN}(t) = V_m \sin(wt + 120^\circ)$$

aynı aralık için;

$$v_{AN}(t) = V_m * \sin wt$$

olur. A-K noktaları arasındaki gerilim değişimi;

$$V_{KA}(t) = V_m [\sin(wt + 120^\circ) - \sin wt] = \sqrt{3} V_m \sin(wt + 150^\circ)$$

olur.  $(60^\circ - 120^\circ)$  aralığında ise;

$$V_{KA}(t) = V_m [\sin wt - \sin wt] = 0$$

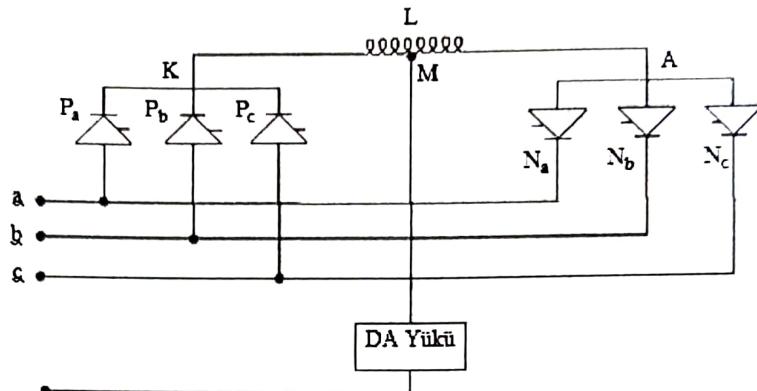
olmaktadır.  $(120^\circ - 180^\circ)$  aralığında ise yine ilk aralıktaki sonuç elde edilir. Şekil 1.14(c)' de görüldüğü gibi  $v_{KA}(t)$ 'nin tepe değeri (iletim aralığında)  $0^\circ$  veya  $60^\circ$ 'de (ters işaretli olarak);

$$V_{KA\ max} = \sqrt{3}\sqrt{2} 120 \sin 150^\circ = 147 \text{ V}$$

elde edilir.

## 6.2. İkili çeviricilerin çalışma sırası

İkili çeviricilerin amacı, kontaktör kullanmaksızın yük akımının her iki yönde akmasını sağlamaktır. Yukarıda anlatıldığı gibi iki çeviricinin paralel çalıştırılmasında K ve A noktaları arasında büyük anı gerilim değişimi oluşmaktadır. Bu iki nokta arasındaki gerilim farkından dolayı yük üzerinden büyük değerde bir akım akmaması için K ve A noktaları arasına akım sınırlayıcı bir bobin yerleştirilebilir.



**Şekil 1.15. Üç fazlı orta noktalı sirkülasyon akımlı ikili çevirici**

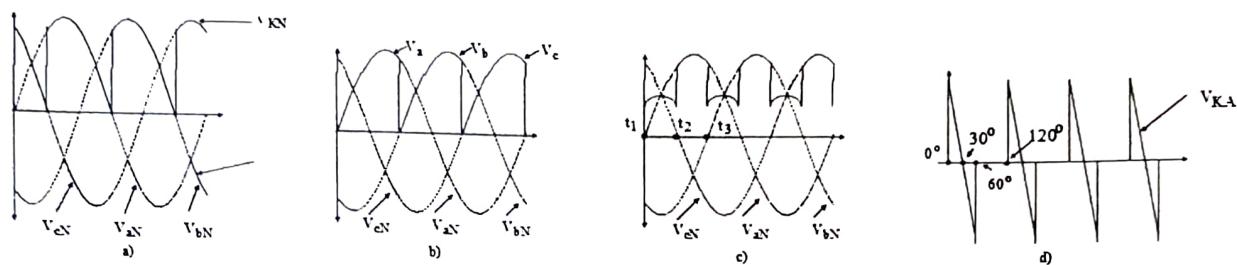
Bu yöntemin alternatifisi ise bobin yerleştirmeyip iki nokta arasını kısa devre yapmak fakat iki çeviriciyi aynı anda iletimde tutmamaktır. Yani herhangi bir t anında yalnız bir adet çeviricinin (ortak katotlu ya da ortak anotlu) devreye sokulmasıdır. Dolayısı ile iki tip ikili çevirici modeli ortaya çıkmaktadır;

- a ) sirkülasyon akımlı ikili çevirici
- b ) sirkülasyon akımsız ikili çevirici

Şekil 1.15'de sirkülasyon akımlı ikili çevirici modeli görülmektedir. Her iki çevirici birlikte orta noktalı ikili çevirici olarak adlandırılabilir.  $P_a$ ,  $P_c$  ve  $P_c$  tristörlerini içeren çevirici ortak katotlu çevirici veya pozitif akım çeviricidir.  $N_a$ ,  $N_b$  ve  $N_c$  tristörlerini içeren çevirici ise ortak anotlu veya negatif akım çeviricidir.  $\alpha_n + \alpha_p = 180^\circ$  yapılarak her iki çeviricinin DA gerilimleri daima (faz farkı ile) aynı genlik ve işarette olabilir. Fakat A ve K noktaları arasında aynı t anında farklı gerilim değerleri olacaktır. A ve K noktaları arasına bir L endüktansı bağlanarak bu iki nokta arasından akacak akımın küçük bir değerde kalması sağlanır. K ve A noktaları arasına bağlanan L endüktansının orta noktası M yapılrsa bu endüktansa **ortadan bölmelenmiş endüktans** adı verilir. İkili çeviricinin çalışmasını anlatırken L'ın kullanım amacına dikkati çekmek üzere özel bir çalışma konumunu incelenecək  $\alpha_p = 30^\circ$  ve  $\alpha_n = 150^\circ$  alınacaktır.

Şekil 1.16 (a)'da pozitif akım çeviricinin K noktası ile kaynağın nötr (N) noktası arasındaki gerilim değişimi, Şekil 7.16(b)'de ise negatif akım çeviricinin A noktası ile kaynağın nötr noktası arasındaki gerilim değişimi verilmiştir ( $\alpha_p = 30^\circ$  ve  $\alpha_n = 150^\circ$  alınmaktadır). Verilen dalga şekillerinden her iki çeviricinin DA çıkış geriliminin (ortalama olarak) aynı olduğu görülmektedir. Şeklin en üstünde her bir tristörün iletim aralığı gösterilmiştir.  $(t_1 - t_2)$  aralığında pozitif akım çeviricisinin C fazı iletimdedir. Negatif akım çeviricisinde ise aynı aralıkta A fazı iletimdedir. Bu aralığın ilk yarısında  $V_a < V_c$  olduğundan sirkülasyon akımı K noktasından A noktasına doğru akacaktır. Bu aralığın ikinci yarısında ise  $V_a > V_c$  olduğundan akım sıfıra doğru azalamaya başlayacaktır. Fakat akım ters dönemez. Zira tristörler tek yönlü akım akıtabilirler. Eğer K ve A noktaları arasına bir endüktans bağlanmaz ise  $t_1 - t_2$  aralığında A ve C fazları kısa devre olacağından büyük bir akım akacaktır. Bu nedenle A ve K arasına düşük değerde bir endüktans bağlanarak akım sınırlanılabılır.  $t_2 - t_3$  aralığında, hem pozitif hem

de negatif akım çeviricisi iletimdedir. K ve A noktalarının anı gerilim değerleri aynı genlik ve yönde olduğundan L üzerindeki gerilim sıfır olur.



**Şekil 1.16**

Dolayısıyla bir akım akmaz.  $t_3 - t_4$  aralığındaki olaylar  $t_1 - t_2$  aralığındaki olaylar gibidir. Bu aralığın ilk yarısında A fazı B fazından daha büyük gerilime sahip olduğundan sirkülasyon akımı akacaktır. İkinci yarısında ise B fazı A fazından daha büyük gerilime sahip olduğundan sirkülasyon akımı azalmaya başlayarak sıfıra doğru inecektir. Şekil 1.16(d)'de, L üzerinde gerilim değişimi verilmiştir. Bu değişim Şekil 1.16(a) ile Şekil 1.16(b)'de verilen çıkış dalga şekilleri arasındaki farka eşittir.

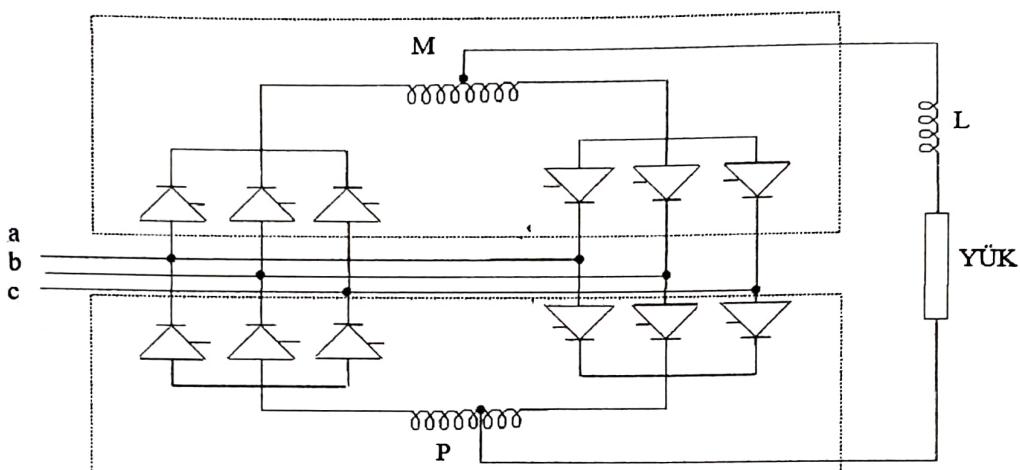
Her iki çeviricide ele alınan bir t anında aynı faz iletimde ise bobin uçlarındaki gerilim değeri sıfır olacaktır. Şayet bu t anında her iki çeviricide farklı fazlar iletimde ise bobin uçlarında bu iki faz farkı (faz arası gerilim) görülecektir. Sonuç olarak self uçlarında ya faz arası gerilim görülür ya da sıfır volt görülür.  $v_{KA}(t)$  faz arası sinüzoidal bir gerilim değişimidir. Fakat bu gerilim değişiminin bir selfe uygulanması durumunda verilen tek yönlü tristörlü devre için bir alternatif akımın self üzerinden akması beklenemez, zira iletilen akım (çeviricide) tek yönlüdür. Alternatif bir akım ancak doğru akımın çeviriciler arasında sirkülasyon akımı olarak akması ile ortaya çıkabilir. Bu doğru akım değerinin minimum değeri ise sirkülasyon akımı olan alternatif akım değerinin maksimum değeri olmalıdır. Ancak bu durumda toplam akım tek yönlü olabilir. Yukarıda bahsedilen DA ve AA akımları üst üste toplandığında, her iki çevirici içinde tek yönlü ve sürekli bir akım elde edilecektir. L değerinin büyük olması alternatif akım değerini azaltacaktır. Bir doğru akımın sirküle olması için,  $\alpha_p + \alpha_n < 180^\circ$  olmalıdır. Minimum değerde bir doğru akımın sirkülasyonunu temin için kapalı çevrim akım kontrol şeması kullanılabilir. Kaynağın N (nötr) noktası ile L endüktansının orta noktası (M) arasındaki DA yükü gerilim değişimi Şekil 1.16 (c)'de verilmiştir. Bu eğri iki farklı parçadan oluşmaktadır. Eğer her iki çeviricide aynı fazda iletimde ise MN arasındaki gerilim değişimi eşit olacaktır ( $t_2 - t_3$  aralığı).

Eğer her çeviricide iletimde olan fazlar farklı ise MN arasındaki gerilim değişimi farklı değerdeki bu fazların ortalaması olacaktır ( $t_1 - t_2$  aralığı). Doğru akım yük gerilimi Şekil 1.16 (c)'de verilmiştir. Bunun doğru akım bileşen değeri ise pozitif akım çeviricisinin akımına, dolayısıyla da negatif akım çeviricisinin akımına eşit olacaktır. Çünkü L boyunca DA gerilimi sıfırdır.

Burada yükle ilişkin doğru akım pozitif yönünü pozitif akım çeviricisinin akım yönü kabul edelim. Dolayısıyla pozitif yönlü akım M'den N'ye doğru olacaktır. Yük akımının negatif akım çevirici tarafından temin edilmesi durumunda yük akımı negatif yönde olacaktır. Sirkülasyon akımlı ikili çeviricilerde yük akımı her iki çevirici tarafından taşınır. Yük akımının işaret değiştirmesi tabii olarak meydana gelir. Bu özellik sirkülasyon akımlı ikili çeviricinin en önemli özelliğiidir. Sirkülasyon akımsız ikili çeviricilerde (daha sonra teferruatlı olarak anlatılacaktır) ise akım yönünü ters çevirmek için özel bir lojik tasarım gereklidir. Bu tip çeviricide iki çevirici arasında

nöbet değişimi için uzun bir zamana ihtiyaç vardır. Dolayısıyla hem hızlılık hem de akımın tabii olarak işaret değiştirebilmesini mümkün kıldığı için sirkülasyon akımlı çevirici daha iyidir.

### 6.3. İkili köprü konfigürasyonu



Şekil 1.17

Şekil 1.15'de verilen ortadan bölmelenmiş ve sirkülasyon akımlı ikili çeviricide, basitlik sağlamak için, nötr noktası bağlantısı yapılmamıştır. Bu tür çeviriciler gerçekle nötr noktası temini için bir transformatöre ihtiyaç gösterirler. Nötr noktası ikili çeviricinin çıkış uçlarından birini oluşturur. Fakat, köprü konfigürasyonu ise yapısı gereği bir transformatöre ihtiyaç duymaz. Bu yüzden köprü tipi çevirici, ortadan bölmelenmiş ikili çeviriciden daha uygundur. Şekil 1.17'de üç fazlı sirkülasyon akımlı ikili çevirici şeması verilmiştir. İkili köprü tipi çevirici, iki adet ortadan bölmelenmiş ikili çeviriciden meydana gelmiştir. Şekil 1.17'de bu ikili çevirici kesik çizgilerle ayrı ayrı gösterilmiştir. Burada sirkülasyon akımını sınırlamak için iki adet (her bir çevirici için bir adet) endüktans bulunmaktadır. Eğer sadece bir adet akım sınırlayııcı endüktans kullanılsaydı, diğer çeviricideki farklı faz iletme geçince bu fazlar arasında kısa devre meydana gelirdi. Bu yüzden sirkülasyon akımı için iki ayrı bobin kullanılmıştır. Şekilde görülen L selfi ise yük akımını düzgünleştirmek için kullanılmıştır.

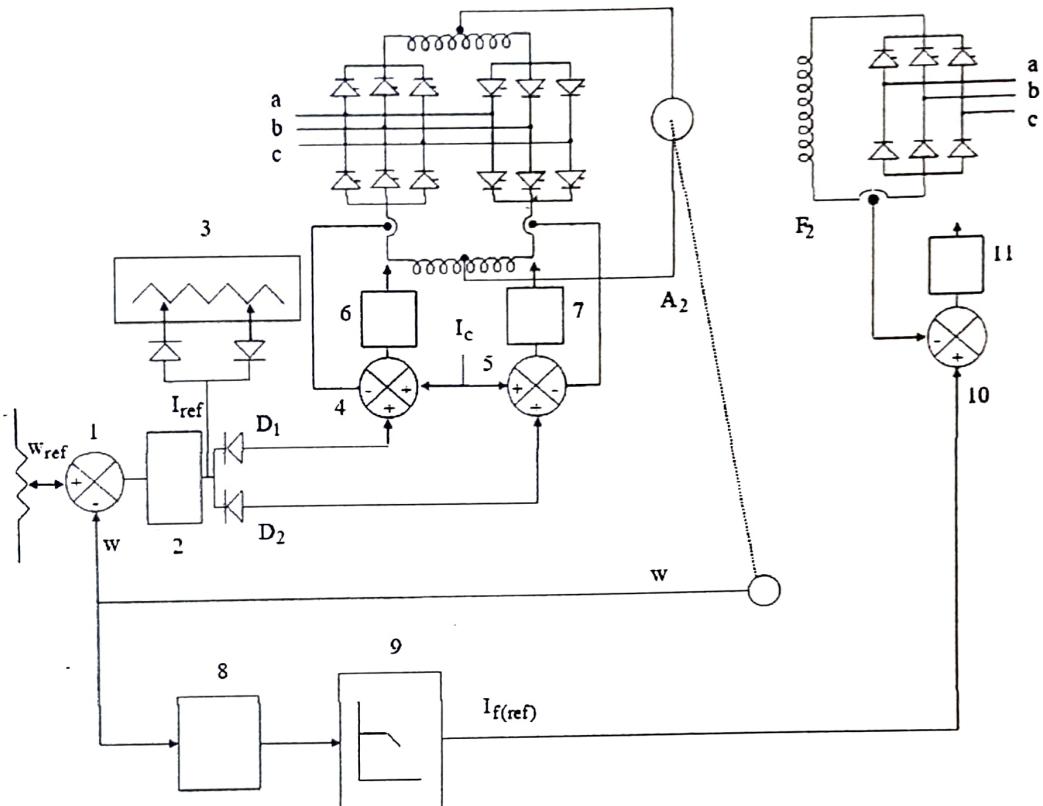
### 6.4. Sirkülasyon akımlı ikili çevirici kullanarak her iki yönde motor hız kontrolü yapılması.

**NOT:** Sirkülasyon akımlı çeviricinin şu avantajları vardır:

- 1) Sirkülasyon akımı, yükten bağımsız olarak tüm kontrol aralığında iki doğrultucunun sürekli iletimini sağlar
- 2) Bir doğrultucu her zaman artı yönde diğer de her zaman eksi yönde çalıştığından, herhangi bir anda iki yönde de güç akışı mümkündür.
- 3) Doğrultuların her ikisi de sürekli iletimde olduklarından, bir bölgedeki çalışmadan diğer bölgeye geçişteki zaman tepkisi daha hızlıdır.

Birinci doğrultucu "alfa1" açısında tetiklendiğinde, diğer doğrultucu ise "alfa2=pi-alfa1" açısında tetiklenir. Birinci doğrultucu  $\alpha_1=0$  anında tetiklendiğinde, sadece bu doğrultucu çalışır. Birinci doğrultucu  $\alpha_1=\pi/2$  de tetiklendiğinde yalnızca ikinci doğrultucu çalışır. Birinci (sol) doğrultucu  $0 \leq \alpha_1 \leq \pi/2$  için soldaki doğrultucu pozitif yük akımı (artı yük) sağlar ve sirkülasyon akımı pozitif olur.  $\pi/2 \leq \alpha_1 \leq \pi$  için ise sağdaki doğrultucu ters yönde yük akımı (eksi yük) sağlar. Bu nedenle de, sadece negatif bir sirkülasyon akımı akabilir.  $\alpha_1=\pi/2$  için,

soldaki doğrultucu ilk yarı periyot boyunca pozitif sirkülasyon akımı sağlar ve sağdaki doğrultucu ise ikinci yarı periyotta negatif sirkülasyon akımı sağlar. Anlık sirkülasyon akımı tetikleme açısına bağlıdır.  $\alpha_{f1}=0$  için sirkülasyon akımı  $2\pi i$  ve çift katlarında minimum,  $i$  ve tek katlarında ise maksimum olur. Eğer yük akımının tepe değeri  $I_p$  ise, güç akışını kontrol eden doğrultuculardan birisi  $I_p+4V_m/(wL)$  tepe akımını taşıyabilir. Eğer sol yada sağdaki doğrultuculardan birisi devredeken diğeri devrede olmayacağı şekilde çalıştırılırsa, bu durumda sirkülasyon akımı devreden (yükten) akmaz. Sirkülasyon akımlı çalışmanın avantajları ise yukarıda açıklanmıştır. (Rashid sf.510)



Şekil 1.18

Şekil 1.18'de serbest uyarmalı bir DA motorunun dört bölgeli hız kontrolünün statik elemanlarla yapılış şekli gösterilmiştir. Devrede armatür gerilim kontrollü ikili köprü çeviriciler kullanılmıştır. Şekilde motorun armatürü üç fazlı sirkülasyon akımlı ikili köprü çevirici üzerinden beslenmektedir. Köprülerin her iki tarafında iki adet sirkülasyon akımı için self kullanılmıştır. İkili çeviricilerin çıkış uçları sirkülasyon akım selflerinin orta noktalarıdır. Bu noktalar aynı zamanda motorun armatür uçlarıdır. Motor alanı yarım kontrollü üç fazlı köprü doğrultucudan beslenmektedir. Devrenin çalışma şekli aşağıda gösterilmiştir. İstenen hız potansiyometre ile ayarlanır. Bu çalışmada hız referansı (istenen hız)  $w_{ref}$  olarak gösterilmiştir. Motorun o anda sahip olduğu gerçek hız  $w$  olup, takogenerator tarafından algılanmaktadır. (1) ile hız hata dedektörü gösterilmiştir. Bu dedektörün çıkışındaki hız hatası ise  $(w_{ref} - w)$  olmaktadır. (2) numaralı kutu hız hata kuvvetlendiricisidir. Bu kuvvetlendiricinin çıkışı ikili çevirici için  $I_{ref}$  akım referansı olarak hizmet verir. (3) numaralı devre ile akım sınırı algoritma tanıtmaktadır. Bu devre ile (değeri değiştirmek ve ayarlamak mümkündür) pozitif ve negatif akım sınır ayarı yapılmakta, akım referansının maksimum pozitif ve negatif akım değerlerini tespit edecek şekilde hızmet vermektedir. Eğer  $I_{ref} > 0$  ise bu değer akım hata dedektörü olarak görev yapan (4) numaralı birime D1 diyodu üzerinden

ulaşır. (4) numaralı birime  $I_{ref}$ 'e ilaveten, sirkülasyon akım referansı olan  $I_C$  değeri de girer. Şekil 1.18'de çevirici içinde küçük değerde bir DA sirkülasyon akımı döner.

Şekil 1.18'de küçük değerde bir doğru akım çeviriciler içinde dolaşmaktadır. Bu (sirkülasyon) doğru akım değeri alternatif akımın tepe değerine eşit veya ondan büyük değerde olmalıdır. Bu şekilde, alternatif akım her iki çeviriciden de sürekli olarak akabilecektir. Bu sonuca bakarak her iki çeviricinin sürekli olarak devrede kalıp akım iletebilecekleri görülebilir. Bunun için sirkülasyon akım referans değeri  $I_C$ , minimum doğru akım değerine ayarlanmalıdır. Bu akım değeri alternatif akımın tepe değerine eşittir. İstenen yük akımı pozitif yönde ise (bu ise hız hatasının pozitif olduğunu gösterir) pozitif akımlı çevirici tarafından sağlanan (onun üzerinden geçen) akım değeri yük akımı ile sirkülasyon akımının toplamına eşittir. Bu durumda negatif akım çeviricisinin üstünden ancak sirkülasyon akımı akacaktır. Yukarıda anlatılanlara bakılarak Şekil 1.18'de (4) numara ile gösterilen, pozitif akım çevirici için toplam referans akım girişi iki ayrı büyülügün toplamına eşit olur. Bunlardan ilki hız kuvvetlendirici, diğer ise sirkülasyon akım referansıdır. Negatif akım çevirici için (Şekil 1.18'de 5 numaralı parça) toplam referans akım girişi ise yalnızca sirkülasyon akımı referansıdır ( $D_2$  diyodu dolayısı ile). (4) numaralı kutuya gelen  $I_f$  geri besleme akımı, pozitif akım çeviricisinin akımına duyarlıdır. Hata akımı algılayıcısının çıkışı  $I_{ref} + I_C - I_f$  değerindeki hata akımına eşit olur. Bu değer akım hata kuvvetlendirici girişine gelir. Bu kuvvetlendirici Şekil 1.18'de (6) numaralı kutu ile gösterilmiştir. Akım hata kuvvetlendiricisinin çıkıştı kontrol gerilimi olup, pozitif akım çeviricisinin tristörlerine ilişkin tetikleme açısının belirlenmesinde kullanılır. Daha açık bir ifade ile bu akım değeri kontrol gerilimi üretimi temin eder ve  $\alpha_p$  açısını kontrol eden devreye etki ederek akım hmasını sıfırı indirmeye çalışır.

Eğer hız kontrol hatası negatif ise (bu gerçek hız değerinin istenen hız değerinden daha büyük olduğu anlamına gelir) (2) ile gösterilen hız kuvvetlendiricisini çıkışı negatif olacaktır. Bunun anlamı  $I_{ref}$  değerinin de negatif olması, dolayısıyla  $D_2$  üzerinden (5) numaralı kutuya (bu kutu negatif akım çeviricisinin akım hata algılayıcısıdır) bir kanal açılmış olmaktadır. Bu durumda negatif akım çeviricisinin toplam akım referansı değeri  $I_{ref}$  değeri ile sirkülasyon akım referans değerinin toplamına eşit olacaktır. Pozitif akım çeviricisinin toplam akım referansı ise yalnızca sirkülasyon akım referansı olacaktır.  $I_{ref}$ 'in negatif değeri için negatif akım çeviricisine ilişkin akım kontrolü çevrimi,  $I_{ref}$ 'in pozitif olduğu değerler için pozitif akım çeviricisine ilişkin akım kontrolü çevrim mantığının benzeridir. Negatif akım çeviricisi de akıma karşı duyarlı algılayıcı ile ilişkidedir. Bu algılayıcı devre akım hata algılayıcısına geri besleme akım sinyali gönderir. Negatif akım çeviricisi için akım hata kuvvetlendirici Şekil 1.18'de, (7) numaralı kutu ile gösterilmiştir ve görevi (6) numaralı kutu ile benzerdir.

Şekil 1.18'de aynı zamanda alanın zayıflatılabilmesini mümkün kılan kontrol devresi de görülmektedir. (8) numaralı kutu mutlak değer alan bir devredir ve hız sensör çıkışının mutlak değerini alır. Eğer negatif değer varsa bunu ortadan kaldırır. Hızın mutlak değerini alan (8) numaralı kutu çıkışı, alan zayıflatma bloğu olarak görev yapan (9) numaralı devreye bağlıdır. Bu modülün çıkışı, alan akımı referansı olarak işlev görür. Alan zayıflatma modülünün çalışması ise şu şekildedir; Hızın mutlak değeri nominal hız değerinin altında olduğu müddetçe, onun çıkışı motorun maksimum alan akım değerinde sabit kalır. Hız mutlak değeri nominal hız

değerini aştığı sürece bu modülün çıkışı inişe geçer ve alanın zayıflatılması işlemi başlar. Bu olay (9) numaralı kutunun içinde sembolik olarak gösterilmiştir. Alan akımı  $I_f(\text{ref})$  ile kontrol edilir. Alan akımı hata algılayıcısı (10) numaralı kutu ile gösterilmiştir. (11) numaralı kutu ise alan akım hata kuvvetlendiricisini göstermektedir.

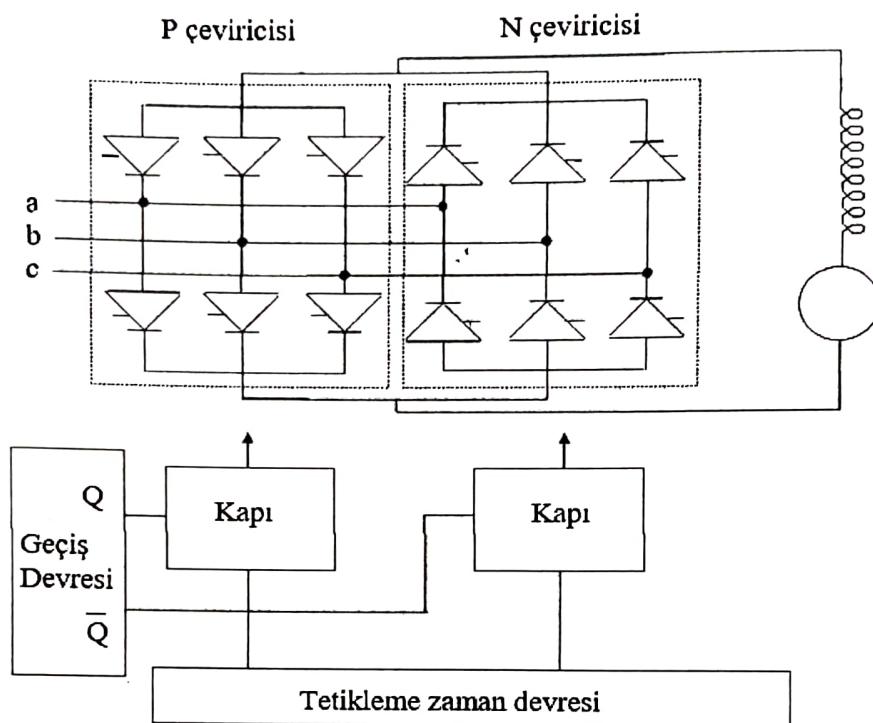
### 6.5. DA motorunun ters yöne dönmesi

Motorun pozitif yönde sürekli halde bir yükü tahrif ettiğini kabul edelim. Motor akımı pozitif akım çeviricisi üzerinden temin edilecektir. Bu durumda çeviriçi doğrultma modunda çalışmakta ve negatif akım çeviricisi ise yalnızca sirkülasyon akımını taşıyarak ve evirme modunda çalışmaktadır. Her iki çeviricinin de üç gerilimleri aynı değerdedir. Kabul edelim ki motorun dönme yönüne ters yönde bir hız talebi olsun. Bu durumda yeni hıza karşı gelen hız referans değeri ayarlanır ve büyük değerde bir negatif hız hatasına oluşur. Hız kuvvetlendiricisinin çıkışı hemen negatif akım limit değerine gider.  $D_1$  diyodu bu negatif gerilimin pozitif akım çeviricisinin akım kontrol çevrimine girmesini engeller ve  $D_2$  diyodu üzerinden negatif akım çeviricisinin akım kontrol çevrimine doğru kanalize eder. Bu yüzden pozitif akım kontrolörü için toplam referans akım değeri sirkülasyon akımı değerine düşer. Oysa negatif akım çeviriçi için toplam referans akım değeri ise maksimum genlikte olacaktır. Bu yüzden pozitif akım sıfıra düşecek, negatif akım motoru besleyecektir. Motor yine pozitif yönde döndüğü için akım yönünün ters dönmesi (pozitiften negatife)发电机 olarak frenlemenin başlaması anlamına gelmektedir. Bu durumda negatif akım çeviriçi evirme modunda çalışmakta ve motor yavaşlamaktadır. Bu arada tetikleme açısı devamlı olarak ilk değerinden  $90^\circ$ ye doğru sürekli olarak azaltılır ve makine hızı sıfıra düşer. Bundan sonra makine ters yönde hızlanmaya başlar. Makinenin hızlanması akım limitine bağlı olarak gerçekleşir. Motor hızı en başta talep edilen hız yaklaştıkça hız hatası oldukça azalacaktır. Bu yüzden hız kuvvetlendiricisinin çıkışı tespit edilen seviyenin altına düşecek, makine akım limitine çıkacak ve istenen hız ulaşacaktır.

### 6.6. Sirkülasyon akımsız ikili çeviriçi

Bu tip ikili çevircide t anında sadece bir tanesi iletimde kalırken diğer çeviriçi ise akımın ters yönde dönmeyi değiştirecek bir işaret'e kadar beklemeye kalacaktır. Bu tip devrelere **akım sirkülasyonsuz ikili çeviriçi** devresi denir (Şekil 1.19). Şekilde pozitif ve negatif akım çeviriciler kırık çizgiler içine hapseden alanda ayrı olarak gösterilmiştir. İki çeviriçi birbirine ters (anti-paralel) olarak bağlanmış ve t anında tek bir çeviriçi devrede kaldığı için bağlantı noktasına bir self konulmamıştır. Eğer akım pozitif ise pozitif çeviriçi uygun tetikleme açısında çalışır, negatif çeviriçi tetikleme darbeleri engellenir ve negatif akım çeviriçi bir akım taşıyamaz. Eğer pozitif akım çeviriçi doğrultma modunda ( $\alpha < 90^\circ$ ) ise negatif akım çeviricisinin devreye girmesini engellemek için ya tristör darbeleri engellenir ya da öyle bir büyülüklükte tetikleme açıları üretilir ki, her hangi bir sirkülasyon akımının bu çeviriçiden geçmesi mümkün olmaz. Şekil 1.19'da gösterildiği gibi tetikleme zamanları **tetikleme zaman devresi** olarak gösterilen devrede yapılır. Her bir çeviriçi için gereken kapı darbeleri ayrı kapı devrelerinden tristörlere ullaştırılır. Bu iki bloktan ancak birisi t anında çalışır, diğerleri bekler ve geçiş devresi bu işleri yürütür. Örneğin gereken yük akımının yönü pozitif ise geçiş devresinin Q çıkışı yüksek olacak

ve bu nedenle pozitif çeviricinin kapısı açık kalacaktır. Böylece pozitif akım çeviricisinin tristörlerine tetikleme işaretleri yollanabilecektir. Bu anda  $\bar{Q}$  çıkışı ise düşük olacak dolayısıyla negatif akım çeviricisinin tristörlerine herhangi bir tetikleme darbesi yollanamayacaktır.



Şekil 1.19

Bu sistemin iyi bir sistem olması **geçiş devresinin** uygun çeviriciyi hızlı bir şekilde devreye sokmasına bağlıdır. Örneğin pozitif çevirici üzerinden motorun beslendiğini kabul edelim. Bu durumda motor sağa dönüş yönünde çalışacaktır. Ters yönde bir dönüş talebi gelmesi durumuna hız referans girişini değiştirerek hız hata kuvvetlendirici girişine yeni değer sokulacaktır. Kuvvetlendiricinin çıkışı pozitif akım çevirici tristörlerinin tetikleme açılarını arttıracak çıkış gerilimini sıfıra getirmeye çalışacaktır. Bu durumda motor akımı sıfıra doğru azalacaktır. Motor devresindeki **sıfır akım algılayıcısı** geçiş devresine etki ederek pozitif akım çeviricisinin tetikleme açılarını engellenmesini sağlar. Geçiş devresi negatif akım çeviricisinin tristörlerinin tetiklemesinin yolunu da açar. Emin bir şekilde çalışmayı temin için, sıfır geçiş algılayıcısının sıfır noktasına ulaşıldığını haber vermesinden sonra, negatif akım çeviricisine tetikleme sinyalleri gönderilmeden önce birkaç milisaniye beklenilir. Büyük değerde ani bir akımdan kaçınmak için, motor gerilimi ile çevirici giriş gerilimi arasındaki gerilim farkını azaltacak bir tetikleme yapılması uygundur. Tetikleme devresi devamlı olarak negatif akım çeviricisinin tetikleme açısını ilerletecek, motorun generatör frenlemesi ile hızını azaltacak ve sıfıra indirecektir, daha sonra ise ters yönde hızlandıracaktır. Motor ayarlanan değere yaklaşınca kadar akım limitinin altında çalışır. Hız kuvvetlendiricisinin çıkışı akım limitine ulaştığında motor istenen hızda sabit olarak çalışmaya başlayacaktır.

Yukarıda anlatıldığı gibi geçiş devresi sıfır akım detektörü tarafından harekete geçirilir. Eğer motor akımında bir kesinti olmaz (yük akımı sürekli) ise bu sistemin performansı iyidir. Fakat kesintili yük akımı durumunda problem ortaya çıkar. Motor pozitif yönde dönerken ters yönde döndürmek için önce akımın sıfıra inmesi gerekmektedir. Akımın sıfır değerine inmesi sıfır akım detektörü tarafından tespit edilip, geçiş devresine komut verilmesi sonucunda negatif akım çeviricisi devreye sokulmaktadır. Fakat **kesintili akımda** motor hala pozitif yönde döndüğü için negatif akım çeviricisinin devreye girmesine gerek yoktur. Ama sıfır akım detektörü akımın (kesintiden dolayı) sıfıra inmesi durumunda yukarıda bahsedilen mekanizmayı devreye sokacaktır. Dolayısıyla çeviricinin görev değişimi yapmaması gereken durumlarda problem bulunmaktadır. Bu olayın önüne geçmek için geçiş devresi, sıfır akım detektör girişine ilaveten farklı girişlerle de kontrol edilmelidir. Geçiş devresi için daha karmaşık bir devreye ihtiyaç duyulur fakat burada bu yapının içeriği tartışılmayacaktır. Köprüye gelen gerilim değeri daima motor gerilimi ile karşılaştırıldığından, bir motora ilişkin gerilim geri besleme bilgisi tetikleme zaman devresi için gerekli bir büyüklüktür.

Sirkülasyonsuz akım tipi çeviriciler, sirkülasyonlu tiplere göre daha verimlidir. Zira, yalnızca yük akım ile uğraşılır, sirkülasyon akım hesabı yapılmaz. Sirkülasyon akımı için gereken endüktanslar devreyi hem pahalı hem de ağır yapar. Fakat sirkülasyon akımsız çeviricilerde geçiş zamanı uzun olduğundan, akımın sıfıra inmesinden sonra ölü bir zaman diliminin geçmesi gereklidir. Geçiş tabii olarak meydana gelmediğinden, iyi bir çalışma için karmaşık bir lojik devreye ihtiyaç duyulur.

## 7. DA SERİ MOTORLARIN KONTROLÜ

Şimdiye kadar serbest uyarmalı motorun kontrol yapısı anlatıldı. Doğru akım seri motorlarında alan ve armatür sargası birbirine seri olarak bağlanır, alan bobinleri farklı şekilde dizayn edilir.

### 7.1. Serbest ve Şönt Uyarma

Kullanımı yaygın olan doğru akım motoru serbest uyarmalı olandır. Alan sargası sarım sayısını arttıralarak serbest uyarmalı motorun alan sargı akımı (armatür akımına göre) çok küçük değerde tutulur ve dolayısıyla telin kesiti incedir, alan sargı direnci de büyktür. Alan sargasını besleyen gerilim değeri armatür devresini besleyen gerilim seviyesindedir. Eğer armatür devresi ve alan devresi gerilimleri aynı ise şönt çalışma durumu ortaya çıkar. Şönt motorda alan ve armatür devre gerilimleri paralel olarak çalışırlar. Fakat şönt motor hız ayarı için çok uygun bir motor tipi değildir. Eğer şönt motora uygulanan gerilim değiştirilirse, bu değişim armatür ve alan devrelerinin hızı ayarlama etkisine zıt yönde tesir eder. Yani armatür devresi gerilimi azalırsa hız azalır, alan devre gerilimi azalırsa hız artar. Bu yüzden şönt motor hız ayarı için kullanılacaksa uyarma devresi ile armatür devresinin aynı kaynaktan beslenmesi engellenmeli bu iki devre birbirinden ayrılarak serbest uyarmalı motor konumuna getirilmelidir.

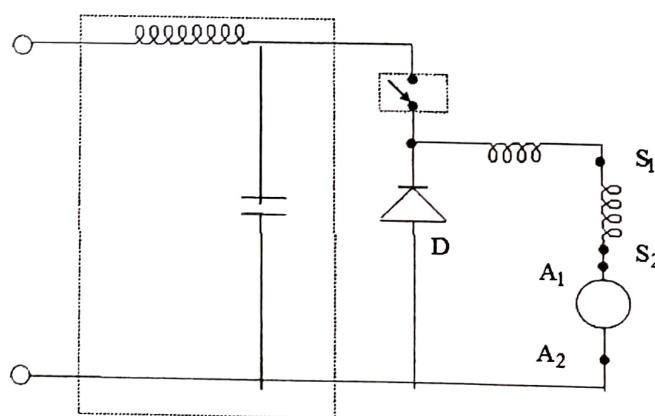
### 7.2. Seri Uyarma

Seri motorda alan sargası ile armatür sargası seri olarak bağlanmıştır. Dolayısıyla hem alan hem armatür devresi için bir tek akım söz konusudur. Akım değeri büyük olduğu için alan sargası sarım sayısı az fakat kesiti kalın ve alan sargı direnci de küçüktür. Uyarma devresindeki gerilim

düşümü oldukça az olduğundan doğru akım motoruna uygulanan gerilimin hemen hemen tamamı armatür devresine ulaşır.

Daha önce verilen gerilim (4) ve moment (5) eşitlikleri genel olup, uyarma devresine bağlı değildirler. Dolayısıyla bu eşitliklere bakıldığından momentin, akı ve armatür akımının çarpımı ile doğru orantılı olduğu görülür. Bu yüzden (alan devresi doymaya gitmediği sürece) akı, alan devresi akımı ile (dolayısıyla seri motorda armatür akımı ile) doğru orantılı olacaktır. Sonuç olarak seri motorda moment, armatür akımının karesi ile doğru orantılı olacaktır. Eğer armatür akımı büyük ise moment değeri de büyük olacaktır.

Motorun emk değeri hız ile orantılı olduğundan hızın düşük olduğu anlarda (örneğin motorun kalkış anında) armatür akımı büyük değerde olur. (Motor hızı başlangıçta çok düşük olduğundan hız ile doğru orantılı olan E değeri de küçük olacak ve  $V=E+RI$  ifadesinde I akımı büyük değerlere ulaşacaktır. Dolayısı ile üretilen moment değeri de büyük olacaktır). Eğer motor hızlanırsa endüklenen gerilim (E) artacağından, akım nispeten artacak ve sonuç olarak moment değeri azalacaktır. Bu tip moment karakteristiği elektrikli çekme sistemlerinde (metro, tramvay) önemli bir avantaj sağlar. Büyük sayıda motor içeren banliyö işletmelerinde doğru akım tahriki çok önemli yer tutmaktadır. Geleneksel olarak böyle sistemlerde moment karakteristiği nedeni ile doğru akım seri motorları kullanılmıştır. Durma konumundan kalkma konumuna ya da daha büyük hız'a çıkmak için ivmelenme ihtiyacı duyulduğu anlarda (trenlerin büyük bir atalete sahip olmalarından dolayı) büyük miktarda bir momente ihtiyaç duyulur. Raylar üzerinde belirli bir hızla ilerlerken daha büyük hızlara çıkmak için büyük bir momente ihtiyaç duyulmaz ve trenin hava ve ray direncini yenesi (yol eğimli değilse) yeterli olur. Bu yüzden kalkarken büyük değerde sonraları ise daha küçük değerde bir moment gerektiren karakteristik doğru akım motoruna oldukça uymaktadır. Bu nedenle her zaman toplu taşımada doğru akım seri motorları tercih edilmiştir.



Şekil 1.20

Yarı iletken anahtar ve statik çeviricilerin kullanılmadığı zamanlarda seri motorların hız kontrolü seri direnç değeri ayarlanarak gerçekleştiriliyordu. Adım adım yapılan bu işlemde büyük değerde akımların kesilmesi (anahtarlanması) gerekiyordu. İki ya da daha çok motor varken (kalkış anında) bu motorlar seri olarak çalıştırılır (seri bağlanırlar) ve motor kalkışını müteakip ise bir düzenek kullanılarak paralel olarak çalıştırılırlar. Örneğin treni tahrik eden iki adet motor varsa anahtarlama olayları şu sırada yapılır; Her iki motor başlangıçta seri olarak

bağlanır. Uygun sayıda seri direnç değeri de armatür devrelerine seri olarak bağlanır. Bu direnç değerlerinin toplamı o şekilde seçilir ki, başlangıç için gerekli moment değeri temin edilebilse. Motor hızlanırken emk değeri artar ve bununla ters orantılı olarak armatür akımını da artırmak için direnç değerleri sıra ile kısa devre yapılır. Çıkarılan direnç değerleri hızlanma için gereken akım değerini verecek şekilde ayarlanır. Dirençlerin devre dışına çıkarılması elektromanyetik olarak yapılır. Dirençlerin tümü devreden çıkarıldığında her bir seri motorun uçlarındaki gerilim DA şebekede geriliminin yarısına eşit olacaktır. Daha sonra motorun hızlanması temin için seri bağlı motorlar paralel bağlı duruma getirilirler. Bu işlemi yaparken motor akımlarını bir önceki durumdaki değerinde tutmak ve sınırlandırmak için devreye uygun dirençler de bağlanır. Daha sonra motor akımının ortalama değerini seri durumdaki akım değeri aynı tutmak şartı ile dirençler devreden çıkarılmaya başlanır. Dirençler devreden çıkarıldıkça motor hızı artmaya devam eder. Tüm dirençler devreden çıkarıldığında her bir motor ucunda DA şebekesi nominal gerilim değeri olacaktır. İlave hız artışında motor akım değeri düşer ve ivmeleme azalır üretilen moment değeri azalır. Bu kontrol modeli **seri-paralel kontrol** olarak adlandırılır. Bu tip kontrol toplam direnç kontrolüne göre dirençler üzerindeki kayıpları azaltır fakat yine de dirençler üzerinde önemli miktarda ısı kayıpları meydana getirdiği için verimsizdir. Güç elektroniğinin gelişmesinden sonra DA-DA kıyıcılar yardımıyla çok daha verimli bir şekilde motor kontrolü yapılmaktadır. Tristör kapasitelerinin büyük boyutlara ulaşması nedeni ile tren tahrirkinde ciddi adımlar atılmıştır. Şekil 1.20'de kıyıcı devresi yardımcı ile yapılan doğru akım motoru hız kontrol devresi gösterilmiştir. Devrede görülen S kontrollü anahtarı zorlanmış komutasyonlu tipik bir tristör anahtarını göstermektedir.

Modern sistemde **kıyıcı kontrolü** seri direnç kontrolünün yerini almıştır ve bu yüzden oldukça verimli bir kontrol türüdür. Bu kontrol modelinde anahtarlama elemanlarında meydana gelen güç kaybından kaçınmak mümkün olmaz. Kıyıcı kontrolü ile düzgün ve sürekli akımda çalışmak mümkündür fakat direnç elemanı kontrolü ile çalışıldığında akım kesintili olur. Motorun dönüş yönünü ters çevirmek için ya armatür uçlarını ya da alan sargası uçlarını ters çevirmek gerekir. Fakat aynı anda her ikisinin uçları asla değiştirilmez. Seri motorun DA şebekesine bağlandığı uçlar ters çevrilirse bu durumda hem armatür hem de alan sargasının uçları ters çevrilmiş olacaktır. Motor momenti, armatür akımı ve alan akımı (dolayısıyla akısı) çarpımı ile doğru orantılı olduğu için iki negatif değerin çarpımı yine pozitif olacağından motor yönü değişmez. Bu nedenle motoru ters döndürmek için yalnızca ya armatür ya da alan devresinde akımı ters döndürecek bir anahtara ihtiyaç vardır.

Direnç kontrolü ile motorun generatör olarak frenlenmesi çok güçtür. Kıyıcı ile kontrolün yapılmadığı zamanlarda generatör olarak frenleme için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Motorun beslendiği şebekeye güç verebilmesi için motor gerilimi şebekede geriliminden büyük olmalıdır (generatör frenleme için). Ancak bu durumda akım yönü ters dönebilir. Örneğin birden fazla motor kullanılan trenlerde motorlar seri olarak bağlanıp uyarmaları ayrıca kontrol edilerek (seri bağlı motorların uç gerilimleri toplamı şebekeden büyük olacağından) generatör frenleme yapabiliyordu. Fakat bu yöntem oldukça karmaşık bir alt yapıya sahipti. Aynı zamanda generatör olarak frenleme bu şekilde ancak sınırlı hız aralığında yapılabilir. Kıyıcıda gerilim yükseltici konfigürasyon mümkün olduğundan bu kontrol modelinde çok düşük hızlarda da frenleme yapılabilir. Makine seri generatör özelliğini taşıdığından alanların seri olarak bağlanması generatör frenleme açısından uygun olmaz. En uygun çözüm generatör

frenleme de serbest uyarmanın devreye sokulmasıdır. Böylece seri uyarmanın olumsuz etkisi ortadan kaldırılır ve alan akımı (dolayısı ile akısı) sabit kalır. Motorda endüklenen gerilim sadece motor hızına bağlı kalır.

Alan ve sargı akım devresi için ayrı ayrı çeviriciler kullanıldığından alan ve armatür akımlarının hızlı bir şekilde ayarı yapılabileceği için optimum moment karakteristiği elde edilebilir. Böylece seri motorun moment karakteristiği çeviricilerle temin edilebileceğinden seri motoru kullanma zarureti ortadan kalkmaktadır.

Teknolojideki bu gelişme tren tahrikinde seri motor kullanımını gittikçe azaltmaktadır. Bu eğilim aynı zamanda DA motor kullanımını da daraltarak, AA motor kullanım alanını yaygınlaştırmaktadır. Burada ise eviricilerin kullanılması söz konusudur.

## **ÖZET**

Tarihsel süreç içinde doğru akım motorları hız kontrolünde çok geniş bir alanda uzunca bir süre kullanılmıştır. Güç elektroniği devrelerinde ulaşılan teknik seviye özellikle frekans çeviricileri de kuşatınca, AA motorlarının motor hız kontrolü sahasında DA motorlarına göre tercih edilmesi sonucunu ortaya çıkarmıştır. Buna en uygun örnek olarak Ward Leonard sistemi verilebilir. Bu bölüm içinde dinamik elemanlarla gerçekleştirilen WL sistem hız kontrolü teferruatlı olarak anlatılmıştır. Bu hali ile sistem yüksek bir yatırım maliyeti gerektiren bakım masrafları olan ve gereğinden fazla güçlü makinalar kullanmayı gerektirdiği için günümüzde ekonomik ömrünü tamamlamıştır. Bu sistemin dört bölgeli kontrolde sağladığı mükemmel sonuç ise tartışılmaz bir gerçektir. Statik güç elemanları ile gerçekleştirilen statik WL sistemi hız kontrolünde, statik çeviriciler motor-generator setinin yerine kullanılmış ve böylece yukarıda sayılan klasik WL sisteminin dezavantajlarını ortadan kaldırılmıştır.

Daha önce bahsedildiği gibi doğru akım makinalarında armatür devresi ile alan devresi arasında bir kuplej bulunmamaktadır. Bunun nedeni iki alanın manyetik eksenlerinin birbirlerine dik olmasıdır. Alan sargası ve komütatör fırça konumu sabit olduğu için bu diklik dönme esnasında da değişmez. Fırçaların yerleştirilme konumları bu şartı sağlayacak şekilde, yani alan sargasına dik konumda olmalıdır. İki sargı arasındaki bu manyetik etkileşimsizlik, armatür akımının (alan devresinin büyük zaman sabitinin olumsuz etkisine kapılmadan) hızlı bir şekilde yön ve değer değiştirebilmesini mümkün kılar. Eğer armatür akımı hızlı bir şekilde değer ve yön değiştiremez ise, doğru akım motorunun seri bir şekilde hız kontrolü yapılması mümkün olmaz.

Serbest uyarmalı doğru akım motorları iki ayrı (bağımsız) devreye sahip olduklarıdan ve iki ayrı çeviriçi üzerinden beslendikleri için gerek kontrol edilebilirlik açısından gerekse hızlılık açısından diğer DA motor türlerine göre çok verimlidirler. Daha önce bahsedildiği gibi bu motorlarda iki ayrı hız kontrol aralığı söz konusudur. Birincisi nominal hız'a kadar olan hız aralığı, ikincisi nominal hızın üzerindeki hız aralığıdır. Birinci kontrol modelinde alan akımı maksimum değerinde sabit tutulur ve hız ayarlamaları armatür gerilimi kontrol edilerek yapılır. İkincisi ise alan akımı kontrol edilerek gerçekleştirilir. Motor hızlandıra alan akımı azaltılır ve (diğer bir ifadeyle) alan zayıflatılır. Dolayısı ile maksimum alan akımı nominal hız'a, ulaşılabilen en büyük hız ise müsaade edilen minimum alan sargası akımına karşı gelir. Bu durumda alan akımı azaldıkça motor milinden alınan moment değeri de azalır, fakat motor

milinden alınan mümkün olan maksimum çıkış gücü ise yaklaşık olarak sabit kalır. Burada nominal hızın üstündeki hız değerlerinde sistemin otomatik olarak ikinci modda çalışmasını temin edecek bir kontrol mantığı kullanılır.

Alan ve armatür devrelerini besleyen çeviriciler DA kiyicisi veya doğrultucu olarak dizayn edilebilirler. Bu bölümde özellikle DA kiyici devrelerle yapılan besleme tanıtılmıştır. Generatör frenleme ve daha sonra ters yönde frenleme sağlamak için kiyici yanında mekanik anahtarlar kullanıldı. Fakat tümüyle yarı iletken (statik) malzemeler kullanılarak, mekanik anahtarlar kullanılmaksızın dört bölgeli bir çalışmanın nasıl olabileceği de gösterildi.

Endüstride şebeke alternatif akım sistemine dayandığı için gerek armatörü gereksiz alan sargasını besleyen çeviriciler DA kiyicisi olarak değil doğrultucu devreler olarak dizayn edilirler. Bu bölüm içinde iki bölgeli çeviricilere mekanik anahtarlar takviye edilerek dört bölgeli hız kontrolünün nasıl yapıldığı gösterildi. Daha sonra alan sargasının ikili çeviriçi üzerinden beslenmesi ile tümüyle yarı iletken malzemeler kullanılarak gerçekleştirilen dört bölgeli hız kontrolü sistemi tanıtıldı. Fakat bu sistemin bazı uygulamalarda alan devresinin zaman sabitinin büyülüüğü nedeni ile hızlı çalışan kontrol mantığına elverişli olmadığı anlaşıldı. Daha sonra bu dezavantajı ortadan kaldırın yüksek performanslı bir sistem tanıtıldı. Bu sistemde tümüyle statik elemanlarla yapılmakla birlikte armatür devresi ikili çeviriçi üzerinden beslenmektedir.

Bu bölümde son olarak ikili faz kontrollü çeviriciler yardımıyla doğru akım motor kontrolü anlatıldı. İkili çeviricilerin en basit modeli orta noktalı konfigürasyondur. Bu modelin iki farklı çalışma sistemi bulunmaktadır: **Sirkülasyon akımlı** modelde her iki çeviriçi her zaman akımın ters dönmesini mümkün kılacak şekilde çalışmaktadır. Bu yüzden akımın çok hızlı bir şekilde ters döndürülmesi mümkün olabilir. **Sirkülasyon akımsız** modelde ise akımı ters çevirmek için lojik bir devre ile ikili çeviriciler dönüşümlü olarak kullanılır. Bu modelin en büyük dezavantajı akımın sıfıra gittiği zamanı amaca uygun olarak yorumlayamamasıdır. Örneğin kesintili akımda akımın sıfır olması, motorun ters döndürme isteğine karşı düşmez. Zira motorun ters yönde dönmesi için **lojik devre** akımının sıfır olmasını referans olarak alır. Halbuki, akım kesintili ise, ve motor aynı yönde çalışmaya devam edecekse problem ortaya çıkar. Bu yüzden bu modelde bu dezavantajı ortadan kaldıracak ilave bir kontrol sistemi geliştirilmelidir. Sirkülasyon akımsız model ekonomik olduğundan dolayı piyasada daha yaygın olarak kullanılır. Zira bu modelde sirkülasyon akım reaktörü yoktur. Köprü yapısı dolayısı ile çeviriçi transformatörü kullanılması da gerekmektedir.