

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Üç Faz, Kıs. Dev. Rot. Alt. Akım
Mak. güç Elekt. İle Kon. Ola. Araş.

Yüksek Lisans Tezi

Cemalettin Somuncu

1989

152
125

YILDIZ UNIVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ
ENSTİTÜSÜ

EİK
30000/12

ELEKTRİK YÜKSEK
LİSANS TEZİ

ÜÇ FAZLI KISA DEVRE ROTORLU ALTERNATİF
AKIM MAKİNALARININ GÜÇ ELEKTRONİĞİ İLE
KONTROL OLANAKLARININ ARAŞTIRILMASI

Tez Yöneticisi : Prof. Dr. Müh. Resit DALGUN

Hazırlayan : Elk. Müh. Cemalettin SOMUNCU

İSTANBUL - 1989

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

Kot : R 152
125
Alındığı Yer : FEN BİL. ENS.
Tarih : 16.04.1992
Fatura : - - - - -
Fiyatı : 30.000.TL.
Ayniyat No : 1/2
Kayıt No : 48336
UDC : 621.3 378.242
Ek :



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ
ENSTİTÜSÜ

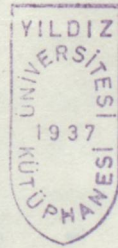


ELEKTRİK YÜKSEK
LİSANS TEZİ

ÜÇ FAZLI KISA DEVRE ROTORLU ALTERNATİF
AKIM MAKİNALARININ GÜÇ ELEKTRONİĞİ İLE
KONTROL OLANAKLARININ ARAŞTIRILMASI

Tez Yöneticisi : Prof. Y. Müh. Remzi GÜLGÜN

Hazırlayan : Elk. Müh. Cemalettin SOMUNCU



İSTANBUL - 1989

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ

İ N D E X FEN BİLİMLERİ
ENSTİTÜSÜ

İçerikler

SAYFA

Öz

Öz 1

1 - ALTERNATİF AKIM MAKİNALARININ HIZ AYARINA GİRİŞ 1

1 - Alternatif akım makinelerine ve elektronik devrelere 1

2 - Elektronik motorlar 2

ÜÇ FAZLI KISA DEVRE ROTORLU A.C MAKİNALARININ GÜÇ ELEKTRONİĞİ İLE KONTROL OLANAKLARININ ARAŞTIRILMASI .

2 - Elektronik motorun regülasyonu 2

3 - Elektronik makinaların devre şemaları

CEMALETTİN SOMUNCU
ELEKTRİK MÜHENDİSİ

Öz 2

2 - ÇOK FAZLI BENDİNDEN DEVEYİMLİ DÜĞÜMLER 10

1 - Giriş 10

1 - Faz girisi ile sönüme montajı 11

1 - Kuvvetli sönüme montajı 13

1 - Faz sönüme montajı 14

1 - Mükemmel sönüme montajı I 19

1 - Mükemmel sönüme montajı II 29

1 - Mükemmel sönüme montajı III 33

İ Ç İ N D E K İ L E R :

İçindekiler

SAYFA NO

ÖNSÖZ

BÖLÜM 1

1 - ALTERNATİF AKIM MAKİNALARININ HIZ

AYARINA GİRİŞ 1

1.1 - Alternatif akım makinaları ve asenkron motorlar 1

1.2 - Asenkron motorlar 2

1.2.1 - Giriş 2

1.2.2 - Asenkron motorun eşdeğer devresi ve bağıntıları 3

1.2.3 - Asenkron motorun moment ifadesi 6

1.2.4 - Asenkron makinasının devir sayısı ayar imkanları 8

BÖLÜM 2

2 - ÇOK FAZLI KENDİNDEN DENETİMLİ

ONDÜLÖRLER 10

2.1 - Giriş 10

2.2 - Faz sırası ile söndürme montajı 11

2.3 - Müşterek söndürme montajı 13

2.4 - Faz söndürme montajı 14

2.5 - Münferit söndürme montajı I 19

2.6 - Münferit söndürme montajı II 29

2.7 - Münferit söndürme montajı III 33

BÖLÜM 3

3 - FREKANS DÖNÜŞTÜRUCÜLER 36

3.1 - Giriş 36

3.2	- Ara devreli frekans dönüştürücüler	36
3.2.1	- Kumanda edilebilir ara devre gerilimli frekans dönüştürücüler	39
3.2.1.1	- Sabit kayma frekansı ve sabit moment sahası	42
3.2.1.2	- Şebeke frekansının kayma frekansı ile orantılı olduğu sabit gerilimli saha	43
3.2.1.3	- Sabit gerilimli ve sabit kayma frekanslı saha	43
3.2.2	- Doğru akım ara devreli frekans dönüştürücüler	44
3.2.3	- Akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı frekans dönüştürücülerin karşılaştırılması ..	47
3.2.3.1	- Akım kaynaklı frekans dönüştürücü	47
A	- Özellikleri	47
B	- Devrenin yapısı	48
C	- Çıkış geriliminin kumandası	48
D	- Avantajları	50
E	- Dezavantajları	50
3.2.3.2	- Gerilim kaynaklı frekans dönüştürücü	50
A	- Özellikleri	50
B	- Devrenin yapısı	51
C	- Çıkış geriliminin kumandası	52
D	- Avantajları	54
E	- Dezavantajları	54
3.2.4	- Ara devreli frekans dönüştürücüler . için önemli hususlar	55
3.2.5	- Komütasyon tipleri	56
3.3	- Devir sayısının frekansla ayarı için doğrudan frekans çeviriciler	57
3.3.1	- Giriş	57
3.3.2	- Devrenin yapısı ve etkileri	58
3.3.3	- Trapez frekans dönüştürücüler	59
3.3.4	- Kumanda frekans dönüştürücüler	64

3.3.4.1 - Kumanda frekans dönüştürücüsü için kumanda sistemi	66
A - Kumanda sisteminden istenen özellikler	66
B - Kumanda katının dizaynı	67
3.3.4.2 - Kumanda frekans dönüştürücüsünün çıkış gerilimi	72
A - Temel harmonik	72
B - Yüksek mertebeli harmonikler	73
3.3.4.3 - Kumanda frekans dönüştürücüsü ile besleme şebekesinin yüklenmesi	75
3.3.5 - Doğrudan frekans dönüştürücülerde sirkülasyon akımsız işletme	77

BÖLÜM 4

4 - GERİLİMİN AYARI VE DALGA ŞEKLİNİN DÜZELTİLMESİ	79
4.1 - Giriş	79
4.2 - Doğru akım ara devresinde ayar	79
4.3 - İnverterin kendi içinde gerilimin ayarı ...	80
4.3.1 - İnverterde kesme kumandası	80
4.3.2 - Darbe kumandası	85
4.3.3 - Harmoniklerin elimine edilmesi	93
4.3.4 - Darbe genişlik modülasyonlu bir inverter devresi	96
4.4 - Alternatif akım tarafında gerilim ayarı ...	102

BÖLÜM 5

5 - KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MAKİNASININ HIZ KONTROL SİSTEMLERİ	103
5.1 - Akım ara devreli frekans dönüştürücü üzerinden beslenmiş kısa devre rotorlu asenkron motor	103
5.2 - Gerilim ara devreli frekans dönüştürücü üzerinden beslenmiş kısa devre rotorlu asenkron motor	106

5.3 - Kumanda frekans dönüştürücü üzerinden beslenmiş kısa devre rotorlu asenkron motor 109

5.4 - Akım ara devreli bir frekans dönüştürücünün kısa devre rotorlu bir asenkron motor ile yüklenmesi 113

BÖLÜM 6

6 - GÜÇ ELEKTRONİKLİ SİSTEMLER ÜZERİNDEN İŞLETİLEN ÜÇ FAZLI A.C MAKİNALARININ ENDÜSTRİYEL TAHİRİKTEKİ ÖNEMİ 119

SONUÇ 127

YARARLANILAN KAYNAKLAR 128

Ö N S Ö Z

Bu tez , endüstride yaygın olarak kullanılan üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron makinalarının besleme gerilimini ve frekansını birlikte değiştiren sistemler ile hız kontrolunu incelemek için yapılmıştır.

Asenkron motorlarda , istenen devir - ayar sahasını elde etmek için yapılan çoğu kumanda da , moment devir sayısı ile birlikte değişir. Makinanın momentinin devir sayısı ile beraber bu istenmeyen değişimini önlemek için , makinada moment kontrolunun yapılması şarttır.Statator gerilimini ve frekansını birbiriyle orantılı olarak değiştirmekle , bu kontrol gerçekleştirilmiş olur ve dolayısıyla moment sabit kalmış olur.

Alternatif şebekelerin gerilim ve frekanslarının sabit olmamaları sebebiyle , frekans ayarını yapmak için , bu tezde anlatılan sistemlerin kullanılması gerekir.Bu yöntemin esası , gerilimin dalga şeklini değiştirerek ilgili sistemler aracılığı ile frekansı ayarlamak ve daha sonra da , istenen frekanstaki alternatif gerilimi yeniden üretmek prensibine dayanır. Doğal olarak bu metod , oldukça karmaşık dizayn edilmiş kumandayı da beraberinde getirir.

Hız ayar sistemlerinin istenilen şekilde ve hassas olarak kontrolü , apayrı bir uzmanlık sahası olup , iyi bir elektronik ve bilgisayar bilgisini gerektirir.Hız ayar sistemleri günümüzde otomatik olarak , ya analog - dijital devrelerle veya da mikro-işlemci devreleri ile gerçekleştirilir.Dolayısıyla sistemi tasarlayanın iyi bir elektronik bilgisi ve aynı zamanda mikro işlemci yazılım - donanım bilgisinin olması şarttır.Ancak bütün bu bilgilerin bir tek tasarımcıda toplanması güçtür.Bundan dolayı A.C motorlarının hız kontrolü bir ekip çalışmasını gerektirir. Bu uzman ekip , hız ayarı yapılacak sistemin analizini iyice yaptıktan sonra , bu sisteme uygun bir motor gücünü ve hız kontrol sistemini seçer.

Günümüzde A.C hız kontrol sistemleri , gelişen teknolojiye paralel olarak büyük aşamalar kaydediyor. ve

gün geçtikçe VMOS , MOSFET , SİPMOS ve GTO gibi elemanların tasarımı ile daha ileri boyutlara ulaşıyor. Bu sistemlerin en büyük dezavantajı , oldukça komplike bir yapıda olması ve sistemin kuruluş maliyetinin çok yüksek olmasıdır. Bu dezavantaj anahtarlama elemanı olarak kullanılan tristörlerin , komütasyon problemlerinden kaynaklanır. Komütasyon problemlerinin giderilmesi amacıyla üretilen GTO , kapısından tetiklenerek tıkanabilir tristör , henüz istenilen güç sınırlarına ulaşamamıştır. Transistörlerin ise yine güçlerinin sınırlı olmaları , büyük güçlü tahriklerde kullanılmasını engeller. Şayet komütasyon problemleri ileride ortadan kaldırılırsa , sistem gerek imalat , gerekse maliyet yönünden büyük avantajlara sahip olacak ve endüstrideki kullanımları % 100 'e varan boyutlara ulaşacaktır.

Bu tezde kısa devre rotorlu asenkron makinaların hız kontrolü , altı bölümde incelenmiştir.

Birinci bölümde , A.C makinalarının hız kontrolünün neden gerekli olduğu ana hatları ile anlatılmış , A.C makinalarından olan kısa devre rotorlu asenkron makinasının moment ve güç bağıntıları kısaca incelenmiştir.

İkinci bölüm , frekans ayarı için gerekli olan inverterlerin tristörlerle nasıl gerçekleştirildiğini anlatır ve değişik inverter devreleri hakkında bilgi verir.

Üçüncü bölümde genel hatları ile frekans dönüştürme prensiplerinden bahsedilmiş ve bunlar örneklenecek açıklanmıştır .

Dördüncü bölümde ise , istenilen çıkış frekansını içeren gerilimin genliğine nasıl kumanda edilebileceği ve bu gerilimin içerdiği harmoniklerin nasıl yok edileceği örnek devrelerle açıklanmıştır.

Beşinci bölüm kısa devre rotorlu asenkron makinaların bu sistemler ile hız ayar prensiplerini anlatır. Bu bölümde ayrıca akım ara devreli bir frekans dönüştürücü ile bir asenkron motorun tahrik edilmesi örnek olarak verilmiştir.

Altıncı ve son bölüm ise , asenkron motorların , bu

sistemler ile işletilmeleri durumunda , nasıl bir hız - moment karakteristiğine sahip olacakları ve endüstrideki kullanımları anlatılmıştır.

Bu tezin oluşturulmasında gerek kaynak açısından , gerekse diğer hususlardan kendisinden büyük yardım gördüğüm değerli hocam sayın Prof. Y. Müh. REMZİ GÜLGÜN Bey 'e teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca bu tezin yapımında emeği geçmiş diğer kişilere de teşekkür ederim .

Elektrik Müh.

Cemalettin SOMUNCU

1989

1 - ALTERNATİF AKIM MAKİNALARININ HIZ AYARINA GİRİŞ :

Güç elektroniğinde son yıllarda meydana gelen gelişmelere paralel olarak gerçekleştirilen A.C motor kontrolü , mekanik sistemlerin ve D.C motorlarla yapılmaya çalışılan hız kontrolunun yerine endüstride ve sanayiide yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır.

Mekanik sistemlerin sınırlı bir hız - ayar sahasına sahip olması ve bakımlarının güçlüğü , D.C motorların ise pahalı , zor bulunur olması ve de fırça , kollektör gibi parçalarının bakım güçlükleri A.C motor hız kontrolunu daha kullanılabilir hale getirmiştir.A.C motor hız kontrolunu çekici hale getiren sebepler ise şöyle sıralanabilir.

- i - Sistemde mekanik ayar elemanlarının yerine mümkün merteye statik elemanların kullanılmış olması .
- ii - Sistemin veriminin ve güç faktörünün yüksek olması .
- iii - Devir sayısı ayarının çabuk ve hassas olarak gerçekleştirilmiş olması .
- iv - Devir ayar sahasının çok geniş olması .
- v - Anahtarlama elemanlarının A.C şebekeye olan etkilerinin ilave devrelerin kullanılması ile minimum yapılmış olması .
- vi - Boyutlarının küçük oluşu ve soğutma imkanlarının fazlalığı .
- vii - Özel çalışma şartlarında örneğin kimyasal tesislerde, radyoaktif iş ortamlarında ...vs. rahatlıkla kullanılabilir oluşu .
- viii - Sarsıntıdan etkilenmediği için hareketli sistemlerde , özellikle taşıt tekniğinde kullanılabilirliği .
- ix - Transistör , Mosfet , Sipmos ... gibi yarı iletkenlere göre güç sınırlarının yüksek oluşu ve çalışabildiği sıcaklık aralığının geniş olması .

Bu şartlara sahip A.C motor hız kontrol sisteminin sağladığı avantajlar şunlardır.

- i - İş gücünde ekonomi .
- ii - Malzeme ve enerji kullanımında tasarruf .
- iii - Üretim sistemlerinin otomatikleşmesi .
- iv - Üretim kalitesinin yükselmesi .
- v - Üretim tesislerinde işletme güvencesinin yükselmesi .
- vi - Manuel işletmelerde gerçekleştirilemeyen proseslerin elde edilmesi .

Yukarıda sayılan bu avantajlardan dolayı güç elektroniği elektrik enerjisinin olduğu bütün sahalarda uygulama alanı bulmuştur. Başlıca kullanım sahaları ;

Endüstriyel tahrikler , elektrik enerjisinin üretimi ve dağıtımı , elektro-kimya , elektrikle ısıtma , elektrikli ulaşım araçları ve artan ölçüde elektrikli ev aletleri .

Bunların dışında özel alanlarda ilginç uygulamaları da vardır. Atom parçacıklarının ivmelendirilmesi ve diğer fizikte kullanılan cihazlarda kullanımı gibi .

1.1 - ALTERNATİF AKIM MAKİNALARI VE ASENKRON MOTORLAR

Senkron ve asenkron olmak üzere başlıca iki tip olan alternatif akım makinaları , D.C makinalarına nazaran daha basit ve sağlam bir yapıya sahiptirler. İşletme ve bakım açısından daha az masraf gerektirmeleri , onların ayrı bir avantajını oluşturur. Ancak alternatif akım makinalarının sabit gerilim ve frekanslı şebekelerdeki bilinen çalışmalarında , devir sayısının şebeke frekansına olan sıkı bağlılığı , birçok durumlarda kendi eşdeğer devresine bile aykırı düşer.

Çok sınırlı bir devir ayar sahasına sahip , asenkron motorların hız kontrolü için kullanılan basit sistemlerden başka , bu makinalar otomatikleştirilmiş bir tahrik için , frekansı ve genliği değiştirilebilir üç fazlı gerilim sistemini

gerektirirler. Bunun için kurulması gerekli olan akım dönüştürücü sistemine yapılacak olan masraf , bu makinaların diğer makinalara üstünlüklerini ekonomik açıdan eşitler. Devir sayısı ve güç sahası D.C akım makinaları ile ulaşılabilen değerlerin üzerinde bulunan ve çok düşük bakım ihtiyacı gerektiren uygulamalar için , yarı iletkenli akım dönüştürücüler teknik olarak tasarlanan A.C tahrikini kolayca gerçekleştirebilir.

Çalışmasındaki avantajlarından dolayı görülür ki , böyle akım dönüştürücü üzerinden beslenmiş A.C makinalarının kullanım alanları çok daha fazla olarak genişler.

1.2 - ASENKRON MOTORLAR :

1.2.1 - GİRİŞ :

Endüstride kullanılan elektrik makinalarından en sağlam , en az arıza yapan ve en çok kullanılan olanı " Asenkron Makinaları " dır. Asenkron makinaların bu avantajlarının yanı sıra yakın geçmişe kadar bu makinalarda denetimin kolay mümkün olmaması , doğru akım makinalarını ön plana almakta idi. Güç elektroniğinin endüstrideki yerini almasıyla kontrolü kolaylaşan asenkron makinaları , bugün D.C makinaların yerini almıştır.

Bilindiği üzere asenkron makinalar , rotor sargılarının kafes şeklinde veya yıldız olarak bağlanma esasına göre iki kısma ayrılabilir.

i - Kısa devre rotorlu (veya sincap kafesli) asenkron motor .

ii - Bilezikli (yani yol verme reostalı) asenkron motor .

Bunlardan başka , rotoru dışarıda statoru içeride bulunan , dış rotorlu asenkron motor ; doğrusal hareket sağlayan lineer asenkron motor ; rotor sargısı bulunmayan kütleli rotorlu asenkron motor ve rotoru bakırdan veya alüminyumdan boş bir silindir şeklinde imal edilen Ferraris motoru , asenkron motor türlerine örnek olarak verilebilir.

Her iki tipte de stator sargısı aynı olup değişiklik sadece rotorun yapısından kaynaklanır. Bu tez adından da anlaşılacağı gibi yalnızca kafesli tipteki asenkron motorları içermektedir. Sanayii de ve diğer birçok alanda büyük çoğunlukla kullanılan kısa devre rotorlu olan tipidir. Nedenine gelince, bu tipin yapımı çok kolay, dayanıklı, işletme güvenliği çok yüksek ve bakım gereksinimi eşit güçteki diğer motorlara göre daha azdır.

Normal tipteki kısa devre rotorlu asenkron motorun en büyük dezavantajı ; kalkış momentinin küçük, kalkış akımının ise büyük olmasıdır. Buna karşılık bilezikli tipteki motorun avantajı ise; rotor devresine bağlanan dış dirençler ile kalkış akımının azaltılabilmesi, kalkış ve frenleme momentinin azaltılabilmesidir. Kısa devre rotorlu motorda bu sakıncayı gidermek için kafes yüksek çubuklu veya çift çubuklu gibi özel biçimlerde yapılır. Bu motorlar akım yığılmalı asenkron motorlar olarak bilinirler. Ancak her iki tip motorun çalışma prensipleri aynıdır.

1.2.2 - ASENKRON MOTORUN EŞDEĞER DEVRESİ VE BAĞINTILARI :

Asenkron motorun devir sayılarının kumanda imkanları, aşağıdaki işletme özelliklerinin incelenmesinden anlaşılır.

Simetrik, sinüs dalga şekline sahip bir gerilimi olan bir şebekede çalışan makinanın bir fazı için şekil 1.1.a'da gösterilmiş olan eşdeğer devre şeması geçerlidir. Stator sargısı, omik ve kaçak reaktif dirençleri içerir. Ayrıca bu sargıya rotor sargısının indirgenmiş değerlerini ve ana endüktansı eşdeğer devrede görmek mümkündür. Stator sargısının açısal frekansı (ω_1) ;

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \quad \dots (1.1)$$

Besleme şebekesi tarafından verilir. Rotor frekansı (ω_2) ise buna karşılık devir sayısına bağlıdır.

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{f_2}{f_1} = 1 - \frac{\omega}{\omega_s} = 1 - \frac{n}{n_s} \quad \dots (1.2)$$

Bu ifadelerdeki ω_s ve n_s ; stator frekansı ve p kutup çifti sayısı ile belirlenen açısal hız değerleri ve senkron hızda dönen döner alan devir sayısıdır. Sonuncu eşitlik aynı zamanda makinanın boştaki ideal devir sayısıdır ve senkron devir sayısı olarak da adlandırılır. (1.1) ifadesiyle tanımlanmış büyüklükler ; n devir sayısının, referans değer olan senkron devir sayısından relatif bir sapmasını gösteriyor.

Makinanın boştaki ideal devir sayısı ;

$$W_s = \frac{W_1}{P} \quad n_s = \frac{f_1}{P} \quad \dots (1.3)$$

- Makinanın n devir sayısının, senkron devir sayısından relativ olarak sapması " Kayma " olarak adlandırılır ve bu değer, sabit f_1 stator frekansına motorun işletme davranışlarının izahı için çok yararlıdır.

$$\frac{n_s - n}{n_s} = 1 - \frac{n}{n_s} = S \quad \dots (1.4)$$

Bu ifade de ;

n_s = Senkron devir sayısı ,

n = Asenkron devir sayısı,

S = Kayma

değerlerini gösterir.

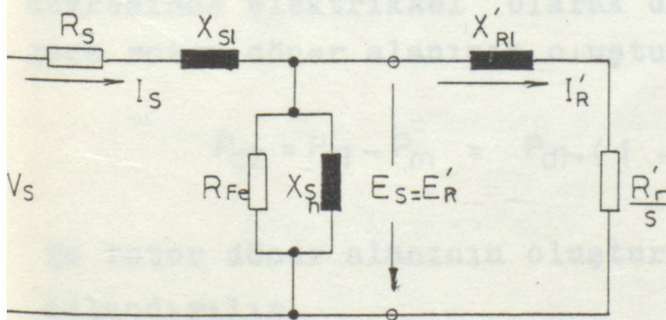
U_{iR} ; rotor devresine endüklenen gerilim, (1.1)
nolu ifadeye göre sadece kendi frekansındaki devir sayısına değil, ayrıca da kendi genliğine bağlıdır. Bu aynı zamanda rotor ve döner alan arasındaki devir sayısı farkı ile orantılıdır. $n=0$ 'da endüklenen rotor-kararlı hal gerilimi U_{iR0} gösterilirse, aşağıdaki eşitlikler geçerli olur ;

$$\frac{U_{iR}}{U_{iR0}} = \frac{n_s - n}{n_s} = S \quad \dots (1.5)$$

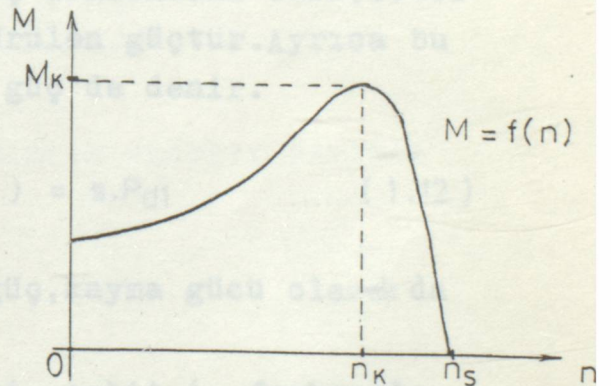
Böylece

$$U_{iR} = S \cdot U_{iR0} \quad \dots (1.6)$$

olur.



(a)



(b)

şekil 1.1.a : Asenkron makinanın eşdeğer şeması

b : Sabit gerilim ve frekanstaki yk karakteriştiği.

Makinada endüklenen iç moment için şu ifade geçerlidir. ;

$$M_i = \frac{P_{d1}}{W_s} \quad \dots (1.7)$$

Burada ,

P_{d1} : Döner alan yardımıyla endüktif olarak aktarılan güç, hava aralığı gücü veya döner alan gücü.

(Bu güce stator döner alanının rotora intikal ettirdiği güç de denir.)

M_i : Makinada endüklenen iç moment.

Bü döner alan gücü; şebekeden statora verilen P_s gücünden stator güç kayıpları ile ayrılır. Motor çalışma durumunda :

$$P_{d1} = P_s - P_{qs} \quad \dots (1.8)$$

ifadesi geçerlidir. İç mekanik güç ;

$$P_m = M_i \cdot W = 2 \cdot \pi \cdot M_i \cdot n \quad \dots (1.9)$$

veya ;

$$P_m = P_{d1} \cdot \frac{W}{W_s} = P_{d1} \cdot \frac{n}{n_s} = P_{d1} \cdot (1 - s) \quad \dots (1.10)$$

ile hesaplanır. Motor çalışmada, bunun dışında P_{sv} mekanik kayıplara sürtünme ve vantilasyon kayıpları da ilave edilmelidir. O halde mile aktarılan faydalı güç ;

$$P_f = P_m - P_{sv} = M \cdot W \quad \dots (1.11)$$

burada ;

P_f : Milden alınan faydalı güç

P_m : İç mekanik güç

P_{sv} : sürtünme ve vantilasyon kayıpları

ifade eder.

Döner alan gücü P_{d1} ile mekanik güç arasındaki fark, rotor devresinde elektriksel olarak dönüştürülen güçtür. Ayrıca bu güce rotor döner alanının oluşturduğu güç de denir.

$$P_{d2} = P_{d1} - P_m = P_{d1} \cdot \left(1 - \frac{n}{n_s}\right) = s \cdot P_{d1} \quad \dots (1.12)$$

Bu rotor döner alanının oluşturduğu güç, kayma gücü olarak da adlandırılır.

Eşdeğer devreden anlaşıldığı gibi, sabit f_1 frekanslı bir şebekede çalışan bir makina, devir sayısına bağlı olan rotor frekansından dolayı devir sayısı ile değişen bir empedans gösterir.

Ayrıca döner alan gücünün devir sayısına aşağıda gösterilen bağıllığı, şekil 1.1.b'de gösterilmiş olan $M = f(n)$ yük karakteristiğini oluşturur.

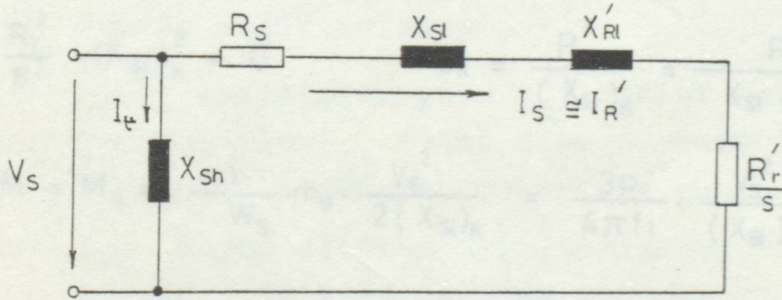
Motor çalışma sahası; kararlı hal noktası ($n=0$, kalkış noktası) ile senkron devir sayısı civarındaki ideal boşta çalışma arasında bulunur. Kararlı çalışma noktası; sabit veya devir sayısı ile artan mukavemet momenti ile birlikte sadece boşta çalışma ile M_k devrilme momenti olarak işaretlenmiş dönme momentinin maksimum değeri arasında bulunur. Bu, devrilme devir sayısını meydana getirir.

$$n_k \approx \left(1 - \frac{R'_r}{W_s \cdot (L_{sl} + L'_{rl})} \right) \cdot n_s \quad \dots (1.13)$$

parantez içindeki kesir ; devrilme devir sayısındaki devrilme kayması olarak gösterilmiş kayma değeridir.

1.2.3 - ASENKRON MOTORUN MOMENT İFADESİ :

Asenkron motorun moment ifadesini çıkarmak için, rotoru statora indirgenmiş çok fazlı bir asenkron motorun sürekli sinüsoidal çalışmada bir fazına ilişkin yaklaşık eşdeğer devresinden faydalanılır.



Şekil 1.2 : Asenkron motorun yaklaşık eşdeğer devresi

$$P_{d2} = s \cdot P_{d1} = m_R \cdot r'_R \cdot I_R'^2 \quad \dots (1.14)$$

$$I_s = I_R' \quad \dots (1.15)$$

$$M = \frac{P_{d1}}{W_s} = \frac{P_{d2}}{s \cdot W_s} = \frac{1}{W_s \cdot s} \cdot m_R \cdot R'_r \cdot I_s^2 \quad \dots (1.16)$$

$$I_s^2 = \frac{V_s^2}{\left(R_s + R'_r \cdot \frac{1}{s} \right)^2 + \left(X_{sl} + X'_{rl} \right)^2} \quad \dots (1.17)$$

stator akımının bu ifadesi (1.16) formülünde yerine yazılırsa :

$$M = \frac{1}{s \cdot W_s} \cdot m_R \cdot R'_r \cdot \frac{V_s^2}{(R_s + \frac{R'_r}{s})^2 + (X_{s1} + X'_{r1})^2} \dots (1.18)$$

ifadesi elde edilir. Bu denklem momentin şebeke gerilimine karesel bağlı olduğunu gösterir. Kayma değeri çok küçük olduğundan bölüm ifadesinde R_r rotor direnci, R_s stator direncinden çok büyük olur ve dolayısıyla R_s 'in ihmal edilmesi büyük bir hata sayılmaz. O halde şebeke gerilimine bağlı yeni moment ifadesi :

$$(X_{s1})_K = X_{s1} + X'_{r1}$$
$$M = \frac{1}{s W_s} \cdot m_R \cdot R'_r \cdot \frac{V_s^2}{(\frac{R'_r}{s})^2 + (X_{s1})_K^2} \dots (1.19)$$

olur. Momentin maximum olduğu M_K noktasındaki ifadesini bulmak için , önce bu noktadaki kayma değerinin bulunması gerekir.

(1.19) nolument ifadesinin s kaymaya göre türevi alınıp , sıfıra eşitlenirse, türevin kökü olan ve s_K olarak gösterilen maximum momenti veren kayma değeri elde edilmiş olur.

$$\frac{dM}{ds} = 0 \quad \frac{d}{ds} \left[\left(\frac{R'_r}{s} \right)^2 + s(X_{s1})_K^2 \right] = 0$$

$$\frac{R_r'^2}{s^2} + (X_{s1})_K^2 = 0 \quad s_K = \frac{R'_r}{(X_{s1})_K} = \frac{R'_r}{X_{s1} + X'_{r1}} \dots (1.20)$$

$$M = M_K = \frac{1}{W_s} \cdot m_R \cdot \frac{V_s^2}{2(X_{s1})_K} = \frac{3P}{4\pi f_1} \cdot \frac{V_s^2}{(X_{s1})_K}$$

$$(X_{s1})_K = X_{s1} + X'_{r1} = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot (L_{s1} + L'_{r1}) \dots (1.20.1)$$

$$M_K = \frac{3P}{8\pi^2} \cdot \frac{1}{L_{s1} + L'_{r1}} \cdot \left(\frac{V_s}{f_1} \right)^2 \dots (1.21)$$

Bu ifadelerde ;

V_s : Stator faz gerilimi,

I_s : Stator faz akımı ,

I_R : Rotor bir faz akımının statora indirgenmiş eşdeğeri,

m_s : Stator faz sayısı, üç fazlı makinada $m_s = 3$ dür.

- m_R : Rotor faz sayısı,
 Üç fazlı motorda $m_R = 3$ dür.
 Kısa devre rotorlu motorda ise $m_R = 3.p$ dir.
 P burada faz başına düşen çubuk sayısıdır.
- R'_R : Rotor bir faz sargısı direncinin statora indirgenmiş değeri,
- R_S : Stator bir faz sargısı direnci,
- X_{S1} : Stator bir faz kaçak reaktansı,
- X'_{R1} : Rotor bir faz kaçak reaktansının statora indirgenmiş değeri,
- X_{Sh} : Stator bir faz faydalı reaktansı,
- gösterir.

1.2.4 - ASENKRON MAKİNASININ DEVİR SAYISI AYAR İMKANLARI :

Asenkron makinasının devir sayısı ayarı için, yukarıda verilen tanımlara göre şu imkanlar vardır. :

- i - f_S frekansının ayarlanması veya stator sargısının p kutup çifti sayılarına bağlanması ile n_S döner alan - devir sayısının (1.3) formülüne uygun olarak değiştirilmesi,
- ii - (1.7) eşitliğine göre V_S stator geriliminin ayarlanması ile P_{d1} döner alan gücünün ve bununla birlikte M_i döndürme momentinin kumandası,
- iii - P_{d2} kayma gücünün değiştirilmesi, (1.12) nolu eşitlikten ;

$$n = \left(1 - \frac{P_{d2}}{P_{d1}} \right) . n_S = (1 - s) . n_S \quad \dots (1.22)$$

sonucu elde edilir. Böylece P_{d2} 'ye etki etmek suretiyle n devir sayısının kumanda edilmesi imkanı doğar.

Buraya kadar gösterilen metotlar her ne kadar kısa devre rotorlu motorlar için kullanılıyorsa da, bilezikli motorlar için de uygun olur. Ayrıca bu bilezikli tipler için şu imkanlar da mevcuttur. :

- i - Rotor direncini mekanik veya darbe kumandası ile ayarlamak,
- ii - Rotor devresine ilave bir gerilimin katılmasıyla ayar,

Genellikle gösterilen bütün bu metotlar, daha önceleri bilinen araçlarla gerçekleştiriliyordu. Bu metotlar ;

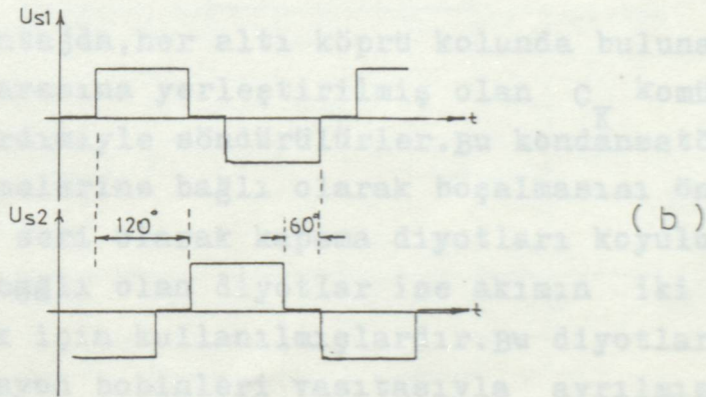
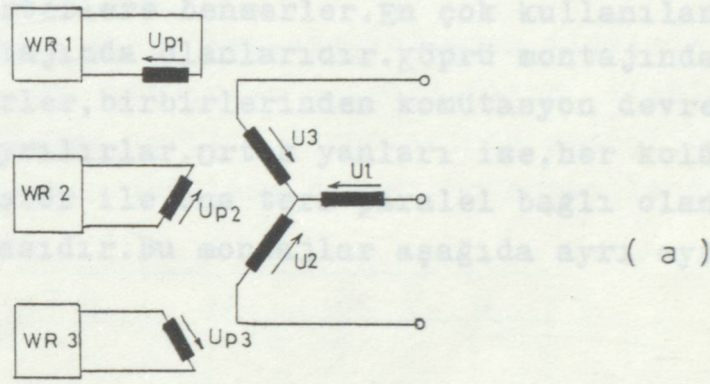
Dönüştürücü makina üzerinden besleme , stator sargısının kutup sayısı değiştirilebilir bir sisteme bağlanması , kademeli transformatör kullanmak , rotor devresine on direnç katmak , makinaları kaskad bağlamak... vs. şeklinde sıralanabilir.



2 - ÇOK FAZLI KENDİNDEN DENETİMLİ ONDÜLÖRLER

2.1 - GİRİŞ :

Diğer bütün uygulamalarda olduğu gibi alternatif akım makinelerinin beslenmesinde de çok fazlı kendinden denetimli ondülörlerden yararlanılır. En basit şekliyle çok fazlı bir ondülör, çok sayıda tek fazlı ondülörün uygun faz kayması ile çalıştırılması ve ondülör çıkışlarının çok fazlı bir transformatör üzerinden bağlanması ile elde edilir.



Şekil 2.1 : Üç fazlı bir ondülörün, üç adet tek fazlı ondülörün birlikte bağlanması ile oluşturulması.

a : Devre şeması

b : İki faza ait gerilim değişimleri, üçüncü faz ise ikincisinden 120° ileridedir.

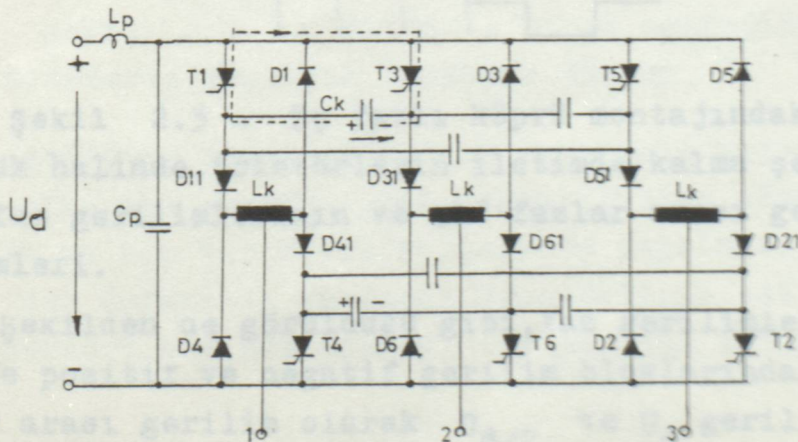
Şekil 2.1 'de görüldüğü gibi, üç fazlı bir sistem üç adet tek fazlı ondülörün birbirlerine göre 120° faz farkı ile kumanda edilmesi ile teşkil edilir.

Bu sistemin en büyük dezavantajı, inverterlerin çıkışına bağlı olan transformatörlerdir. Transformatörlerin verimli olarak çalışabileceği bir frekans sınırınının olması, bu sistemin, frekasin geniş sınırlar içinde ayarlanması gereken işletmelerde kullanılmasını engeller. Çünkü bu transformatörler çok küçük frekanslı gerilimleri aktaramaz. Bir transformatörün sekonderinden elde edilen gerilim frekansa ve akıya bağlıdır. Frekans çok küçükse akı büyük olmalı, yani transformatörün göbek kesitinin büyük olması gerekir. Bu da hem transformatörün boyutlarına, hem de maliyetine etki eder.

Çok fazlı sistemi, böyle tek fazlı inverterler ile oluşturmak yerine çok fazlı inverter devreleri kurmak daha avantajlı olur. Bu inverterler, çalışma prensibi yönünden tek fazlı kendinden denetimli inverterlere benzerler. En çok kullanılanları ise üç fazlı köprü montajında olanlarıdır. Köprü montajında gerçekleştirilen inverterler, birbirlerinden komütasyon devrelerinin farklı oluşu ile ayrılırlar. Ortak yanları ise, her kolda ana eleman olarak bir tristör ile ona ters paralel bağlı olan bir ters akım diyodunun olmasıdır. Bu montajlar aşağıda ayrı ayrı olarak ele alınmıştır.

2.2 - FAZ SIRASI İLE SÖNDÜRME MONTAJI :

Böyle bir montajda, her altı köprü kolunda bulunan tristörler, köprü kolları arasına yerleştirilmiş olan C_K komütasyon kondansatörleri yardımıyla söndürülürler. Bu kondansatörlerin yükteki gerilim değişmelerine bağlı olarak boşalmasını önlemek için tristör kollarına seri olarak kapama diyotları koyulur. Tristörlere ters paralel bağlı olan diyotlar ise akımın iki yönlü dolaşımını temin etmek için kullanılmışlardır. Bu diyotlar, tristörlerden L_K komütasyon bobinleri vasıtasıyla ayrılmıştır.

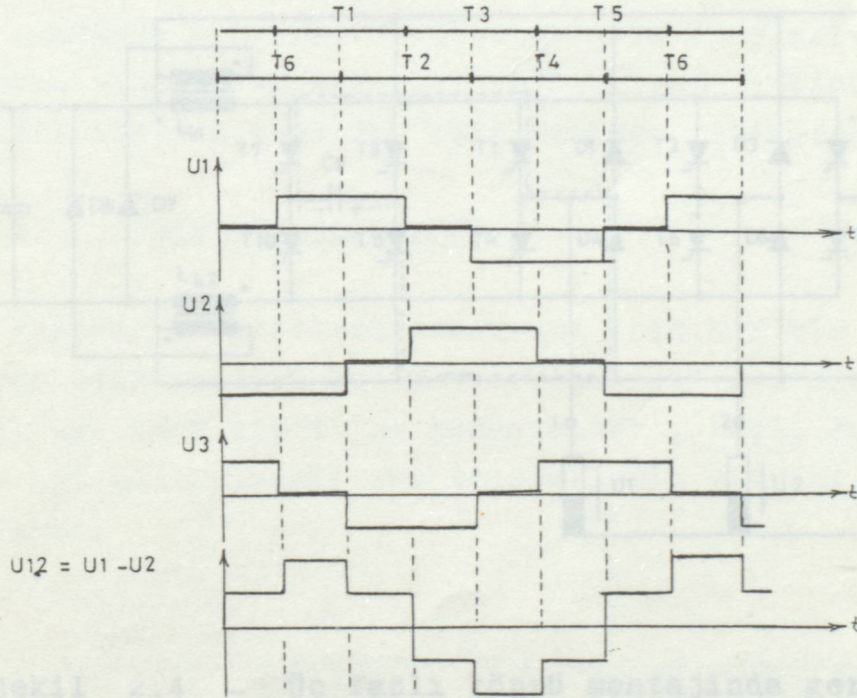


Şekil 2.2 - Üç fazlı köprü montajında ve zorlamalı komütasyonlu bir inverterde faz sırası ile söndürme montajı.

Her tristörün söndürülmesi, bir sonraki faza ait tristörün tetiklenmesi ile gerçekleştirilir. T1, T3, T5 tristörleri üst yarı köprüyü ; T4, T6 ve T2 tristörleri ise alt yarı köprüyü oluşturur. Bu köprü kollarında bulunan tristörlerin kumandası, şekil 2.3 'deki zaman sırasına göre yapılır.

Saf omik yüklerde çıkış geriliminin dalga şekilleri kolaylıkla tesbit edilebilir. Çıkış uçlarında bir asenkron motorun olması halinde, çıkış geriliminin tesbiti mümkün olmaz. Yükün endüktif bileşeninden dolayı, çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri güç faktörüne bağlı olur. Yani iletimde olan bir fazın devreden çıkarılması için bir sonraki fazın tetiklenmesinden sonra, yükün güç faktörüne bağlı olarak akım bir süre daha ilgili ters akım diyodundan geçer.

Asenkron motorun beslenmesinde, kolların iletimde kalma süresi 120° 'dir. Her faz kendinden sonraki fazın iletime sokulması ile söndürüldüğünden, gerilim darbelerinin genişliği ve dolayısıyla çıkış geriliminin ortalama değeri, bu montajla ayarlanamaz.



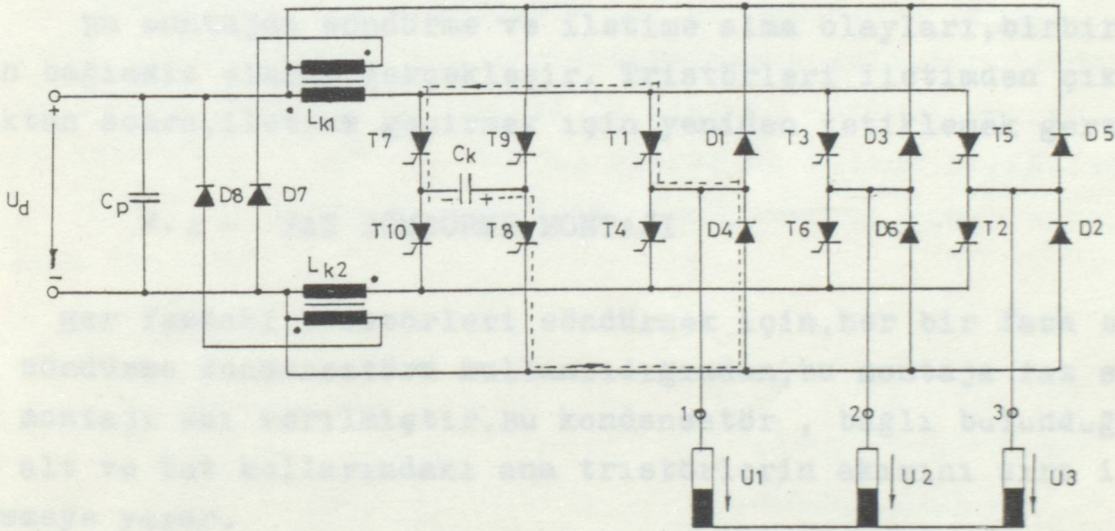
Şekil 2.3 - Üç fazlı köprü montajındaki bir inverterde omik yük halinde, tristörlerin iletimde kalma şemaları ve U1, U2, U3 faz gerilimlerinin ve U12 fazlar arası geriliminin değişimleri.

Şekilden de görüldüğü gibi, faz gerilimleri 120° genişliğinde pozitif ve negatif gerilim bloklarından ibarettir. Fazlar arası gerilim olarak $U_d/2$ ve U_d gerilim kademelerinden

oluşan basamaklı bir değişim elde edilir. Böyle bir montajda gerilimin ayar imkanı olmamasına karşın, tristörlerin tetiklenme sırasının değiştirilmesi ile çıkıştaki faz sırası değiştirilebilir. Bu, inverterin bir motoru beslemesi durumunda devir yönünün mekanik anahtarlar kullanmadan değiştirilmesi manasına gelir.

2.3 - MÜŞTEREK SÖNDÜRME MONTAJI :

Bu montajda inverterin köprü kollarının komütasyonu için sadece bir C_K söndürme kondansatörü kullanılmıştır. Köprünün üst yarısındaki ana tristörleri yani T_1 , T_3 ve T_5 'i söndürmek için, $T_7 + T_8$ yardımcı tristörleri tetiklenir. Aynı şekilde alt yarı köprüde bulunan T_2 , T_4 , T_6 ana tristörleri, $T_9 + T_{10}$ yardımcı tristörler vasıtasıyla söndürülür.



Şekil 2.4 - Üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilmiş bir inverterde müşterek söndürme düzeni.

Söndürme kondansatörünün uçlarında bulunan gerilim, her söndürme olayının sonunda yönü değiştiğinden, söndürmenin sıra ile bir alt ve bir üst köprü kollarında yapılması zorunludur.

Her defasında yardımcı tristörlerin tetiklenmesiyle C_K kondansatörü, besleme kaynağı ile paralel konuma gelir. Bu sakıncayı

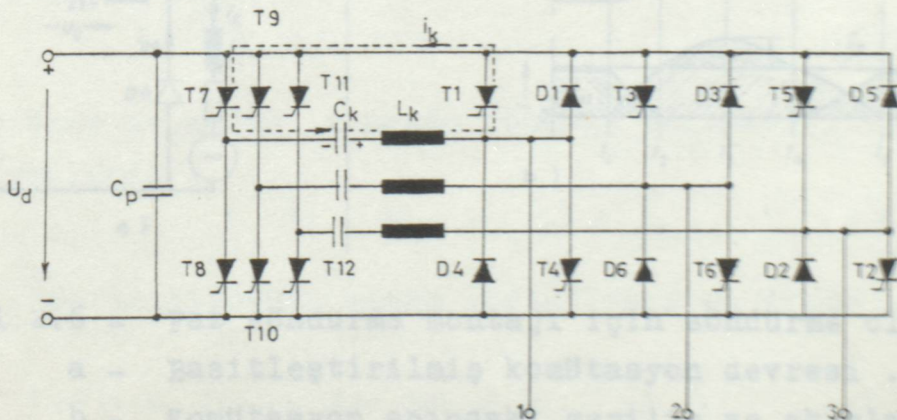
gidermek için kondansatör ile kaynak arasına L_{k1} ve L_{k2} self-leri yerleştirilmiştir. Bu koruyucu selfler, komütasyon esnasındaki ani akım yükselmelerinden kaynağın etkilenmesini önledikleri gibi, üzerlerinde depo ettikleri magnetik enerjiyi diyotlar üzerinden kaynağa geri aktarır.

Devrede komütasyon olayı şu şekilde gerçekleşir. Herhangi bir anda T_1 tristörü yük akımını geçiriyor olsun. Bu tristör iletimde iken C_k söndürme kondansatörü şeklindeki gibi şarjlıdır. T_7 ve T_8 yardımcı tristörleri tetiklenmek suretiyle komütasyon olayı başlatılır. Dolayısıyla devreden şeklindeki gibi bir i_k komütasyon akımı akar ve bu akım T_1 'den geçmekte olan yük akımını azaltır. T_1 tristörü di_k / dt 'ye bağlı olarak söndükten sonra, C_k polaritesi değişene kadar kaynak üzerinden deşarjı devam eder. Söndürme kondansatörünün polaritesi değiştiğinde T_7 ve T_8 tristörleri kendiliğinden iletimden çıkar ve bu kez alttaki tristörleri söndürmek için T_9 ve T_{10} tristörleri yeniden ilettime geçmeye hazır hale gelir.

Bu montajda söndürme ve ilettime alma olayları, birbirinden bağımsız olarak gerçekleşir. Tristörleri iletimden çıkardıktan sonra, ilettime geçirmek için yeniden tetiklemek gerekir.

2.4 - FAZ SÖNDÜRME MONTAJI :

Her fazdaki tristörleri söndürmek için, her bir faza birer C_k söndürme kondansatörü kullanıldığından, bu montaja faz söndürme montajı adı verilmiştir. Bu kondansatör, bağlı bulunduğu fazın alt ve üst kollarındaki ana tristörlerin akımını sıra ile kesmeye yarar.



Şekil 2.5 - Üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilmiş bir inverterde faz söndürme düzeni şeması.

Devrede $T_1 \dots T_6$ ana tristörleri ; $T_7 \dots T_{12}$ ise yardımcı tristörleri gösterir. Şekil 2.5 'de T_1 tristörünün söndürülmesi esnasındaki komütasyon akımının yolu kesik çizgilerle gösterilmiştir. T_1 tristörü direkt olarak T_7 tristörünün ateşlenmesi ile söndürülür. Bu tristörün sönmelerinden sonra komütasyon akımı, D_1 ve $C_k - L_k$ seri rezonans devresi üzerinden akmaya devam eder. Rezonans devresinden akan bu akım tamamen sıfır olunca, D_4 diyodu ilettime geçerek yük akımını üzerine alır ve böylece komütasyon tamamlanmış olur.

Devredeki L_k selfi, komütasyon başlar başlamaz, C_k kondansatörünün D_1 diyodu üzerinden boşalmasını önlemek ve komütasyon akımını sınırlamak için kullanılmıştır.

Devrenin en büyük dezavantajı ise, T_1 'in üst üste iki defa tetiklenmesi ve söndürülmesi mümkün değildir. Bu, inverterin darbe kumandası ile çalışamayacağı manasına gelir. Kondansatörün şarj yönüne bağlı olarak bir üst kol, bir alt kol tristörleri tetiklenebilir.

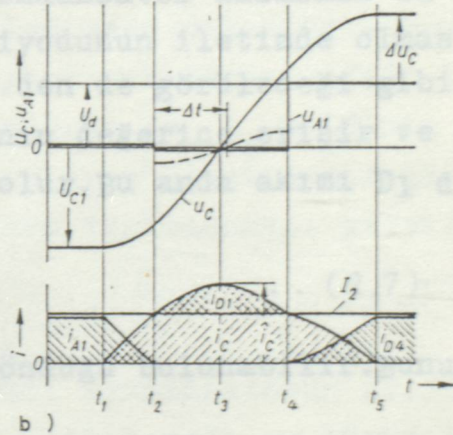
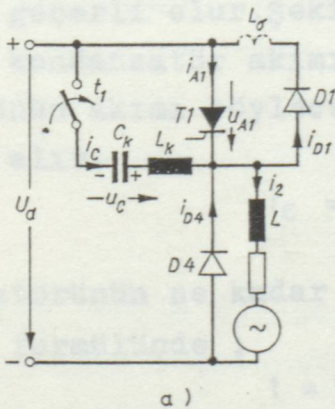
Devredeki seri komütasyon bobini sebebiyle tristörler gerilim bakımından ek bir zorlanmaya maruz kalırlar. Devrenin boyutlandırılmasında bu hususa da dikkat edilmelidir. Bu devre seri komütasyon bobinli montaj olarak da adlandırılabilir.

Şimdi de böyle bir montajda komütasyonun nasıl hesaplandığını inceleyelim. :

Başlangıç Şartları :
Anfangsbedingungen

$$t = t_1$$

$$u_C(t_1) = -U_{C1}, i_2 = I_2 = \text{const}$$



Şekil 2.6 - Faz söndürme montajı için söndürme olayı
a - Basitleştirilmiş komütasyon devresi .
b - Komütasyon anındaki gerilim ve akımların değişimleri.

Komütasyon olayını incelediğimiz anda, akım geçiren tristörler T_1 ve T_2 'dir. Komütasyon olayını başlatıp, T_1 'i söndürecek tristör ise T_7 'dir. Bu tristörün $t=t_1$ anında tetiklendiğini düşünelim. Komütasyonun başladığı andaki şartlar :

$$U_c(t_1) = -U_{c1} \quad \text{ve} \quad i_2 = I_2 = \text{sabit} \quad \dots (2.1)$$

şeklindedir. Şekil 2.6.a 'daki basitleştirilmiş komütasyon devresinde T_7 tetiklendiği anda :

$$\frac{1}{C_k} \int i_c dt + L_k \frac{di_c}{dt} = 0 \quad \dots (2.2)$$

denklemini yazılabilir. Yukarıdaki başlangıç şartları ile bu denklem çözülürse, kondansatör akımı için ;

$$i_c(t) = U_{c1} \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \cdot \sin \omega_0 (t - t_1) \quad \dots (2.3)$$

bağıntısı elde edilir. Burada ;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \quad \dots (2.4)$$

'dır. Kondansatör akımının

$$i_c(t) = I_{c_{\max}} \cdot \sin \omega_0 (t - t_1) \quad \dots (2.5)$$

şeklinde olduğu düşünülürse, kondansatör akımının maximum değeri

$$I_{c_{\max}} = U_{c1} \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \quad \dots (2.6)$$

ifadesiyle kolayca hesaplanabilir. Kondansatör akımının bu değişimi ya T_1 tristörünün veya da D_1 diyodunun iletimde olması halinde geçerli olur. Şekil 2.6.b 'den de görüleceği gibi, $t=t_2$ anında kondansatör akımı, yük akımının değerine erişir ve T_1 tristörünün akımı böylece kesilmiş olur. Bu anda akımı D_1 diyodu üzerine alır.

$$i_c = I_2 + i_{D1} \quad \dots (2.7)$$

T_1 tristörünün ne kadar zamanda söndüğü bulunabilir. Bunun için (2.3) formülünde ;

$$t = t_2 \quad \text{ve} \quad i_c(t_2) = I_2 \quad \dots (2.8)$$

yazılırsa, T_1 tristörünün sönmeye süresi için şu ifade elde edilir. :

$$t_2 - t_1 = \sqrt{C_k \cdot L_k} \cdot \text{Arc sin} \left(\frac{I_2}{U_{c1}} \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \right) \quad \dots (2.9)$$

kondansatör akımının kendi maximum değerine ne kadar sürede ulaştığı hesaplanabilir. Bunun için (2.3) nolu denklemde

$$t = t_3 \quad \text{ve} \quad i_C = I_{C_{\max}} \quad \dots (2.10)$$

değerlerini yazmak yeterli olur. Böylece ;

$$t_3 - t_1 = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_k \cdot C_k} \quad \dots (2.11)$$

sonucu bulunur.

Şekil 2.6.b ' de görüldüğü gibi, iletimden çıkan T_1 tristörü negatif gerilim bakımından büyük bir zorlanmaya maruz kalmaz. Çünkü bu tristör iletimden çıktıktan sonra D_1 diyodu ilettime geçer ve bu diyodun iletim anında uçlarında 1 ila 2 volt bulunur. D_1 'in T_1 ' e ters paralel olmasından dolayı bu gerilim aynı şekilde tristör uçlarında da görülür. $t=t_3$ anında kondansatör akımının maximuma erişmesiyle, kondansatör gerilimi de yön değiştirir. T_1 tristörünün uçlarındaki 1 ila 2 volt arasındaki negatif kapama gerilimi ise, D_1 diyodunun bağlı olduğu kolun L_k kaçak endüktansına bağlı olarak değişir. Ancak T_1 tristörünün Δt koruma zamanının hesabı için , bu tristöre ait negatif kapama geriliminin t_3 anında yön değiştirdiği varsayılır. (2.9) ve (2.11) nolu formüllerden yararlanmak suretiyle koruma zamanı için ;

$$\Delta t = (t_3 - t_1) - (t_2 - t_1) = t_3 - t_2 = \sqrt{L_k \cdot C_k} \cdot \text{Arc cos} \left(\frac{I_2}{U_{C1}} \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} \right) \quad \dots (2.12)$$

ifadesi elde edilir. Bu ifade, iletimden çıkan tristörün anot geriliminin negatif kalma süresini gösterir. Bu son ifade, komütasyon devresinde yer alan C_k kondansatörün ve L_k selfinin hesaplanmasında kullanılır. Ancak bu elemanların boyutlandırılmasına geçmeden önce, bir β aşınım faktörünün tanımlanması gerekir.

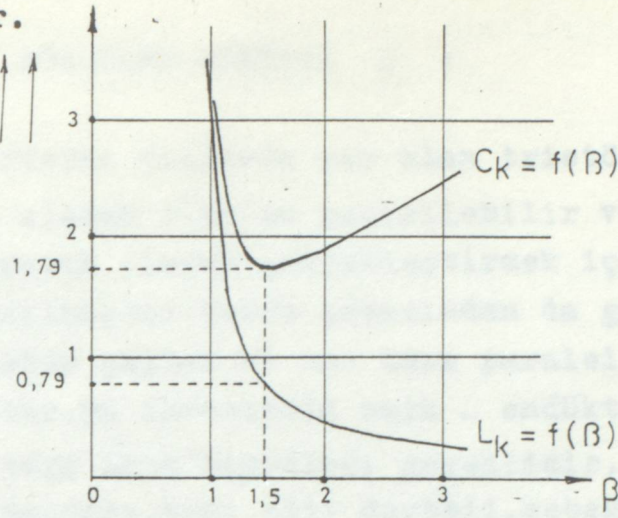
$$\beta = \frac{I_{C_{\max}}}{I_{2_{\max}}} = \frac{U_{C1}}{I_{2_{\max}}} \cdot \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \quad \dots (2.13)$$

Bu değer ayrıca rezonans anında, yani kondansatörün salınımına başladığı anda, kondansatör akımının alabileceği en büyük değeri de belirler. Dolayısıyla buna rezonans faktörü de denebilir. Bu aşınım faktörüne bağlı olarak tristörlerin koruma zamanının ifadesi ;

$$\Delta t = \sqrt{L_k \cdot C_k} \cdot \text{Arc cos} \left(\frac{I_2}{\beta \cdot I_{2_{\max}}} \right) \quad \dots (2.14)$$

şeklinde yazılabilir.

$$\frac{C_k}{K_C} , \frac{L_k}{K_L} \uparrow \uparrow$$



Şekil 2.7 - C_k söndürme kondansatörünün ve ona seri L_k komütasyon bobininin β 'ya bağlı olarak değişimleri.

Bu değişimler aşağıdaki ifadelerle uygun olarak gerçekleşir.

$$\frac{C_k}{K_C} = \frac{\beta}{\text{Arc cos } \frac{1}{\beta}} , \quad K_C = \frac{\Delta t_{\min} \cdot I_{2\max}}{U_{C1}} \quad \dots (2.15)$$

$$\frac{L_k}{K_L} = \frac{1}{\beta \cdot \text{Arc cos } \frac{1}{\beta}} , \quad K_L = \frac{\Delta t_{\min} \cdot U_{C1}}{I_{2\max}} \quad \dots (2.16)$$

En elverişli değeri için C_k ve L_k değerleri hesaplanabilir. Tristörün söndürülebilmesi için mutlaka

$$I_{C\max} > I_{2\max} \quad \dots (2.17)$$

olmak zorundadır. Dolayısıyla $\beta < 1$ ve $\beta = 1$ olamaz. En ideal değeri, kondansatör eğrisinin minimumdan geçtiği noktadır.

Bu değer, C_k ifadesinin β 'ya göre türevi alınıp sifira eşitlendikten sonra

$$\beta = 1,53352 \quad \beta \cong 1,5$$

olarak bulunur. β 'nın bu değeri için ;

$$\beta = 1,5 \quad \text{için} \quad C_k = 1,79 \cdot K_C \quad \dots (2.18)$$

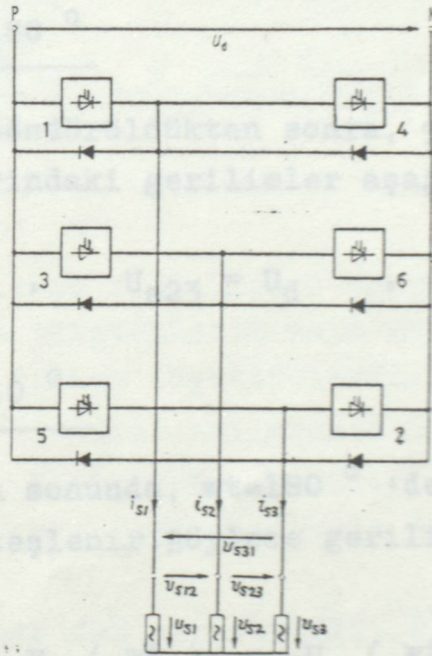
$$\beta = 1,5 \quad \text{için} \quad L_k = 0,79 \cdot K_L$$

değerleri elde edilir. Bu formüllerdeki K_C ve K_L , belli bir işletme durumu için sabittirler. İşletme durumu değiştiğinde bu sabitler de değişir.

2.5 - MÜNFERİT SÖNDÜRME MONTAJI I :

Böyle bir inverterde kollarda yer alan tristör şalterler birbirinden bağımsız olarak ilettime geçirilebilir veya iletimden çıkarılabilir. Bunu pratik olarak gerçekleştirmek için montajda D.C şalterler kullanılmıştır. Devre şemasından da görüleceği gibi, her kol bir tristör şalter ve ona ters paralel bağlanmış bir diyottan oluşmuştur. Bu inverterin omik - endüktif yükleri de besleyebilmesi için, ters akım diyotları gereklidir.

İnverterin kumandası, aynı altı darbeleri, şebeke denetimli köprü montajında gerçekleştirilmiş akım dönüştürücüde olduğu gibi, ana tristörlerin akım geçirme açısının $\frac{\omega T}{3} = 120^\circ$ olacak şekilde ve her defasında köprü kollarına ait tristörlerden birisinin akımı geçirecek şekilde verilir. Ama üç fazlı yük devresinin bir ucu sırayla gerilimsiz kaldığından, yük uçlarındaki bu gerilimin değişimi, yükün cinsine bağlı kalır. Şayet ana tristörlerin akım geçirme açısı $\frac{\omega T}{2} = 180^\circ$ 'ye uzatılırsa, bu sakınca giderilebilir.



Şekil 2.8 - Üç fazlı, zorlamalı komütasyonlu, köprü montajında gerçekleştirilmiş münferit söndürmeli bir inverterin prensip şeması .

yük devresi uçlarındaki fazlararası gerilimler, aşağıda gösterilen duruma uygun olarak meydana gelir.

$$\underline{0 \leq \omega t \leq 60^\circ}$$

$\omega t = 0^\circ$ 'de yani başlangıçta, T_1 , T_5 ve T_6 tristörleri iletimdedir ve çıkış uçlarında ;

$$U_{s12} = U_d \quad , \quad U_{s23} = -U_d \quad , \quad U_{s31} = 0$$

şeklinde fazlararası gerilimler görülür.

$$\underline{60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ}$$

$\omega t = 60^\circ$ 'de besleme kaynağının kısa devresinden, bir emniyet payı bırakarak kaçınmak için, önce T_5 kolu söndürülür ve daha sonra T_2 tristörü tetiklenir. Bu andaki çıkış gerilimleri ise ;

$$U_{s12} = U_d \quad , \quad U_{s23} = 0 \quad , \quad U_{s31} = -U_d$$

şeklindedir.

$$\underline{120^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ}$$

$\omega t = 120^\circ$ 'de T_6 söndürüldükten sonra, T_3 tristörünün ateşlenmesi ile, yük uçlarındaki gerilimler aşağıdaki şekilde olur.

$$U_{s12} = 0 \quad , \quad U_{s23} = U_d \quad , \quad U_{s31} = -U_d$$

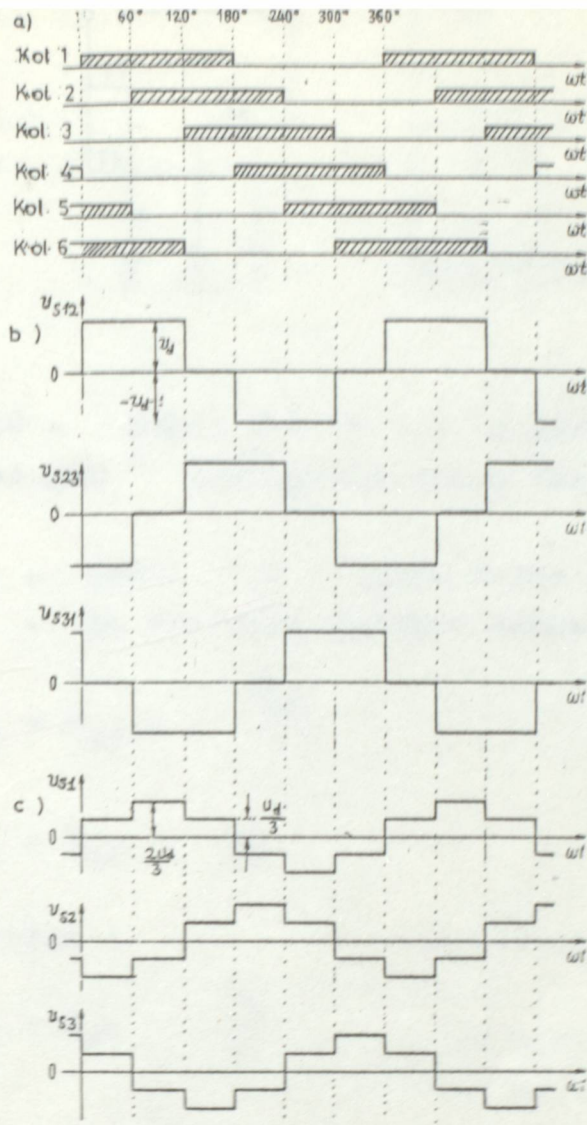
$$\underline{180^\circ \leq \omega t \leq 240^\circ}$$

İlk yarım periyodun sonunda, $\omega t = 180^\circ$ 'de, T_1 tristörü söndürülür ve T_4 tristörü ateşlenir. Böylece gerilimler yarı dalga simetrisi ile devam eder.

$$U_s(\omega t) = -U_s(\omega t \pm \pi)$$

$$U_{s12} = -U_d \quad , \quad U_{s23} = U_d \quad , \quad U_{s31} = 0$$

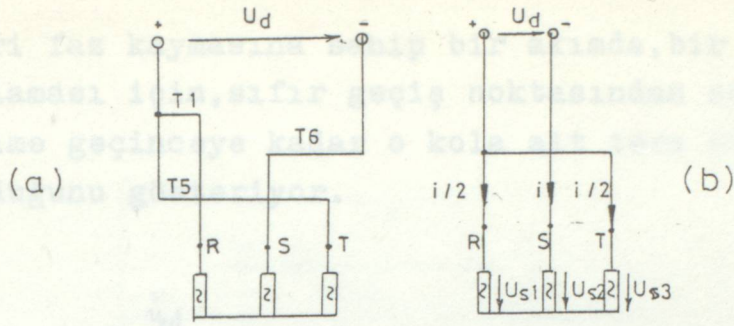
Diğer değişimler de yukarıdaki bağıntıdan yararlanılarak bulunabilir, Bu değişimler şekil 2.9 'de gösterilmiştir.



Şekil 2.9 - Üç fazlı, köprü montajında gerçekleştirilmiş bir inverterin, ana tristörlerin akım geçirme açısının 180° olması durumundaki sistem büyüklüklerinin değişimi .

- a - Tristör kollarının iletimde kalma şeması .
- b - Fazlararası gerilimlerin değişimleri .
- c - Faz gerilimlerinin değişimleri .

Yük uçlarındaki faz gerilimleri, $0^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$ zaman aralığı için , şekil 2.10 'de gösterilen devre kısmı ile elde edilir. Bu hesapları yapmadan önce yükün dengeli ve simetrik olduğu varsayılır.



Şekil 2.10 - Şekil 2.8 ve 2.9 'a göre, üç fazlı bir inverterde, $0^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$ aralığında, çıkış faz gerilimlerinin teşkili .

- a - Şekil 2.8 'e göre devre şeması .
b - Bu devrenin eşdeğer şeması .

$$U_{s1} = U_{s3} = - \frac{U_{s2}}{2} \quad \dots (2.19)$$

$$U_{s1} - U_{s2} = U_d \quad \dots (2.20)$$

Bu ifadelerden ;

$$U_{s1} = U_{s3} = \frac{U_d}{3} \quad \dots (2.21)$$

ve
$$U_{s2} = - \frac{2}{3} U_d \quad \dots (2.22)$$

elde edilir.

Diğer zaman aralıkları için, ilgili eşitliklerden şekil 2.9.c ' de gösterilmiş olan değişimler elde edilir. Bu eğriler ;

$$U_{s12} = U_{s1} - U_{s2}$$

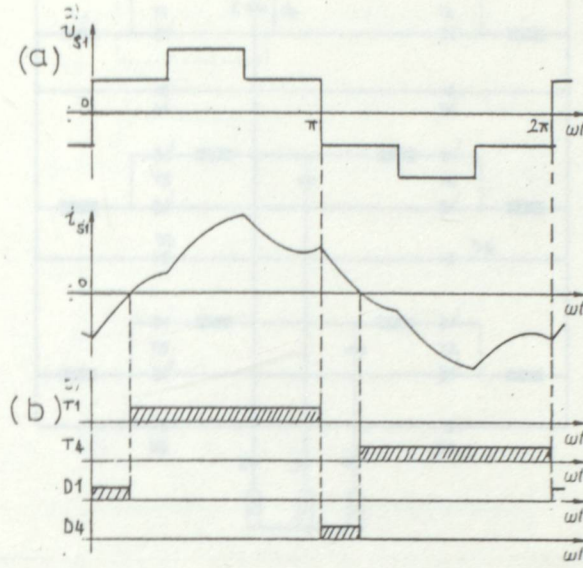
$$U_{s23} = U_{s2} - U_{s3}$$

$$U_{s31} = U_{s3} - U_{s1}$$

eşitliklere de uygun olur.

Faz akımları, elde edilmiş olunan gerilimlerle birlikte kesintili olarak hesaplanabilir. Şekil 2.11 omik - endüktif bir yük için akım değişimini ve aynı şekilde şekil 2.8 'e göre gerçekleştirilmiş olan devrenin bir koluna ait yarı iletken anahtarların iletimde kalma şemasını şematik olarak gösteriyor.

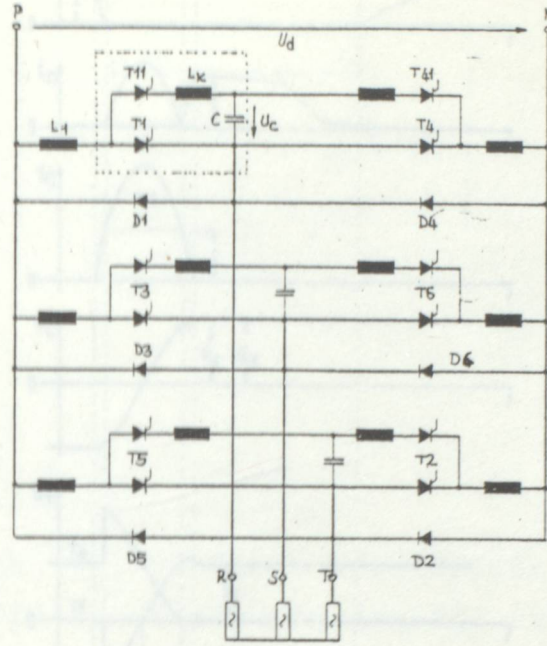
Bu şema, geri faz kaymasına sahip bir akımda, bir kolun akım geçirmeye başlaması için, sıfır geçiş noktasından sonra ana tristörün ilettime geçinceye kadar o kola ait ters akım diyodunun iletken olduğunu gösteriyor.



Şekil 2.11 - Şekil 2.8 'e göre gerçekleştirilmiş inverterin bir kolundaki faz büyüklükleri .

- a - Faz gerilimi ve faz akımının değişimi olayı
 b - Bir koldaki tristör ve diyotların iletimde kalma şemaları .

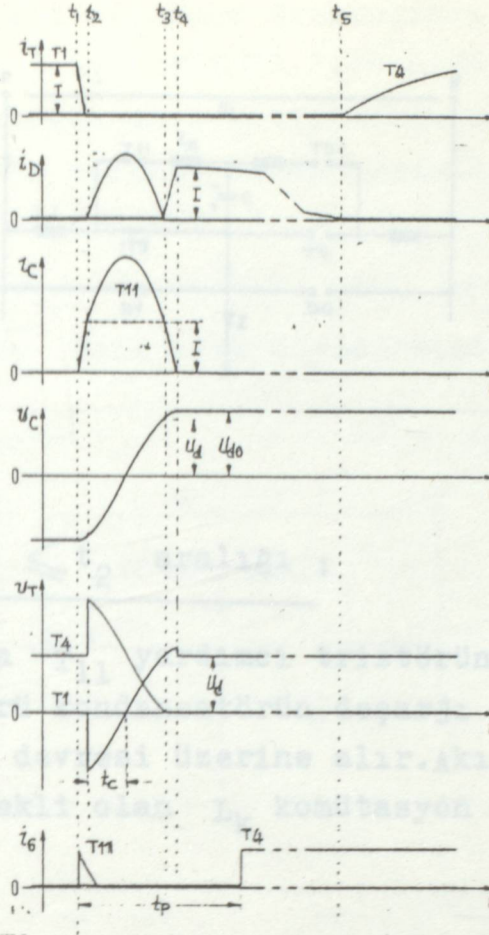
Çok fazlı inverterlerin kendi en önemli kullanım sahaları olan devir sayısı ayarlanmış A.C makinalarını beslemesinde, gerilim, akım ve frekanstan oluşan çıkış büyüklüklerinin geniş sahalarda işletilmesi gerektiğinden ve bunun için her kullanım sahasına göre farklı inceleme noktaları gerekli olduğundan, çok sayıda özel çözümler geliştirilmiştir. Bu çözümler, söndürme yöntemleri, gerekli tristör özellikleri, çok sayıdaki tristörlere yapılan harcamalar ve kumanda sistemleri bakımından birbirlerinden farklı olur. Yukarıda tanımlanan duruma üç fazlı, kumanda edilebilen bir inverter örneği olarak, şekil 2.12, T_1 'den T_6 'ya kadar ana tristörleri içeren münferit söndürmeli bir köprü montajı gösteriyor. Her kol, örneğin 1 kolu; T_{11} yardımcı tristörünü, L_k komütasyon bobinini ve ayrıca her iki kolda yer alan ana tristörler için müşterek kullanılan C_k söndürme kondansatörünü içeren bir söndürme düzenini ihtiva eder.



Şekil 2.12 - Üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilmiş münferit söndürmeli bir inverterin devre şeması .

Aşağıda ayrıntılı hesaba girmeksizin anlatılan komütasyon olayı şekil 2.13 'de gösterilmiştir. Ana tristörlerin akım geçirme açısının 180° olduğu kumandada, bir kol çiftini oluşturan ve yük devresinin bir fazına birlikte bağlı olan iki ana tristörün birbirlerini söndürdüğü, şekil 2.8 'den anlaşılır. Burada akımın 1 nolu koldan, 4 nolu kola geçişi, yani T_1 'in söndürülmesi ve onu takip eden T_4 tristörünün $\omega t = 180^\circ$ 'de ateşlenmesi dikkate alınır. Zamanın T_1 'in söndürülmesinden az önce başladığı kabul edilmiştir. Şimdi de $t = t_1$ anında başlayıp, $t = t_4$ anında D_4 diyodunun iletme geçmesiyle sona eren ve gerilim ve akım dalga şekilleri şekil 2.13 'de verilmiş olan komütasyon olayını adım adım ilgili eşdeğer devreleriyle birlikte inceleyelim. Bu arada yük akımının komütasyon olayı sonuna kadar değişmeyip, sabit kaldığı kabul edilir.

$$i_R = I = \text{sabit} \quad \dots \quad t_1 \leq t \leq t_4 \quad \text{için.}$$



Şekil 2.13 - Şekil 2.12 'ye göre gerçekleştirilmiş üç fazlı bir inverterin komütasyon olayı sırasındaki gerilim ve akımlarının değişimleri .

$$0 \leq t \leq t_1 \text{ aralığı :}$$

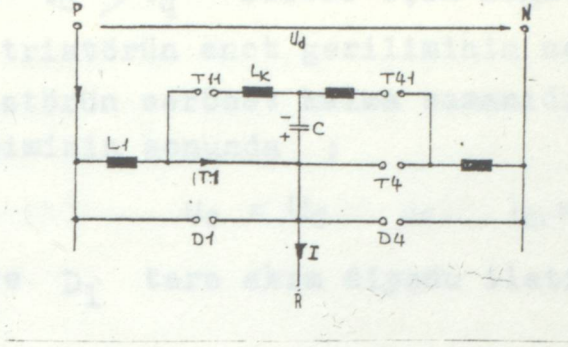
I çıkış akımını T_1 tristörü geçirmektedir. yük devresinin R fazında, tristör ve hattaki gerilim düşümleri ihmal edilirse, besleme kaynağının pozitif ucu bulunur. Kondansatör şekilde gösterilen polaritesiyle şarjlıdır. Burada meydana gelen stasyoner durumda, kondansatörün başlangıç anındaki şarj gerilimi ;

$$u_C(0) = -U_{c0}$$

kaynak geriliminden biraz büyüktür. Bu gerilim artışı, aşağıdaki eşitliğe göre devrenin sönümüne bağlıdır.

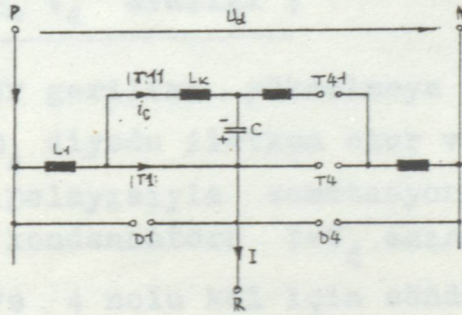
$$\frac{\hat{U}_c}{U_d} = 1 + \frac{1}{R_c} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2,23)$$

Söndürülmüş olan T_1 tristörünün uçlarındaki gerilim, komütasyon devresine ait rezonans frekansının uygun bir şekilde harmonikleriyle $t_1 > t_2$ süresi için pozitif kalma durumundadır.



$t_1 \leq t \leq t_2$ aralığı :

$t=t_1$ anında T_{11} yardımcı tristörünün tetiklenmesinden sonra, T_1 tristörü kondansatörün deşarjı ile söndürülür ve yük akımını söndürme devresi üzerine alır. Akım yükselme hızı, devrede kullanımı gerekli olan L_k komütasyon selfi ile sınırlanır.



$t_2 \leq t \leq t_3$ aralığı :

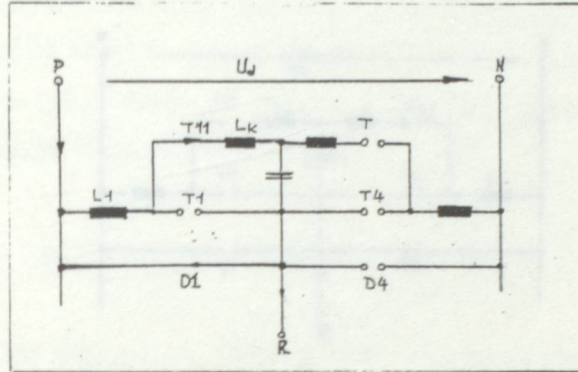
T_1 söndükten sonra ,akımın geçtiği endüktanslardaki depo edilen enerji ile kondansatör yeniden şarj yönünü değiştirir. Kondansatör gerilimi bu anda D_1 ters akım diyodunu geçirme yönünde kutupladığından , yük akımı bu eleman üzerinden akar. Yü k akımının bir başka kısmı da söndürme devresi üzerinden akar.

Söndürülmüş olan T_1 tristörünün uçlarındaki gerilim, komütasyon devresine ait rezonans frekansının uygun bir şekilde hesaplanmasıyla $t_c > t_q$ süresi için negatif kalmak zorundadır.

Burada t_c ; tristörün anot geriliminin negatif kalma süresi, t_q ise tristörün serbest kalma zamanıdır. $t=t_3$ anında şarj yönünün değişiminin sonunda ;

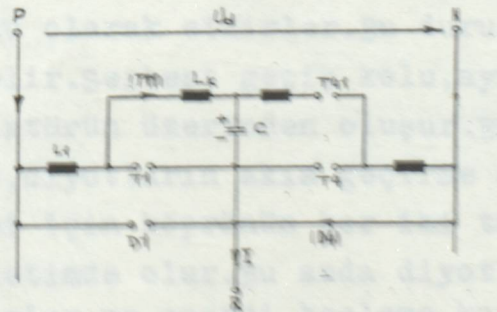
$$U_c = U_d \quad \text{ve} \quad i_{D1} = 0$$

olur ve D_1 ters akım diyodu iletimden çıkar .



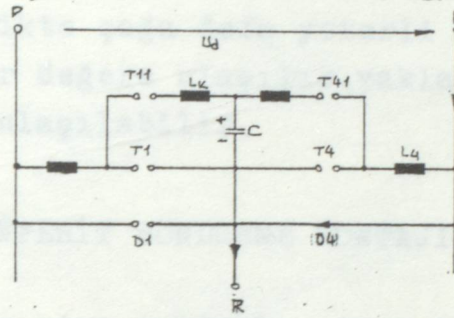
$t_3 \leq t \leq t_4$ aralığı :

Kondansatör gerilimi yükselmeye devam ettiğinden, komşu kola ait olan D_4 diyodu iletken olur ve yük akımını aynı oranda üzerine alır. Dolayısıyla komütasyon devresine ait $i_c = i_{T11}$ akımı azalır. C kondansatörü $t=t_4$ anında tekrar U_{c0} gerilimine şarj olur ve 4 nolu kol için söndürmeye hazır hale gelir.



$t_4 \leq t \leq t_5$ aralığı :

yük devresinin endüktansı sebebiyle akmaya devam eden yük akımının tamamını t_4 anından itibaren D_4 diyodu geçirir. Ancak yük uçlarındaki gerilimin o an negatif olmasından dolayı, kaynağın negatif ucundan, R fazına doğru akmakta olan yük akımı azalır.



$t=t_5$ anına kadar akan akım , tamamen yük devresine bağlıdır. Bu akımı tam t_5 anında sıfır noktasından geçer geçmez T_4 tristörü üzerine aldığı için, tetikleme darbesi bu tristöre yeterince uzun süreli olarak verilir. T_1 ve T_4 üzerinden kaynağın kısa devre olmasına karşı bir emniyet için gerekli t_p zaman aralığı, daha ziyade kondansatörün şarj yönünün değişme süresi ile belirlenir. Bu süre yük akımına bağlıdır ve pratikte 500 sn civarındadır.

Diyotların fonksiyonu bu devrede yükün cinsine bağlıdır. Diyotların akım geçirme açısı 60° 'den küçük olduğu müddetçe serbest geçiş diyodu olarak etkirler. Bu durum genellikle omik yüklerde meydana gelir. Serbest geçiş kolu, aynı köprü kolunda yer alan iletimdeki tristörün üzerinden oluşur. Endüktif kısmı çok büyük olan yüklerde, diyotların akım geçirme açısı 60° 'yi aşarsa , kısa bir müddet için köprünün her iki tarafında bulunan diyotlar aynı anda iletimde olur. Bu anda diyotlar ters akım diyodu olarak etki gösterirler ve enerji, besleme kaynağına geri verilir.

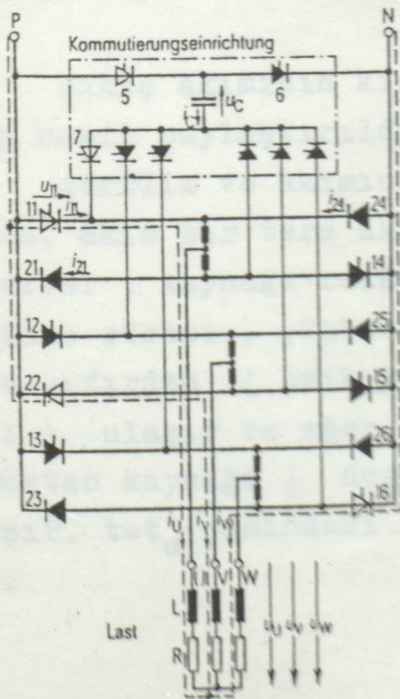
t_3 'den t_4 'e kadar olan zaman diliminde kondansatörün şarj yönünü değiştirmesi olayındaki dolan kısmı, ilave şarj olarak da adlandırılır. Böylece L_k ve L_1 bobinlerinde depo edilmiş olan enerji, kondansatöre aktarılır. Şarj bobini olarak.

da düşünölen L_1 selfi, daha önce yük akımını geçirdiğinden, bu bobinde depo edilen enerji yük akımına bağlıdır. vedevrenin söndürme kabiliyetini geniş bir yüklenme sahası içinde emniyet altına alır.

Bu tip bir devrenin frekans sahası, transformatör gerektirmediği için, belli bir alt sınır ile sınırlanmamıştır. Fakat sarsıntısız çalışma şartı ile motorların beslenmesinde, çok küçük devir sayılarında, 10 Hz ' lik bir minimum sınır değeri gereklidir. Frekansın üst sınırını ise tristörlerin serbest kalma zamanları ve yarı iletken kayıpları belirler. Ama genelde, maximum sınır şartı olarak, pratikte çoğu defa yeterli olan 1: 20 ayar sahasından daha fazla bir değere ulaşılır. Yaklaşık 1 kHz 'e kadar olan frekanslara ulaşılabilir.

2.6 - MÜNFERİT SÖNDÜRME MONTAJI II :

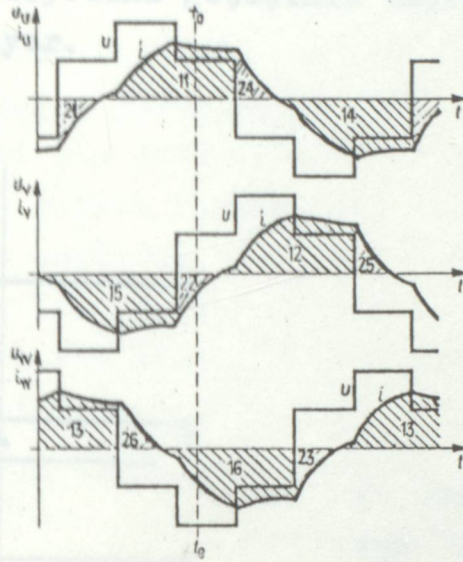
Önceleri üç adet tekfazlı inverterin kullanılması ile gerçekleştirilen üç fazlı alternatif gerilim, günümüzde üç fazlı köprü montajında ki inverterler ile üretilmektedir. Şekil 2.14 'de örnek olarak, böyle bir inverterin devre şeması görölmektedir. Bu devrede 6 adet ana tristörün yanında, 6 adet de ters akım diyodu kullanılmıştır. Bu diyotlar, geri işletme durumunda, enerjinin kaynağa geri verilmesi için gereklidir.



Şekil 2.14 -

Köprü montajında gerçekleştirilmiş üç fazlı bir inverterin devre şeması .

Buradaki komütasyon devresi , söndürme kondansatörünün yanında 8 adet söndürme tristörünü ve 6 adet rezonans bobinini içerir. Alternatif akım inverterinin üç adet çıkış ucunun hepsi de, bütün akım yönleri için, iki giriş ucunun herbiri ile bir yarı iletken anahtar üzerinden irtibatlandırılmıştır.

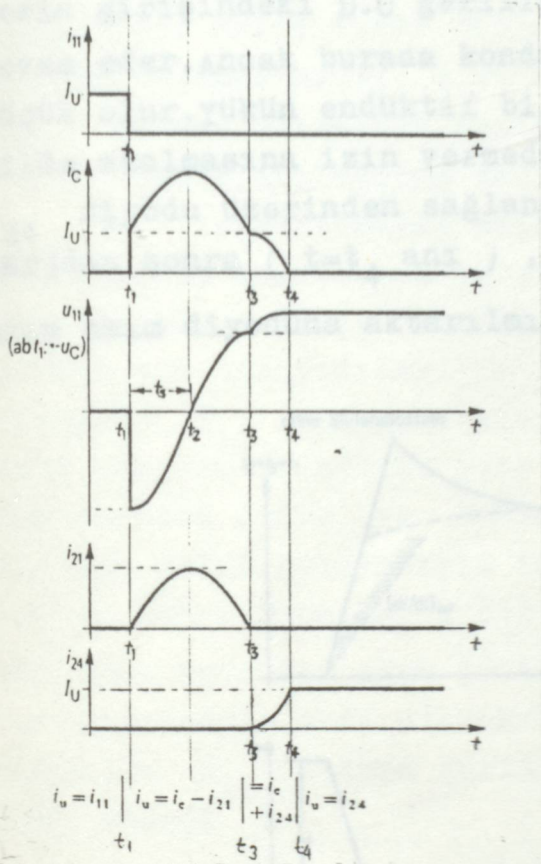


Şekil 2.15 - Şekil 2.14 'e göre gerçekleştirilmiş inverterin, omik endüktif bir yükte, çıkışındaki faz gerilimlerinin ve akımlarının değişimleri ana tristörlerin ve ters akım diyotlarının akım geçirme süreleri tarama ile işaretlenmiştir. Akımın T_{11} ana tristöründen D_{24} ters akım diyoduna geçişi, Şekil 2.16 'da komütasyon anı uzatılarak gösterilmiştir.

Çıkış akımınının kısım kısım olarak bu yarı iletken anahtarlara nasıl paylaştırıldığını , yukarıdaki şekil gösteriyor :

Gerilim ve akımın farklı işaretlere sahip olduğu aralıklarda, akım bir ters akım diyodu üzerinden akar. Bu aralıklarda inverter , kaynağa reaktif güç verir. Ters akım diyodunun akım geçirme süresi , yükün endüktif kısmının değerine bağlıdır. Bu süre sıfırdan (omik yük hali) , 90° 'ye (endüktif yük hali) ulaşır ve eğer enerji A.C taraftan D.C tarafa (yükten kaynağa) doğru veriliyorsa, bu değer 180° 'ye kadar ulaşır. $t=t_0$ anındaki akım yolları Şekil 2.14 ' de kaydedilmiştir.

İnverterin çıkış akımının sıfırdan geçmesi ile birlikte, ters akım diyodundaki akım söner ve ona ters paralel bağlı olan tristörde tekrar meydana gelir. Tristörün komütasyon devresi tarafından daha önce söndürülmesi, çıkış akımının tristörden , onu takip eden ters akım diyoduna geçtiğini gösterir. Şekil 2.16 ise , U fazına ait i_U çıkış akımının, T_{11} ana tristöründen D_{24} ters akım diyoduna geçişinin nasıl gerçekleştiğini ayrıntılarıyla gösteriyor.



Şekil 2.16 -

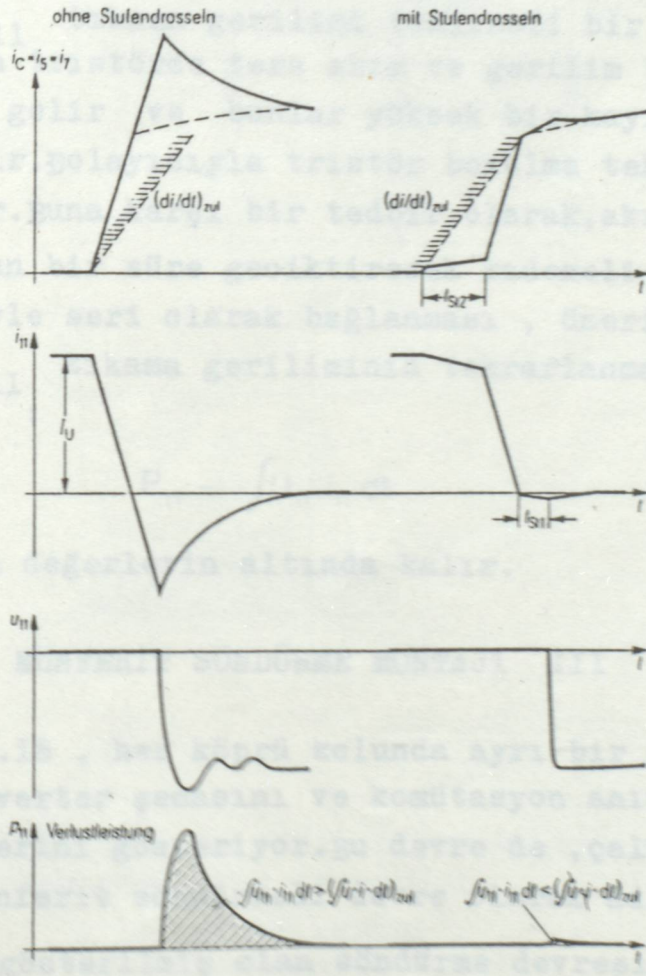
U fazına ait i_U akımının T_{11} ana tristöründen, D_{24} ters akım diyoduna geçişindeki ayrıntılar. t_1 'den t_4 'e kadar olan sürede $i_U = I_U = \text{sabit}$.

$t=t_1$ anında T_5 ve T_7 yardımcı tristörlerinin aynı anda ateşlenmeleri ile C kondansatörü T_{11} ana tristörünü söndürür. Burada incelenen kısa zaman diliminde, sabit olarak varsayılan yük akımı $i_U = I_U$; T_{11} tristöründen ; T_5 , kondansatör ve T_7 'den oluşan akım yoluna aktarılır. t_1 'den t_3 'e kadar olan zaman aralığında kondansatörün yükü ; T_7 , komütasyon bobini , D_{21} ve T_5 yolu üzerinden dolaşarak deşarj olur.

Bununla beraber kondansatör gerilimi , t_1 'den t_2 'ye kadar olan t_s serbest kalma zamanı içinde, negatif tıkama gerilimi olarak (U_{RRM}) sönmüş olan T_{11} tristörü uçlarında mevcuttur. Takriben sabit olarak akan yük akımı , bu anda ;

$$i_U = i_C - i_{21} \quad \dots (2.24)$$

farkına eşittir. Bu rezonans olayından sonra ($t=t_3$) , D_{21} diyodu tekrar kesime girer. Kondansatör t_4 anına kadar, inverterin girişindeki D.C gerilimden dolayı yük üzerinden şarjı devam eder. Ancak burada kondansatör akımı , yük akımından daha küçük olur. yükün endüktif bileşeni , yük akımının hızlı bir şekilde azalmasına izin vermediğinden , yük akımının azalan kısmı D_{24} diyodu üzerinden sağlanır. Yük üzerinden yapılan bu ilave şarjdan sonra ($t=t_4$ anı) , yük akımı tam olarak D_{24} ters akım akım diyoduna aktarılmış olur.



Şekil 2.17 - T_5 ve T_7 yardımcı tristörlerinin ve T_{11} ana tristörünün dinamik zorlanmaları. (Şekil 2.16 'daki t_1 anı) solda bobinsiz , sağda ise komütasyon devresindeki kademe bobin-

Eğer devre şekil 2.14 'e göre gerçekleştirilirse , şekil 2.17 'nin sol kısmı , bu devreye ait tristörlerin dinamik olarak zorlanmaları hakkında bir bilgi verir. T_5 ve T_7 yardımcı tristörlerinin tetiklenmesiyle birlikte devre akımı , sadece komütasyon devresinin endüktansı tarafından belirlenen bir eğimle yükselmeye başlar. Bunun yanında T_{11} tristörünü kesime götürmek için tetiklenen bu T_5 ve T_7 tristörlerinin mücade edilebilir akım yükselmesi çoğunlukla aşılacaktır. Ama yardımcı tristörlerdeki akım yükselmesini t_{st2} kademe süresi civarında azaltacak yeterince hesaplanmış bir büyüklükteki bobin , söndürme kondansatörüne seri halde ilave edilirse , bu zorlamalar mücade edilen sınırlar içinde kalır. 2.17 'nin sağ tarafındaki şekle göre , t_{st2} kademe süresinin hesabı , emniyet altına alınan ve kolayca hesaplanılabilen bir yaklaşımı gösteriyor.

T_{11} tristöründeki akım yükselmesi (şekil 2.17 'de solda) aynı şekilde komütasyon devresinin doğal selfi ile izah edilir. Bu hızlı akım artışı tristörde büyük bir ters akım meydana getirir. yük taşıyıcılarının yükselmeye başlaması ile birlikte tristörde U_{11} tıkama gerilimi tehlikeli bir değere ulaşır. Bunun yanında tristörde ters akım ve gerilim bir müddet aynı anda meydana gelir ve bunlar yüksek bir kayıp güç oluştuğu anlamına gelir. Dolayısıyla tristör bozulma tehlikesi ile karşı karşıya kalır. Buna karşı bir tedbir olarak, akım yükselmesini yeterince uzun bir süre geciktirecek kademeli bir bobini T_{11} ana tristörüyle seri olarak bağlanması , önerilir. Bu takdirde tristörde U_{11} tıkama geriliminin tekrarlanmasıyla oluşacak kayıp enerji :

$$P_{11} = \int U_{11} i_{11} dt \quad \dots (2.25)$$

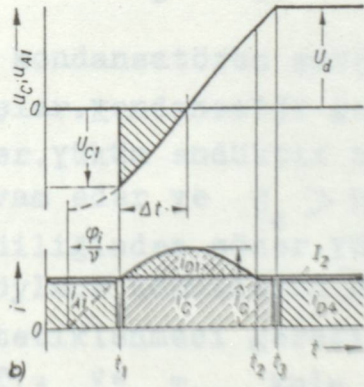
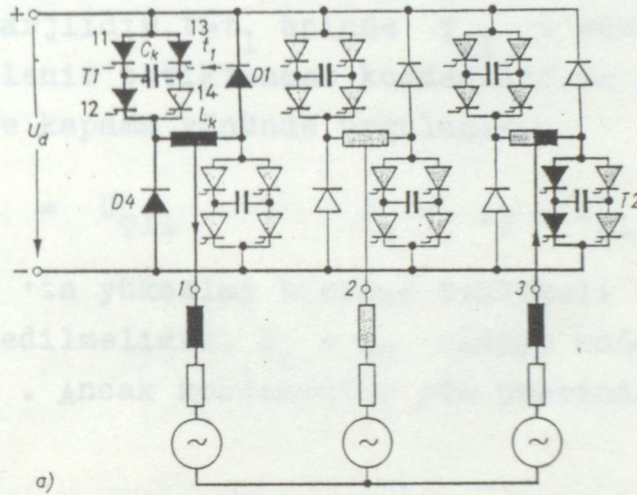
mücade edilen değerlerin altında kalır.

2.7 - MÜNFERİT SÖNDÜRME MONTAJI III :

Şekil 2.18 , her köprü kolunda ayrı bir söndürme düzenini içeren bir inverter şemasını ve komütasyon anındaki gerilim ve akım değişimlerini gösteriyor. Bu devre de , çalışma prensibi sebebiyle münferit söndürmeli devre olarak adlandırılır.

Burada gösterilmiş olan söndürme devresinde, ana tristörlerin karşılıklı olarak söndürülmesi sözkonusudur. Bu devrede

yük akımını , sağ ve sol kolda birbirine seri halde bağlı bulunan tristörler (örnek olarak T_{11} ve T_{12} ve daha sonra da T_{13} ile T_{14} tristörleri) geçirir. Akımın kesilmesi ise , daha önce akımı geçirmeyen tristörlerden sadece birinin ateşlenmesi ile gerçekleşir. Böylelikle kondansatör, paralelindeki akımı geçiren tristör üzerinden boşalır ve bu tristörün akımını keser. Şekil 2.18 'de akımı, T_{13} 'ün tetiklenmesi ile kesilen T_{11} tristörünün söndürme devresi kesik çizgilerle gösterilmiştir. Bu devrede tristör kollarının kendilerine ters paralel bağlı olan ters akım diyotlarına bağlantısı , bir orta uçlu komütasyon bobini ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.18 - Üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilmiş münferit söndürmeli bir inverterin :

- a - Devre şeması ,
- b - Komütasyon anındaki gerilim ve akımlar ,

söndürme anında , söndürme kondansatörünün gerilimi geçici olarak D.C kaynak gerilimi ile seri hale geldiğinden , ters akım diyotları kısa süreli olarak , kaynak geriliminin iki katı ile tıkama yönünde zorlanırlar.Örnek olarak ; T_{13} tristörünün ateşlenmesiyle T_{11} 'in söndürülmesi olayında, ilk anda D_4 ters akım diyodunun uçlarında ;

$$U_d + U_c \approx 2.U_d \quad \dots (2.26)$$

gerilimi vardır.Ters akım diyotları böylece, D.C kaynak geriliminin iki katına dayanıklı olacak şekilde seçilir.Bu devrede komütasyon olayı kısaca şöyle gerçekleşir.

Belli bir çalışma anında $T_{11} + T_{12}$ tristörlerinin iletimde olduklarını varsayalım.Bu anda kondansatör,şekilde gösterildiği gibi şarjlıdır. $t=t_1$ anında T_{11} 'i söndürecek olan T_{13} tristörü tetiklenir tetiklenmez kondansatörün uçlarındaki gerilim bu tristöre kapama yönünde uygulanır.

$$U_c = U_{T11} \quad , \quad i_c = I_2 + i_{T11} \quad \dots (2.27)$$

Bu anda i_{T11} 'in yükselme hızının tehlikeli değerlere ulaşmasına dikkat edilmelidir. $i_c = I_2$ olduğu anda T_{11} tristörü devreden çıkar . Ancak kondansatör yük üzerinden deşarj olmaya devam eder.

$$i_c = I_2 + i_{D1} \quad \dots (2.28)$$

Bir süre sonra kondansatörün şarj yönü değişir ve ters yönde şarj olmaya başlar.Kondansatör gerilimi $U_c = U_d$ olduğu anda D_1 diyodu söner.Yükün endüktif bileşeninden dolayı,kondansatör şarj olmaya devam eder ve $U_c > U_d$ olduğu anda 12 ve 13 nolu tristörler kendiliğinden söner.Yük akımını ise D_4 diyodu üzerine alır.Böylece komütasyon olayı sona erer.Bu tristör şalterin yeniden tetiklenmesi gerekirse , kondansatörün şarj yönünden dolayı , T_{13} ve T_{14} kolu devreye alınmalıdır.Bu tristörlerin komütasyonu için T_{11} 'in tetiklenmesi gerekir.

Böyle bir montajda köprü kollarının iletime geçiş ve iletimden çıkış noktaları serbestçe tayin edilebilir.Böylelikle frekansın değiştirilme imkanının dışında , inverterin çıkış geriliminin Kumanda imkanı da doğar.Böyle bir montaja enine bobinli montaj da adı verilir.

3 - FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER :

3.1 - GİRİŞ :

Elektrik enerjisinin akım dönüştürücüler ile dönüştürülmesinde, akım cinsi - D.C veya A.C - sabit kalıyorsa bu frekans dönüştürme olarak, burada kullanılan akım dönüştürücü de frekans dönüştürücü olarak adlandırılır.

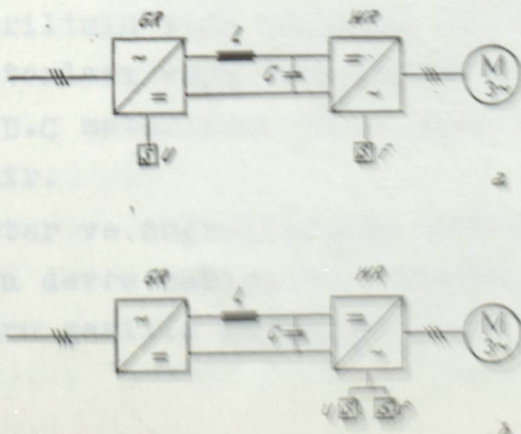
Frekans dönüştürücülerde dönüştürülebilinen büyüklükler şunlardır. : Gerilim, frekans, faz sayısı ve faz sırası. Genelde frekans dönüştürücüler, bir adet şebeke denetimli, bir adet de kendinden denetimli akım dönüştürücülerin kombinasyonundan oluşurlar. Böylece bunlar bir ara devreyi içerirler ve bundan dolayı ara devreli - frekans dönüştürücüler diye bilinirler.

Ara devresiz frekans dönüştürücüler, doğrudan frekans çeviriciler olarak adlandırılırlar. Bu guruba birkaç önemli devre sayılabilir. :

- Alternatif akım klyıcıları .
- Trapez frekans çeviriciler .
- Kumanda frekans çeviriciler .

3.2 - ARA DEVRELİ FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER :

Uç fazlı inverterlerin girişinde kabul edilen D.C besleme gerilimi (U_d), sabit olabilir veya inverterin çıkış büyüklüğü, nün ayarı için değişken olması istenebilir. Bundan dolayı U_d geriliminin üretimi için değişik imkanlar seçilebilir. Bunun yanında bahsedilen doğrultucu, prensipte bir batarya ile temsil edilir.



Şekil 3.1 -

Şekil 3.1 - İnverterin giriş geriliminin üretimi için U_d ara devre geriliminin prensip imkanları. Burada U_d ; inverterin girişindeki doğru gerilimdir.

- a - Kumanda edilebilir ara devre gerilimi .
- b - Sabit ara devre gerilimi. Frekansın ve gerilim genliğinin inverterde kumandası .

Kısa devre rotorlu asenkron motorun beslenmesinde kullanılan bu sistem şekil 3.1 'de görüldüğü gibi dört kısımdan meydana gelmiştir. Bunlar ;

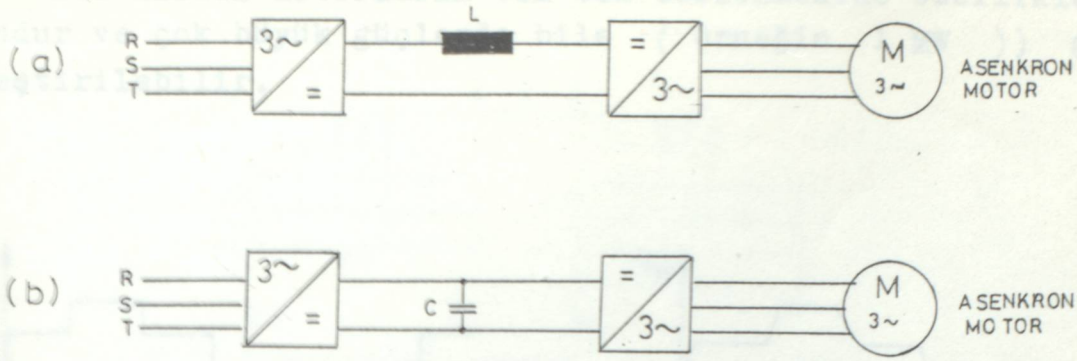
Doğrultucu , Ara devre , İnverter , kontrol ve ayar ünitesi . Şekil 3.1 'de ara devre olarak gösterilen bağlantı elemanı bir self, bir kondansatör veya bunların bir kombinasyonu olabilir. Dolayısıyla kullanılan bu ara devre elemanına göre inverter isim alır. Burada gerilimin ayarı için sadece iki imkan gösterilmiştir. Bunların yanında , A.C gerilim genliğinin kumanda varyantları olarak ; girişe veya çıkışa bir ayar transformatörü veyahut da çıkış fazlarına birer A.C ayarlayıcı düşünülebilir.

Gerilimin ayarını şekil 3.1.a 'daki gibi doğrultucuda yapmak yerine , genelde bir D.C kıyıcı vasıtasıyla ara devre geriliminin ayarlandığı ve böylece uygun şebeke davranışlarının elde edildiği (bunlar $\cos 1$ ve harmoniklerin az olması) , asıl doğrultucunun kumandasız olduğu bir düzen tercih edilir.

İnverter genellikle bir doğrultucu (kumandalı veya kumandasız) üzerinden bir ara devre ile şekil 3.1 'de gösterildiği gibi beslendiğinden , tanımlanan sistem "Frekans dönüştürücü " olarak adlandırılır. Burada bir şebeke kesintisi anında bir batarya üzerinden besleme veya muhtemel D.C kıyıcı gibi bağlantılar spesifik durumlar olarak düşünülebilir.

Üç fazlı asenkron motorları günümüzde, ara devreli frekans dönüştürücülerinde gerilimi ve frekansı kademesiz ayarlanabilen üç fazlı gerilimin elde edilmesi ile ayarlanmaktadır. Bu sayede asenkron motorları veya daha da genelleştirirsek döner alanlı motorlar , D.C motorların özelliğini kazanır ve kayıpsız olarak ayarlanabilir.

İnverter ve doğrultucunun birbirinden bağımsız çalışmasını sağlayan ara devre bakımından frekans dönüştürücüler ; doğru akım ve doğru gerilim kaynaklı olmak üzere iki tipe ayrılırlar.



Şekil 3.2 - Ara devreli frekans dönüştürücü tipleri ;

a - Doğru akım kaynaklı veya I tipi frk. dön.

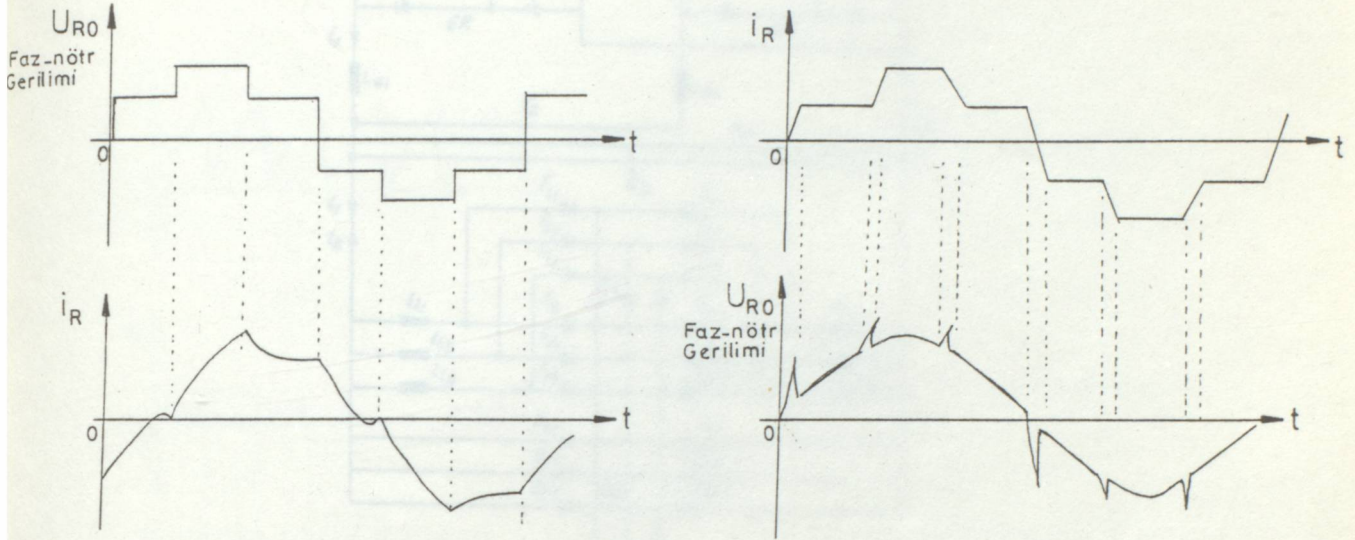
b - Doğru gerilim kaynaklı veya U tipi frk. dön.

Her iki bağlantıda da alternatif şebeke gerilimi bir doğrultucu ile doğrultulur. Akım kaynaklı frekans dönüştürücüde ara devredeki doğru akım önce seri bağlı bir bobinle sabit tutulmaya zorlanır , sonra da inverter tarafından istenilen frekansa göre periyodik olarak motor uçlarına bağlanır. Gerilim kaynaklı frekans dönüştürücüde ise ara devre doğru gerilimi önce doğrultucu çıkışına paralel bağlı bir kondansatör ile sabit tutulmaya zorlanır. Sabit veya değişken olabilen bu ara devre gerilimi , daha sonra inverter tarafından istenilen frekansa göre periyodik olarak makina uçlarına aktarılır.

Akım kaynaklı veya gerilim kaynaklı dönüştürücüler arasında girişteki şebeke doğrultucusu bakımından fark yoktur. Bu doğrultucu şebeke komütasyonlu olduğundan çıkıştaki motorun cinsine bağlı değildir. İnverterin yapısı ise ara devrenin akım veya gerilim kaynaklı olmasına , asenkron veya senkron bir makinayı beslemesine göre epey farklıdır. Çıkış gerilimi ve akımının aynı fazda bulunmamasından yani ters işaretli olması yüzünden , gerilim kaynaklı inverterde anahtar elemanı akımı iki yönde iletmek zorundadır. Bunu sağlamak için bu tür inverterlerde esas anahtar elemanına ters yönde bir diyot bağlanır. Buna karşılık akım kaynaklı inverterlerde istenilen çok fazlı akım doğrudan üretildiğinden , negatif akım yoktur. Bundan dolayı fazladan bir diyot bağlanması gerekmez.

Çıkışta değişken bir gerilim ve frekans verdiklerinden, doğru gerilimli frekans dönüştürücüler birçok makinanın eşsamanlı

beslenmesine elverişlidir. Akım kaynaklı frekans dönüştürücüleri ise döner alanlı motorların tek tek beslenmesine özellikle çok uygundur ve çok büyük güçlerde bile (örneğin 1 MW) gerçekleştirilebilir.



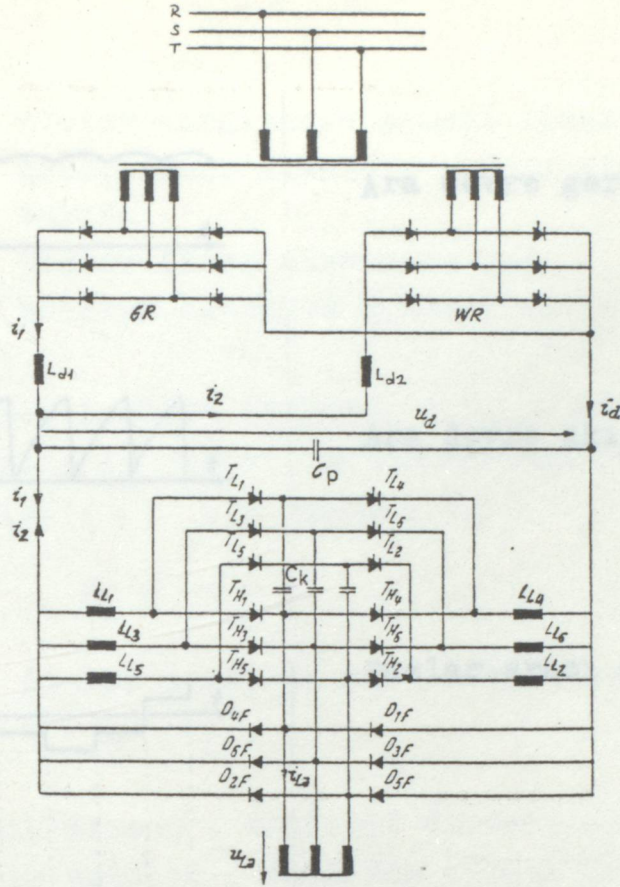
Şekil 3.3 - Çıkış gerilim ve akım tipleri ;

- a - Gerilim kaynaklı ara devreli frekans dönüştürücüde .
- b - Akım kaynaklı ara devreli frekans dönüştürücüde .

3.2.1 - KUMANDA EDİLEBİLİR ARA DEVRE GERİLİMLİ FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER :

Ara devre gerilimli frekans dönüştürücüler kullanılan inverter söndürme devrelerine göre isim alırlar. Örneğin ; faz söndürme montajı , faz sıralı söndürme montajı , münferit söndürme montajı ... gibi.

Faz sıralı söndürme montajı , tristörlerin 120° ateşleme sürelerine rağmen ayarlanabilir ara devre geriliminden dolayı , kumanda edilebilir bir çıkış gerilimi verir. Bu tip montajlara daha önce bölüm 2 'de değinilmişti. Ancak örnek olarak , faz söndürme montajına benzer bir montajın , bir asenkron motor ile yüklenmesindeki durumu inceleyelim.



Şekil 3.4 - Kumanda edilebilir ara devre gerilimine sahip faz komütasyonlu bir frekans dönüştürücünün toplam devresi. Devrede motor çalışma için doğrultucu , generatör çalışma için de evirici faaliyettedir.

Bu devrede ;

- GR : Doğrultucu
- WR : Evirici
- $T_{L1} \dots T_{L6}$: Yardımcı tristörler
- $T_{H1} \dots T_{H6}$: Ana tristörler
- $D_{1F} \dots D_{6F}$: Serbest geçiş diyotları
- $L_{L1} \dots L_{L6}$: Komütasyon devresi selfleri
- L_{d1} ve L_{d2} : Ara devre selfleri
- C_p : Ara devre kondansatörü
- C_k : Komütasyon kondansatörü

ifade eder.

$$n_2 = n_1 - n \quad \dots (3.3)$$

- ω_1 : Stator sargısının açısal frekansı .
 n_2 : Rotor döner alanının rotora göre relatif devir sayısı .
 n_1 : Stator döner alanının hızı .
 n : Rotorun asenkron hızdaki devir sayısı .

ω_1 ; stator besleme frekansı (f_1) ile , n_2 ise ; rotor akımının frekansı (f_2) ile , rotor direnci (R_r) ile ve de hava aralığı akısı (ϕ) ile orantılıdır.

$$\phi = \frac{U_1}{\omega_1} \quad \dots (3.4)$$

U_1 : Stator gerilimi veya şebeke gerilimi .

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot n_1 \quad \dots (3.5)$$

Burada omik direnç , endüktif dirence göre ihmal edildiğinden (3.4) nolu eşitlik , yalnızca yüksek frekanslar için geçerlidir. Değişken şebeke frekanslı asenkron motor tahriklerinde , şebeke frekans sahası üç kısma ayrılabilir.

3.2.1.1 - SABİT KAYMA FREKANSI (ω_2) VE SABİT MOMENT (M) SAHASI :

Bu sahada (3.1) nolu eşitlikten M momentini sabit tutmak için , ω_2 , R_r ve de ϕ 'nin sabit olması gerekir. Ayrıca ϕ 'nin sabit olmasından dolayı (3.4) eşitliğine göre , U_1 'in ω_1 ile orantılı olması gerekir. Bir başka deyişle , şebeke gerilim genliğinin , şebeke frekansı ile orantılı değişmesi gerekir. Küçük frekanslarda burada ihmal edilmiş olan omik direnç etkisini gösterir. Bundan dolayı burada basitleştirilmiş olan teoriden biraz daha karışık uygun bir besleme gerilimi gerekli olur. Burada kayma (s) sabit ve mümkün olabildiğince küçüktür. Yani asenkron motorun bilimsel işletilmesine imkan veren en iyi kayma değerine , nominal kaymaya eşit olmalıdır.

Momentinin akıya karesel olarak bağlılığından dolayı , kaymanın nominal değerinde tutulması gerektiği ve bundan dolayı da bu karesel değişen momentin azalışı ile birlikte şebeke gerilim genliği üzerine yapılan kumandanın sonucu verdiği , yani momentini sabit tuttuğu , (3.1) ve (3.4) nolu eşitliklerden

açıkça görülebilir. Bu son ifade (3.1) nolu eşitliğe göre küçük kaymalarda geçerlidir. Ama ayrıca ;

$$M_K = \frac{W_2}{2.(X_{Sl})_K} \cdot \phi^2 \quad \dots (3.6)$$

$$(X_{Sl})_K = X_{Sl} + X'_{Rl} \quad \dots (1.20.1)$$

M_K : Devrilme momenti
(X_{Sl})_K: Asenkron motorun eşdeğer devresindeki endüktansların toplamı .

eşitliğinden dolayı da devrilme momenti için geçerlidir. Rotor direncinin değişimi devrilme momentinin değişimini gerektirmez.

Kayma (s) değeri ;

$$s = \frac{W_2}{W_1} = \frac{f_2}{f_1} \quad \dots (3.7)$$

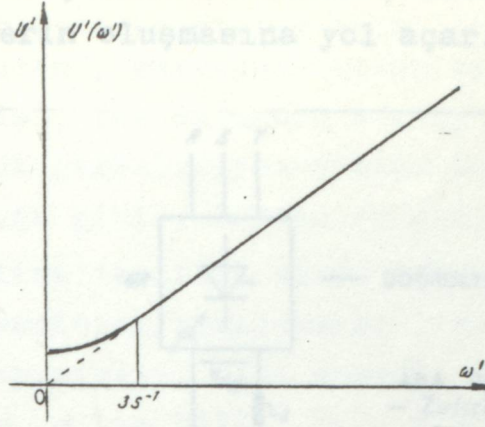
formülüne uygun olarak artan W_1 ile düşer.

3.2 .1.2 - ŞEBEKE FREKANSININ KAYMA FREKANSI İLE ORANTILI OLDUĞU SABİT GERİLİMLİ SAHA :

İnverter çok büyük boyutlandırılmak istenmez ise , bazı şartların kabul edilmesi gerekir ve daha önce açıklanan şebeke frekans sahası terk edilir. Bu demektir ki , şebeke geriliminin genliği sabit bırakılmalıdır. Şimdi bu sahada W_2 , W_1 ile orantılı olarak arttırılırsa, (3.1) ve (3.4) eşitliklerine uygun olarak doğrusal bir moment azalışı sağlanır ve (s) kayma değeri (3.7) eşitliğinden anlaşılacağı gibi , sabit kalır.

3.2.1.3 - SABİT GERİLİMLİ VE SABİT KAYMA FREKANSLI SAHA :

Yukarıdaki 3.2.1.2 nolu çalışma sahası , çalışma noktası asenkron motorun devrilme noktasına çok yakın olduğu için kullanılamaz ise W_2 'de U_1 geriliminin yanında sabit tutulur. Dolayısıyla (3.1) ve (3.4) eşitliklerine uygun karesel bir moment azalışı meydana gelir , (s) kayması , (3.7) eşitliğine uygun olarak azalır.



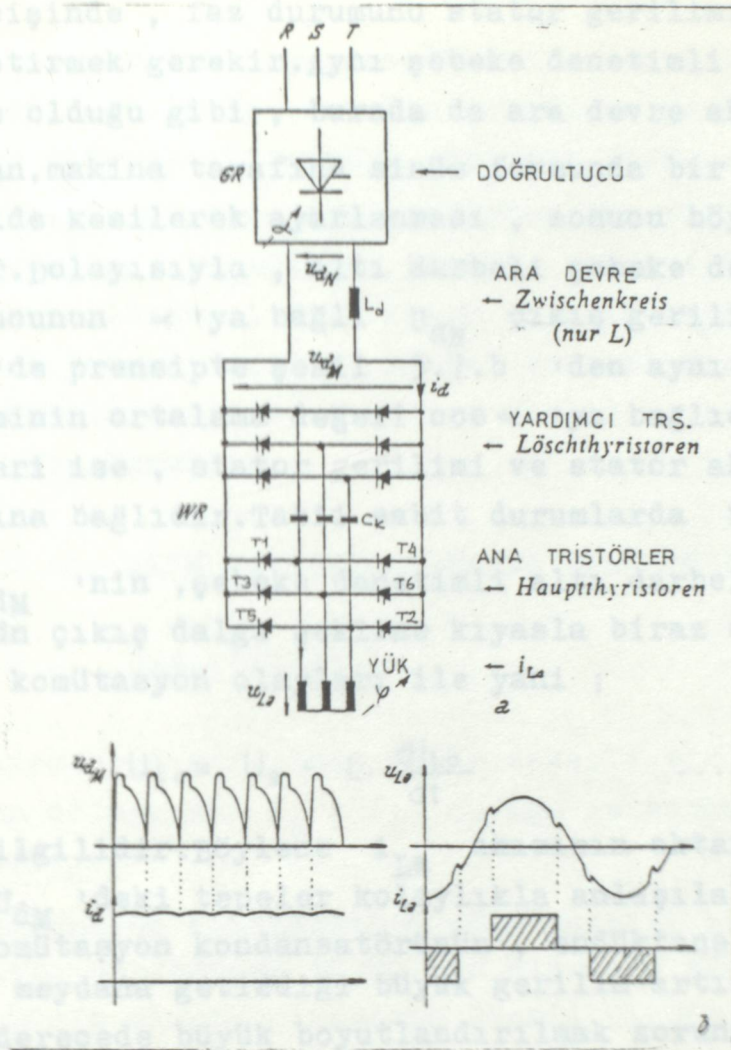
Şekil 3.6 - Sabit hava aralığı eldesi için U_1 stator geriliminin ω_1 stator döner alan frekansına bağlı olarak değişimi .

Örneğin sabit akıllı (3.2.1.1) sahası için , küçük frekanslarda da şekil 3.6 'e bağlı olarak bir karakteristik kumandaya ihtiyaç vardır. Bahsedilen frekans , ara devre geriliminin olması gereken değeri ile beraber ayarlanır. Düşük frekanslarda statora uygulanacak gerilimin ihmal edilemeyecek bir kısmı stator sargısı direncinde düşeceğinden hava aralığı akısı, sabit gerilim - frekans oranına rağmen azalır. Bu sakıncayı gidermek için , frekansın düşük olduğu frekans bölgesinde bir kompanzasyon devresi kullanılır. Bu sayede düşük hızlarda bile motor momenti nominal değerinde sabit tutulur. İstenilen ara devre geriliminin gerçekteki bir sapması , stator akım sınırlaması ile birlikte bir gerilim ayarına etki eder. Bu ayar doğrultucunun kumanda katında yapılır. İnverter frekansının elde edilmesindeki tek dezavantaj , analog veya digital bir gerilim - frekans dönüştürücüsüne ihtiyaç göstermesidir.

3.2.2 - DOĞRU AKIM ARA DEVRELİ FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER :

Kondansatörün ara devreden çıkarıldığı bu dönüştürücü tipinde , ara devrede büyük değerli bir endüktans bulunur. Zorlanmış akımdan dolayı tristörler , kare dalga şeklindeki akım darbelerini taşırlar. Örneğin yük olarak bir asenkron motorun kullanıldığı bir inverterde , çıkış gerilimi, motorun giriş gerilimi olarak yaklaşık sinüs formunda meydana gelir. Yaklaşık kare dalga olan

çıkış akımındaki sıçrama noktaları , sinüs formunda olan çıkış geriliminde tepelerin oluşmasına yol açar.



Şekil 3.7 - Akım zorlamalı bir ara devreye sahip frekans dönüştürücü

- a - Akım kaynaklı inverterin devre şeması .
- b - Inverterin girişinde ve çıkışındaki akım ve gerilim dalga şekilleri , (α veya φ 'nin kumanda imkanları ,

Bu devrede serbest geçiş diyodunun kullanılmadığı göze çarpar. Komütasyon olayı incelenirse , bu diyodun burada gerekli olmadığı anlaşılır. Serbest geçiş diyodunun kullanılmaması , ara devrede gerilimin ters çevrilmesini mümkün kılar. Dolayısıyla aynı akım yönünde hem motor, hem de generatör çalışma mümkün olur. Bilhassa ara devre kondansatörünün olmamasından dolayı , yük değişikliklerinde , ara devre geriliminin (U_{dM}) serbestçe

teşkil edildiği , sadece dinamik sebeplerin incelenmesinden kolayca görülebilir. Motorun stator akımı inverter tarafından sabit olmaya zorlanacağından , makinanın motor çalışmadan generatör çalışmaya geçişinde , faz durumunu stator geriliminden stator akımına değiştirmek gerekir. Aynı şebeke denetimli redresör ve inverterlerde olduğu gibi , burada da ara devre akımının inverter tarafından, makina tarafına sinüs formunda bir gerilimi sağlayacak şekilde kesilerek ayarlanması , sonucu böylelikle basitleştirir. Dolayısıyla , altı darbeleri şebeke denetimli bir akım doğrultucunun α 'ya bağlı U_{dN} çıkış geriliminde olduğu gibi , U_{dM} 'de prensipte şekil 3.7.b 'den aynı şekilde görülür. U_{dN} geriliminin ortalama değeri $\cos \alpha$ 'ya bağlıdır. U_{dM} 'nin ortalama değeri ise , stator gerilimi ve stator akımı arasındaki φ faz kaymasına bağlıdır. Tabii sabit durumlarda $U_{dN} = U_{dM}$ olmalıdır. U_{dM} 'nin , şebeke denetimli altı darbeleri bir akım dönüştürücünün çıkış dalga şekline kıyasla biraz değişmiş olması, inverterdeki komütasyon olayları ile yani ;

$$U_{La} = U_g + L \cdot \frac{di_{La}}{dt} \quad \dots (3.8)$$

formülü ile ilgilidir. Böylece i_{La} akımının aktan eğiminde , U_{La} 'daki ve de U_{dM} 'deki tepeler kolaylıkla anlaşılabilir.

C_k komütasyon kondansatörünün , endüktanslardaki enerji birikiminin meydana getirdiği büyük gerilim artışlarını karşılayabilecek derecede büyük boyutlandırılmak zorunda oluşunu , sadece komütasyona bağlamak gerekir.

Yaklaşık bir D.C makinasının davranışına ulaşıldığından dolayı , akım dönüştürücü motor diye adlandırılmış sistem özel bir uygulama olarak verilebilir. Bu uygulamada , kutup adım durumuna bağlı olarak ateşleme darbeleri sağlanır.

Ara devre geriliminin müsaade edilen yön değiştirmesinden dolayı , şebeke tarafında sadece bir adet akım dönüştürücü kullanarak iki bölgeyi çalışmanın da mümkün olduğu ve serbest geçiş diyotlarından tasarruf edilebildiği bu tür bir frekans dönüştürücünün yüke intibak ettirilmesi gerektiği , kısaca özetlenerek söylenebilir.

3.2.3 - AKIM KAYNAKLI VE GERİLİM KAYNAKLI FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KARŞILAŞTIRILMASI :

Daha önce yapılmış uygulamalardan anlaşıldığı gibi , zorlamalı giriş gerilimli (örneğin ara devre gerilimli veya beslemesi bir batarya üzerinden yapılmış frekans dönüştürücü) ve zorlamalı giriş akımlı diye kendinden denetimli inverterlerin ayrılması gereklidir. Bu bölümde şimdiye kadar ilk olarak gerilim kaynaklı inverterlerden , daha sonra da akım kaynaklı inverterlerden kısaca bahsedilmiştir. Bundan sonraki kısımda ise bu sistemlerin önemli özelliklerinin ve farklarının kısa bir karşılaştırılması yapılacaktır.

3.2.3.1 - AKIM KAYNAKLI FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ :

3.2.3.1.a - ÖZELLİKLERİ :

i - Inverterin girişinde büyük değerli bir endüktans vardır. Bundan dolayı da $i_d = I_d$ olduğu ve bununda sabit kaldığı söylenebilir.

ii - Komütasyon kondansatörü yüke paralel bulunur. (En azından çalışma periyodunun büyük bir kısmında paraleldir.) Bu çıkış geriliminin oluşturulmasının önemli ölçüde kondansatör sayesinde sağlandığını ve böylelikle çıkışın relativ olarak harmoniksiz olduğunu gösterir. Kondansatörün çıkış gerilimine olan etkisinden dolayı giriş gerilimi , bu devrede bir kondansatör ile sabit tutulmamıştır. C_k kondansatörünün akım kaynaklı devrede büyük boyutlandırılmasından da anlaşılacağı gibi , bu kondansatör akım kaynaklı inverterde , gerilim kaynaklı inverterlerde kullanılan serbest geçiş diyodunun fonksiyonunu üzerine aldığı söylenebilir. C_k komütasyon kondansatörü , endüktif yüklerde akım yolunun devamını temin etmek zorundadır. İdeal akım kaynaklı inverterlerde , C_k kondansatörünün devamlı yüke paralel bağlı olduğu hemen hemen söylenebilir.

iii - Üç fazlı bir sistemde her bir ana tristörün iletim süresi 120° değerindedir. 180° iletimde kalma durumunda , her defasında üç tristör aynı anda iletimde olmak zorunda

kalacaklardır. Ama her defasında sadece iki tristör ilettime geçer. BU durum tristörlerin iletimde kalma şemalarından rahatlıkla görülebilir.

iv - Çıkış geriliminin genliği ve bununla birlikte efektif değeri yüke sıkı sıkıya bağlıdır.

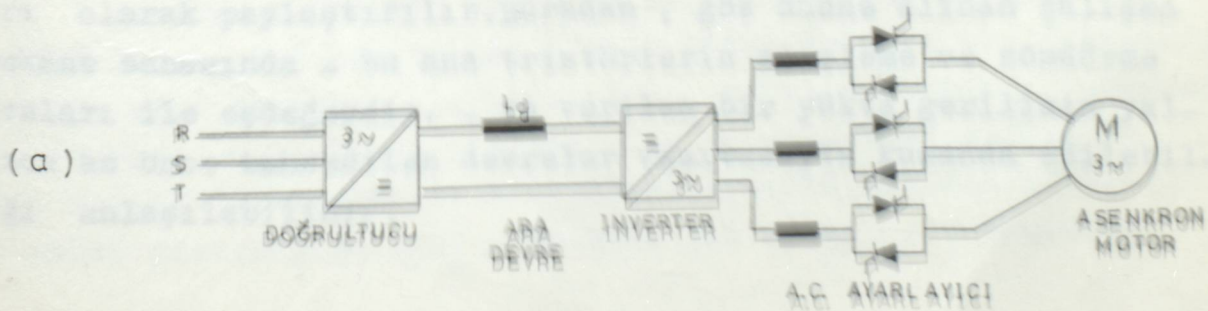
v - Bu frekans dönüştürücüde çıkış gerilimi ve frekansı relatif olarak güç kumanda edilebilir. (Bilhassa lineer olmayan çıkış karakteristiği yüzünden)

3.2.3.1.b - DEVRENİN YAPISI :

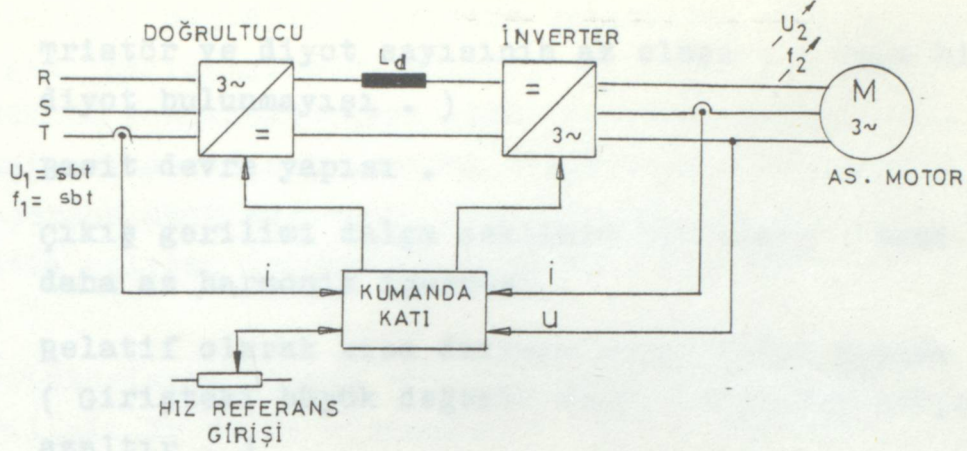
Tek fazlı sistemler için , hem orta noktalı devre olarak , hem de köprü devre olarak , üç fazlı sistemler için ise köprü devre olarak gerçekleştirilir. Bir akım kaynaklı inverterin üç fazlı bir sistem için en basit uygulaması , bir faz sıralı söndürme montajında , bütün serbest geçiş ve ters akım diyotlarının ve aynı şekilde L_k komütasyon bobinlerinin kaldırılması ile elde edilir. Eğer sadece serbest geçiş diyotları ve komütasyon bobinleri kaldırılırsa daha iyileştirilmiş bir kullanım elde edilir. Faz sıralı söndürme montajında olduğu gibi , en basit bir devrenin de sadece üç adet kondansatörle çalışması gerektiği iletim şemalarına dayanarak bulunabilir.

3.2.3.1.c - ÇIKIŞ GERİLİMİNİN KUMANDASI :

Çıkış geriliminin kumandası; çıkış fazları arasına birer A.C akım kıyıcısı ve ona seri bir endüktansın ilave edilmesi vasıtasıyla veya çıkış enerjisinin bir bölümünün , kumandalı veya kumandasız bir doğrultucu üzerinden akım kaynaklı inverterin girişine geri beslenmesi ile gerçekleştirilir.



(b)



Şekil 3.8 - Akım kaynaklı bir frekans dönüştürücüde çıkış geriliminin kumanda imkanlarını gösteren varyantlar.

- a - Çıkış fazlarına birer Self + A.C ayarlayıcı kullanarak gerilim ayarı.
- b - İnverter çıkışından girişe geri besleme yaparak gerilim ayarı .

Bütün bu metodlar çıkıştaki faz açısını sabit tutar. Burada söndürme kondansatöründen dolayı kapasitif akımın oluşması, dikkate alınmak zorundadır. Normal durumda omik veya endüktif akım kısımları yalnızca yük vasıtasıyla değiştirilir. Dolayısıyla çıkış empedansının endüktif kısmı, çıkış büyüklükleri arasındaki faz açısını sabit tutmak için bir avantaj olarak kullanılır. Akım kaynaklı inverterler, bu zor ve komplike olan kumandası ile birlikte harmoniksiz bir çıkış gerilimi sunduğundan ve ayrıca da filtre devresinden tasarruf sağladığından, kesintisiz güç kaynaklarında rahatlıkla kullanılabilir.

Akım kaynaklı inverterde sabit olan giriş akımı, ana tristörlerin tetiklenmesi ve söndürülmesi ile çıkış fazlarına ayrı ayrı olarak paylaşılır. Buradan, göz önüne alınan çalışma frekans sahasında - bu ana tristörlerin ateşleme ve söndürme sıraları ile eşdeğerdir. - ve verilen bir yükte gerilimin yalnızca az önce bahsedilen devreler vasıtasıyla kumanda edilebildiği anlaşılabilir.

3.2.3.1.d - AVANTAJLARI :

- i - Tristör ve diyot sayısının az oluşu . (Veya hiç diyot bulunmayışı .)
- ii - Basit devre yapısı .
- iii - Çıkış gerilimi dalga şeklinin iyi oluşu . Yani çıkışın daha az harmonik içermesi .
- iv - Relatif olarak kısa devreye karşı kolay koruma . (Girişteki büyük değerli self , ani akım artışını azaltır .)

3.2.3.1.e - DEZAVANTAJLARI :

- i - Büyük söndürme kondansatörü .
- ii - Çıkıştaki akım ve gerilim arasındaki sıkı bağıllık .
- iii - Çıkış geriliminin kumandasının komplike oluşu .

3.2.3.2 - GERİLİM KAYNAKLI FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ :

3.2.3.2.a - ÖZELLİKLERİ :

i - İnverterin girişinde büyük değerli bir kondansatör mevcuttur. Bundan dolayı giriş gerilimi stabilize edilmiştir yani kararlı hale getirilmiştir. Bu gerilim kısa aralıklarda sabit , sadece daha uzun sürelerde örneğin bir kontrollü doğrultucu kullanarak değiştirilebilir.

ii - Daima geri çalışma için devrede serbest geçiş diyodu bulunur. (Veya geri işletme diyodu) . Devredeki endüktanslarda da daima bir akım yolu mevcut olduğundan gerilim, böylelikle prensipte yükün uçlarına gelişigüzel verilir veya kesilir.

Burada girişinde büyük değerli endüktans bulunan akım kaynaklı inverter devresinin , eğer küçük değerli bir endüktans ve ters akım diyotları kullanılırsa , gerilim kaynaklı invertere dönüştüğünü hatırlamak ilginçtir. Bu uygulamalar gerilim ve akım kaynaklı inverterler arasındaki sınırın sık sık geçilir olduğunu gösterir. Bu olay , örneğin faz sırası ile söndürme

montajında da görülebilir. Bu montajda gerçi sabit giriş gerilimi ve serbest geçiş diyotları vardır ama tristörlerin 120° iletim sürelerinde aynı montajın , evvelce bahsedilen akım kaynaklı inverter gibi çalıştığı görülebilir.

Söndürme kondansatörleri olan C_k 'lar , eğer çıkış geriliminin oluşturulmasına hiç iştirak etmiyorlarsa , çok kısa zamandır. (Gerçek akım kaynaklı inverterlerde bu süreler çok uzun - dur ve hatta çalışma periyodunun tamamını veya büyük bir kısmını kaplar.)

iii - Tristörlerin iletim süreleri alışılmış olarak , ayarlanabilir gerilimli üç fazlı sistemlerde 180° 'dir. Yani çalışma durumuna göre ilgili üç tristör iletimdedir. Bu ise yüke bağlı olmayan çıkış gerilim dalga şekillerini meydana getirir.

(120° 'lik iletim sürelerinde çıkış gerilimi, yükün endüktif bileşenine bağlıdır.) Tek tek her bir tristörün iletim süresi prensip itibarıyla 180° 'dir , ancak bu süre dahilinde ayarlanabilir süreler vardır.

iv - Çıkış geriliminin efektif değeri olan $U_a = U_{La}$, artan çıkış (yük) akımlarında $I_a = I_{La}$, gerilim kaynaklı inverterin R_i iç direncine bağlı olarak akım ile yaklaşık lineer bir şekilde düşer. Prensipte bu, şu şekilde ifade edilebilir.

$$U_a = U_{a0} - R_i I_{a1} \quad \dots (3.9)$$

Burada ;

U_{a0} : Inverterin boşta çalışmadaki çıkış gerilimidir. U_a 'nın değeri, nominal akımda sadece izin verilen bir yüzdemiktari ile U_{a0} 'ın altında kalacak şekilde devre boyutlandırılır.

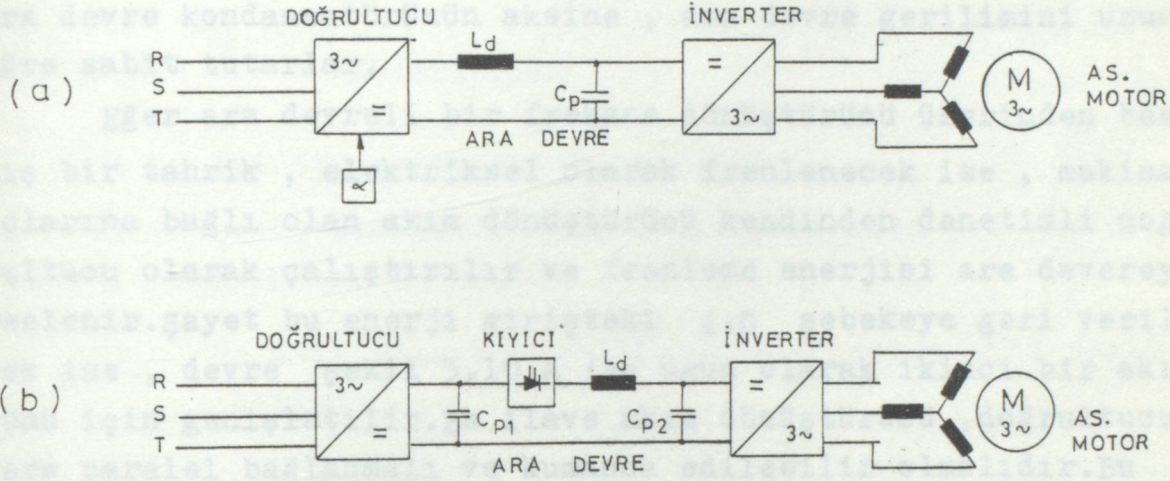
v - Çıkış gerilimi ve frekansı bilhassa darbe kumandalı inverter olarak kullanımda geniş sınırlar içinde ayarlanabilir.

3.2.3.2.b - DEVRENİN YAPISI :

Herşeyden evvel köprü montajda gerçekleştirilir , ama üç fazlı sistemde orta uçlu montaj olarak da yapılabilir. Pratikte bilhassa üç fazlı köprü bağlantılar kullanılır.

3.2.3.2.c - ÇIKIŞ GERİLİMİNİN KUMANDASI :

Çıkış geriliminin kumandası ; ara devre geriliminin girişteki kontrollü doğrultucu vasıtasıyla değiştirilmesi veya gerilimin uygun bir şekilde kıyılması (darbeleme) veya da faz kaydırmalı bir sisteme ait çıkış gerilimlerinin seri bağlanması ile yapılır.



Şekil 3.9 - Gerilim kaynaklı bir frekans dönüştürücüde çıkış geriliminin kumanda varyantları .

Eğer çıkış geriliminin genliği , ara devre geriliminin genlik değerinin yardımı ile ayarlanıyorsa , böylece şekil 3.9 'da gösterilmiş imkanlara göre bir kumanda seçilmek zorundadır.

a - Bir kontrollü doğrultucu ile ara devre gerilimini ve dolayısıyla çıkış geriliminin kumandası .

b - Ara devredeki bir doğru akım kıyıcısı ile çıkış geriliminin kumanda imkanı .

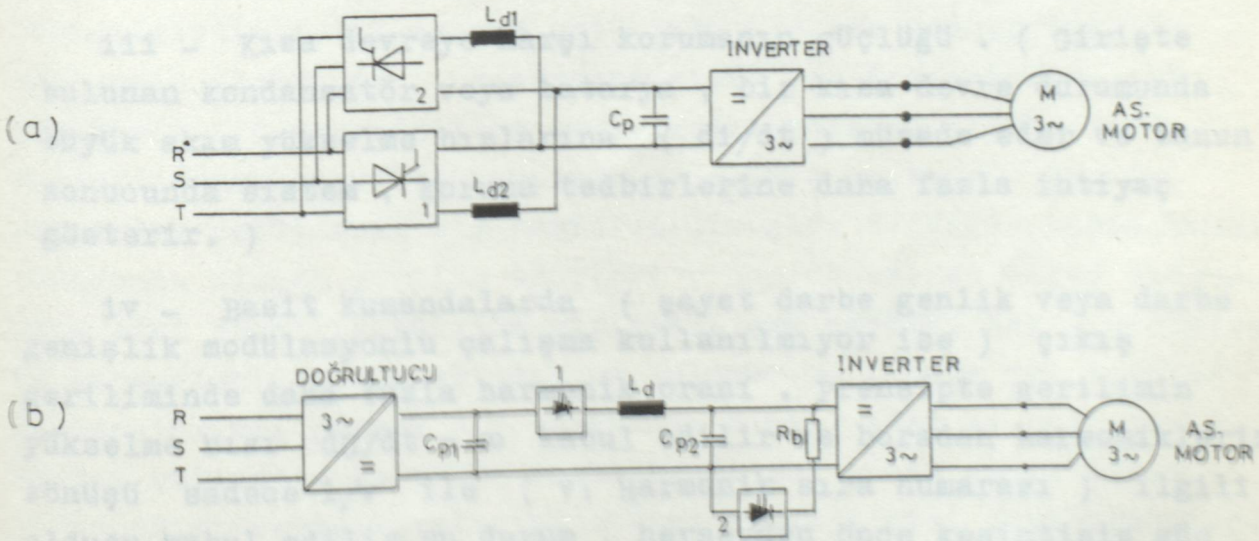
Bunun için ya , genelde doğrultucu olarak çalışan giriş akım dönüştürücüsü , kumanda edilebilir şekilde gerçekleştirilir veya da ara devrede seri bir dengeleyici self ile birlikte doğru akım ayarlayıcısı kullanılır. Bu ikinci çözüm (şekil 3.9.b)

Şekil 3.10 - Elektriksel frezleme için doğru gerilim ara devreli frekans dönüştürücü montajları .

doğrultucu kontrolsüz olduğu için kumanda reaktif gücünü gerektirmemesi ve böylece iyi bir güç faktörü ile çalışma gibi avantajları olmasına rağmen yüksek bir harcamayı gerektirir.

Kontrollü doğrultucu yerine gerilimi ayarlamak için bir darbe kumandalı inverter kullanılırsa, ara devre gerilimi sabit olabilir. Dolayısıyla bunun, birçok inverteri bir D.C baraya bağlayarak çalıştırmak veya şebeke kesintilerinin karşılanması için ara devre üzerinden tampon batarya kullanmak gibi birçok avantajı vardır. Bu devreler, bir arıza durumunda ara devre kondansatörünün aksine, ara devre gerilimini uzun süre sabit tutarlar.

Eğer ara devreli bir frekans dönüştürücü üzerinden beslenmiş bir tahrik, elektriksel olarak frenlenecek ise, makina uçlarına bağlı olan akım dönüştürücü kendinden denetimli doğrultucu olarak çalıştırılır ve frenleme enerjisi ara devreye beslenir. Şayet bu enerji girişteki A.C şebekeye geri verilecek ise, devre şekil 3.10.a'ya uygun olarak ikinci bir akım yönü için genişletilir. Bu ilave akım dönüştürücü, doğrultucuya ters paralel bağlanmalı ve kumanda edilebilir olmalıdır. Bu ikinci akım dönüştürücü, fren çalışmada şebeke denetimli inverter olarak çalışır. Ara devre geriliminin bir kıyıcı ile kumandasında, bu frenleme çalışma durumu da dikkate alınarak kıyıcı iki yönlü akımı iletebilecek şekilde genişletilmelidir.



Şekil 3.10 - Elektriksel frenleme için doğru gerilim ara devreli frekans dönüştürücü montajları .

- a - Enerjinin A.C şebekeye geri verilmesi .
- b - Ara devrede R_b darbe kumandalı frenleme direnci .

Diğer bir imkan , şekil 3.10.b 'de, ara devrede darbe kumandalı bir direncin kullanılması ve frenleme enerjisinin bu dirençte ısıya dönüştürülmesidir. Eğer enerji akış yönü , kısa bir süre için ters çevriliyorsa , tahrikin sabit kullanımı için bu devre yaklaşık olarak amaca uygun olur.

3.2.3.2.d - AVANTAJLARI :

- i - İyi bir çıkış karakteristiği .
- ii - Çıkış geriliminin oluşturulması için çok çeşitli imkanlar .
- iii - Relativ olarak küçük değerli söndürme kondansatörü ihtiyacı .

3.2.3.2.e - DEZAVANTAJLARI :

- i - Relativ olarak devre elemanlarının çok fazla oluşu. (Tristör ve diyotların sayıları , bu sistemde daha fazladır.)
- ii - Akım kaynaklı inverter montajından daha karmaşık yapısı .
- iii - Kısa devreye karşı korumanın güçlüğü . (Girişte bulunan kondansatör veya batarya , bir kısa devre durumunda büyük akım yükselme hızlarına (di/dt) müsade eder ve bunun sonucunda sistem , koruma tedbirlerine daha fazla ihtiyaç gösterir.)

iv - Basit kumandalarda (şayet darbe genlik veya darbe genişlik modülasyonlu çalışma kullanılmıyor ise) çıkış geriliminde daha fazla harmonik oranı . prensipte gerilimin yükselme hızı $du/dt = \omega$ kabul edilir ve buradan harmoniklerin sönüşü sadece $1/v$ ile (v: Harmonik sıra numarası) ilgili olduğu kabul edilir. Bu durum , herşeyden önce kesintisiz güç kaynakları için , ama ayrıca da motor yüklerinde önem kazanır.

3.2.4 - ARA DEVRELİ FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN ÖNEMLİ HUSUSLAR :

Akım zorlamalı ve gerilim zorlamalı ara devrelerin etkileri karşılaştırılırsa , ilk olarak inverter girişinde bir kondansatörün bağlı olduğu görülür. Bu durum geometrik biçimli gerilim teşkilini mümkün kılar. Kondansatör , şayet seçilen işletme frekans sahası için yeterince büyük ise , inverterin kendi girişindeki empedans $Z \cong 0$ bulunur. ($X_C = 1 / \omega C$ 'den kondansatörün direnç değeri ihmal edilebilir.) Şebeke tarafindaki doğrultucunun sabit kumandasında , gerilimin yaklaşık sabit kaldığı sırada , akım böylece pratik olarak sadece yük ve inverter vasıtası ile belirlenir. Genelde akımın serbestçe oluşturulmasından söz edilebilir.

Gerilim zorlamalı bir inverterde , serbest geçiş diyotlarından dolayı , gerilimin ara devrede polaritesinin değiştirilmesi mümkün olmaz. Çaba bir deyişle ; eğer tristörler, serbest geçiş diyotlarından daha uzun kesme kumandasında iletimde kalırsa , enerji yüke doğru verilir. Eğer bu zaman oranı tersine çevrilmişse , enerji şebekeye geri verilir. İlk durumda şebekeden invertere doğru akan akımın ortalama değeri pozitifdir, ikinci durumda ise negatiftir.

Şayet serbest geçiş diyotlarından tasarruf edilirse , enerjinin şebekeye geri verilmesi için açıkça başka bir yol araştırılmalıdır. Bu durum , akım ara devreli inverterler için başarılmıştır. Artık akımın yönü yarı iletken anahtarlar ile sağlanmış olduğundan , enerji akışının yön değiştirmesi için gerilimin ara devrede ters çevrilmesi gerekir. Şebeke tarafindaki doğrultucu ile inverterin gerekli ayırımı , burada ara devre endüktansı ile temin edilir. Aksi takdirde açma-kapama esnasında oluşan gerilim tepeleri , her defasında diğer sistemlere etki edebilir. Gerilim zorlamalı ara devrede ise , endüktans ve kapasitenin bir kombinasyonu bulunur. Bu , daha çok işletme frekanslarında yüksek bir empedansı temsil eder ve böylece inverter çalışma , pratikte sanki kendi ani giriş geriliminin giriş akımı değişikliklerine etkisi olmamış gibi düşünülebilir. Akım daha çok sabit tutulmaya zorlanmıştır. Tam olarak söylenir ise , akım yük tarafında ihtiyaç duyulan enerjinin uzun süre-

li daranişları ile belirlenir.Böylece ara devredeki gerilim , pratik olarak , yaklaşık sabit kabul edilen ara devre akımından bağımsız olarak yükteki ve inverterdeki ani şalt olaylarına göre teşkil edildiğinden , ara devredeki gerilimin serbestçe oluşturulmasından sık sık bahsedilir.

Akım ara devresindeki komütasyon,yükü de içerdiğinden , bu olay doğal olarak yüke bağımlıdır.Diğer taraftan bu olay , gerilim ara devreli inverterde yükden bağımsızdır.

3.2.5 - KOMÜTASYON TIPLERİ :

Ara devreli inverterlerde , ama genelde bütün üç fazlı kendinden denetimli , köprü montajında gerçekleştirilmiş inverterlerde , hangi veya kaç tristörün bir C_k komütasyon kondansatörü ile kullanılacağı bu komütasyon tiplerine göre belirlenir.

i - Münferit söndürme montajı : Her tristör yani her şalter için özel bir C_k kondansatörü hazır bulunur.

ii - Faz söndürme montajı : Her fazın kendi özel bir C_k söndürme kondansatörü vardır.

iii - Müşterek söndürme montajı : Bütün tristörler için müşterek tek bir C_k kondansatörü kullanıma hazırdır.Yeniden iletime geçirilecek olan tristörler , bu montajda tekrar tetiklenmesi gerekir.

Bunların yanında değişik kombinasyonlar da düşünülebilir. Yani alt ve üst yarı köprüler için müşterek bir komütasyon kondansatörünün kullanıldığı yarı köprü montajı böylece geliştirilmiştir.Sistemlerin tek tek avantajları ve dezavantajları daha önceki bölümlerde kısaca verilmiş idi.Ama pratik bakış açısından , C_k ve L_k 'nın boyutlandırılmaları , devrenin güvenilirliği ve hızlılığı gibi hususlar da komütasyon için önem taşır .

3.3 - DEVİR SAYISININ FREKANSLA AYARI İÇİN DOĞRUDAN FREKANS ÇEVİRİCİLER :

3.3.1 - GİRİŞ II:

yüksek frekanslı bir gerilimin , düşük frekanslı bir gerilime dönüştürülmesinde doğrudan frekans çeviriciler kullanılır . Bu dönüştürücüler , daha önce tanımlanmış olan doğrultucu + ara devre + inverter `den oluşmuş frekans dönüştürücülerinden ; ara devrelerinin olmaması ve komütasyonun giriş şebekesi tarafından oluşturulan alternatif çıkış geriliminin sıfır geçişleri ile mümkün olması sebebiyle ayrılırlar.Çıkışta elde edilen gerilimin dalga şekline ve kumanda ediliş metodlarına göre bu dönüştürücüler ;

- i - Kumanda frekans dönüştürücüler
- ii - Trapez frekans dönüştürücüler

diye ikiye ayrılırlar.

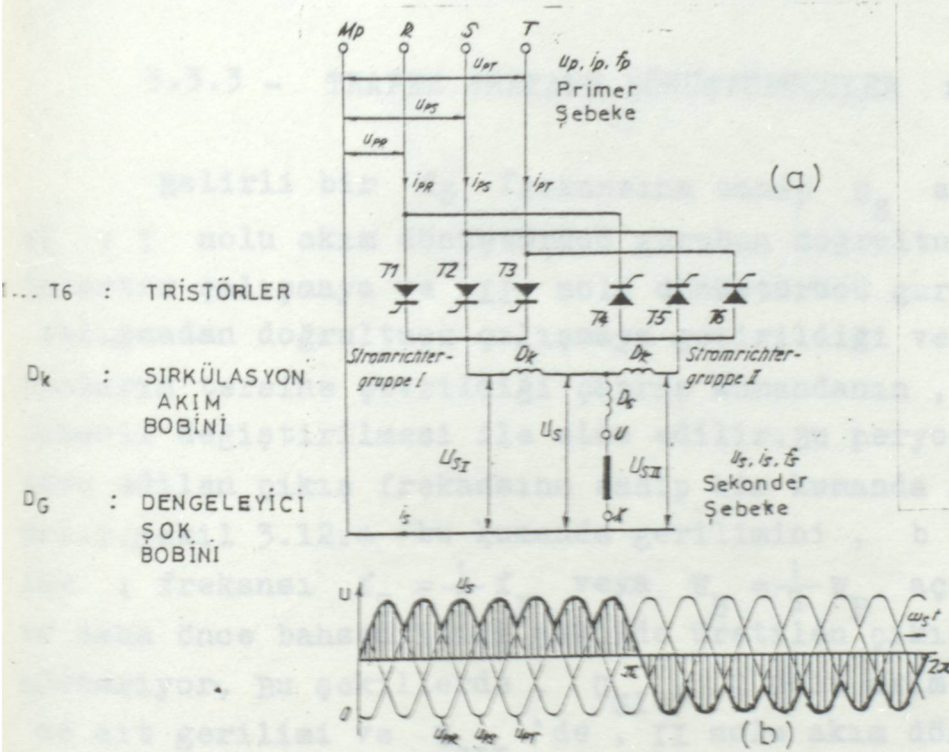
Kumanda frekans çeviriciler , döner alanlı makinaların düşük devir sayısı sahalarındaki ayarları için kullanılırlar.Ayrıca belli başlı kullanım sahaları olarak ; haddehanelerdeki asenkron motor tahriklerinde , asenkron motorlu merdane tahriklerinin beslenmesi , su türbinlerinde pompa veya türbin olarak kullanılan büyük güçlü elektrik makinalarında yol verme düzeni olarak , ve de vinçlerde ayar elemanı olarak kullanımı sayılabilir.Diesel elektrikli lokomotifler için statik frekans dönüştürücüsü olarak da kullanımı mümkün olduğundan , bu tahrik asenkron motorlar ile gerçekleştirilebilir.

Trapez frekans dönüştürücüsü , devir sayısının sadece kademeli olarak ayarlanabildiği A.C tahriklerin beslenmesinde kullanılır.

3.3.2 - DEVRENİN TEMEL YAPISI VE ETKİLERİ :

Şekil 3.11 , yıldız bağlantılı iki adet devreden oluşturulmuş , ters paralel çalışan ve bir dengeleyici şok bobini üzerinden üç fazlı bir A.C motorun yalnızca bir fazını (U-X fazı)

besleyen eşlenik akım dönüştürücüsünün devre şemasını gösteriyor. Böylelikle önce I nolu ve daha sonra buna bağlı olarak II nolu akım dönüştürücü grubunun ilettime alınmasıyla, zamanı değiştirerek frekansı değiştirilebilen bir alternatif gerilim oluşturulur. I ve II nolu akım dönüştürücü grupları olarak işaretilenen yıldız bağlı her iki devre de, U_{PR} , U_{PS} ve U_{PT} faz gerilimlerine sahip aynı giriş (primer) şebekeye bağlanmıştır. Omik yüklerde bu devrenin prensip etkisi, şekil 3.11.b 'de gösterildiği gibidir. $0 \leq \omega_s t \leq \pi$ aralığında T_1 , T_2 ve T_3 tristörleri tetiklenmiştir ve böylece yük uçlarında pozitif bir U_s gerilimi oluşur. $\pi \leq \omega_s t \leq 2\pi$ aralığında ise T_4 , T_5 ve T_6 tristörleri devrededir ve dolayısıyla U_s 'nin yönü negatiftir. Böylece frekansı, zamanın ayarlanması ile değiştirilebilen A.C gerilim oluşur.



Şekil 3.11 - İki yıldız bağlı devreden teşkil edilmiş birbirine ters paralel akım dönüştürücü .

a - prensip şema

b - Bu eşlenik akım doğrultuculardan oluşmuş

frekans dönüştürücünün , omik yükteki çıkış geriliminin değişimi .

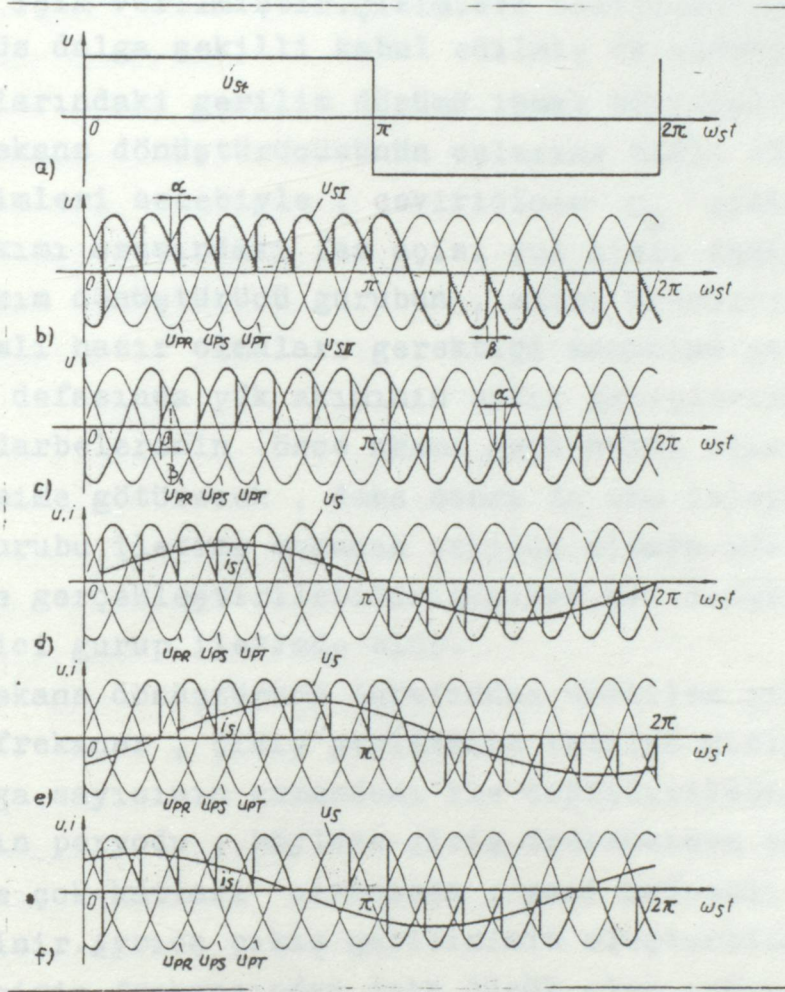
Bir alternatif akım makinası (örneğin bir asenkron makina) şekilde gösterilen omik yüklü durumun aksine , akımın ve gerilimin genelde birbirleri ile aynı fazda olmadığı bir tüketiciyi gösterir. Eğer yük akımının örneğin bir endüktif bileşeni varsa , bu akım o takdirde I ve II nolu dönüştürücü gurupların çıkış gerilimlerine ait π , 2π ... gibi bir exen boyunca aynı yönde devam eden sıfır geçiş noktalarından sonra akar. Bu anlarda çevirici guruplar inverter çalışmaya geçirilirler ve enerjinin A.C besleme şebekesine geri gönderilmesi gerçekleşir.

İnverter işletme , emniyetli bir çalışma için bir minimum ateşleme açısının (bu açı avans açısı olarak da adlandırılır.) olması gerektiğini , yani şekil 3.11.b 'den farklı olarak minimum bir kesme kumandasının gerekli olduğunu gösterir. Aşağıda doğrudan frekans çeviricisinin genel yüklerdeki etkileri trapez dalga şekilli çevirici vasıtasıyla izah edilmiştir.

3.3.3 - TRAPEZ FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER :

Belirli bir f_s frekansına sahip U_s alternatif gerilimi ; I nolu akım dönüştürücü gurubun doğrultucu çalışmadan inverter çalışmaya ve II nolu dönüştürücü gurubun ise inverter çalışmadan doğrultucu çalışmaya geçirildiği ve daha sonra da bunların tersine çevrildiği çapraz kumandanın , peryodik ve eşzamanlı değiştirilmesi ile elde edilir. Bu peryodik değiştirme , arzu edilen çıkış frekansına sahip bir kumanda gerilimi ile yapılır. Şekil 3.12.a bu kumanda gerilimini , b ve c şekilleri ise ; frekansı $f_s = \frac{1}{5} f_p$ veya $\omega_s = \frac{1}{5} \omega_p$ açısal frekansı olan ve daha önce bahsedildiği şekilde üretilen çıkış gerilimlerini gösteriyor. Bu şekillerde , U_{SI} , I nolu akım dönüştürücüsüne ait gerilimi ve U_{SII} 'de , II nolu akım dönüştürücü guruba ait çıkış gerilimini gösterir. Her iki akım dönüştürücü gurubun inverter çalışmadaki β avans açısı ile doğrultucu çalışmadaki α gecikme açısı birbirine eşit ve zamanla sabittir. Böylelikle oluşan U_{SI} ve U_{SII} çıkış gerilimlerinin trapez dişli şeklindeki dalga şekilleri , trapez frekans çevirici tanımına götürmüştür. Frekans çeviricinin U_s çıkış gerilimleri ve i_s çıkış akımlarının gelişigüzel karşılıklı bir faz durumunu

vermesi gerektiğini , çıkış fazlarına bağlı bulunan makinanın değişik işletme davranışları belirler. Frekans çevirici tarafın - dan oluşturulan U_S çıkış gerilimi , yük akımının pozitif yarım dalgası esnasında I nolu dönüştürücü gurubun U_{SI} çıkış gerilimine uygun olarak ; negatif yarım dalgası esnasında ise II nolu akım dönüştürücü gurubun U_{SII} çıkış gerilimine uygun olarak meydana gelir.



Şekil 3.12 - Şekil 3.11.a 'ya göre gerçekleştirilmiş bir trapez frekans dönüştürücüsünün bir fazına ait U_S çıkış geriliminin oluşturulması .

- a - Kumanda gerilimi .
- b ve c - I ve II nolu akım dönüştürücü guruplarına ait U_{SI} ve U_{SII} çıkış gerilimleri.
- d, e ve f - yükün değişik güç faktörlerindeki gerilim ve akımların değişimleri .

3.12.d `den 3.12.f `ye kadar olan şekiller , her üç değişik yük durumu için inverterin ilgili çıkış gerilimlerini gösteriyor.Bu şekiller ;

3.12.d : U_S ile i_S aynı fazda . (Omik yük hali)

3.12.e : i_S , U_S `den geri . (Omik + endüktif yük hali)

3.12.f : i_S , U_S `den ileri . (kapasitif yük hali)

durumları için verilmiştir.Çizimleri basitleştirmek için , yük akımı sinüs dalga şekilli kabul edilmiş ve sirkülasyon akım bobini uçlarındaki gerilim düşümü ihmal edilmiştir.

Frekans dönüştürücüsünün uçlarına bağlı olan makinadaki yük değişimleri sebebiyle , çeviricinin U_S çıkış gerilimi ile i_S yük akımı arasındaki faz açısı çok hızlı değişebilir.Bu , her iki akım dönüştürücü gurubun , akımı üzerlerine almaları için devamlı hazır olmaları gerektiği manasına gelir.Bu hazırlık ; her defasında yük akımının sıfır geçişlerinden sonra , ateşleme darbelerinin önce akımı geçirmekte olan dönüştürücü gurubu kesime götürecektir , daha sonra da onu izleyen akım dönüştürücü gurubu iletme sokacak şekilde dizayn edilmiş bir devre lojisi ile gerçekleştirilebilir.Böylece her defasında sadece bir çevirici gurup iletimde olur.

Frekans dönüştürücü tarafından üretilen çıkış geriliminin f_S frekansı , çıkış gerilimine katılan giriş geriliminin yarım dalga sayısının kumandası ile değiştirilebilir.Çıkış frekansının periyodu , böylece giriş frekansının periyot süresinin sadece çok katları civarında , yani kademeli olarak değiştirilebilir.Ayrıca çıkış geriliminin oluşturulma prensibi , yalnızca giriş frekansından daha düşük olan çıkış frekansının üretilebilmesine sebebiyet verir.Bu kademeli durum , frekansı çok daha küçültülebilen ancak üst sınır f_S ile belirlenmiş olan ve giriş geriliminin çok sayıdaki yarım dalgaları ile meydana gelen çıkış geriliminin bir yarım dalgasının oluşturulması için kullanıma hazırdır.Kısaca söylenmesi gerekirse , f_P giriş frekansı ne kadar büyük olursa , frekans çeviricisinin p darbe sayısı da o kadar büyük olur. $f_P = 50$ Hz `lik alışılmış şebeke frekansında , şekil 3.11.a `da gösterilmiş olan üç darbeleri akım dönüştürücüsü kullanarak ;

$$0 \leq f_S \leq 10 \text{ Hz}$$

- lik bir frekans sahası elde edilir. A.C akım köprü devresinde gerçekleştirilmiş altı darbeli frekans dönüştürücülerinde ise ;

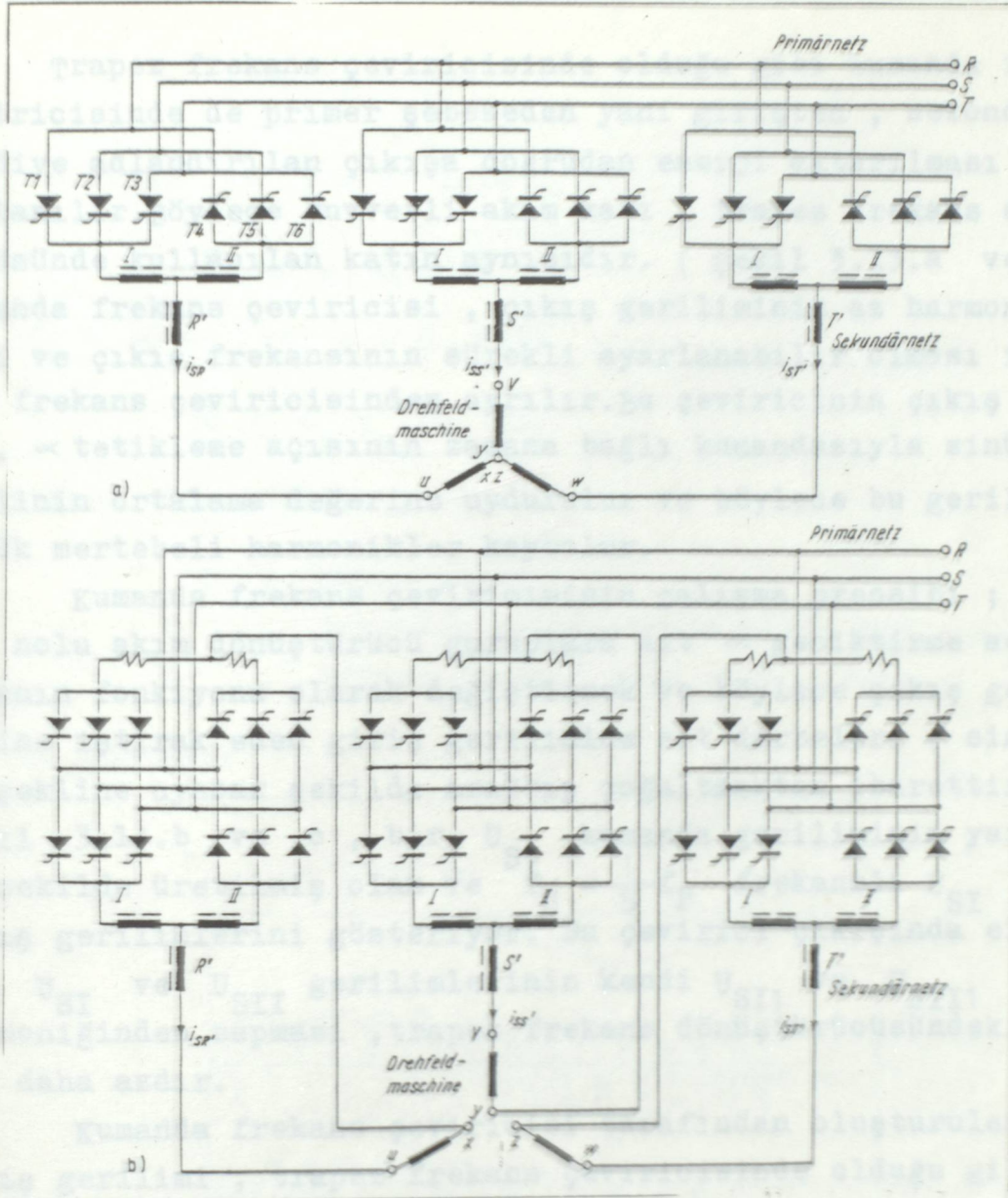
$$0 \leq f_s \leq 20 \text{ Hz}$$

lik bir frekans sahası elde edilir.

Genellikle hem frekansın , hem de dönüştürücü çıkış geriliminin genliğinin değiştirilmesi gereklidir. Genlik , giriş geriliminin genliğini ayarlayarak veya α ve β açılarını değiştirerek ayarlanabilir.

Şayet çıkış şebekesi olarak alternatif şebekeli bir sistem arzu ediliyorsa , bunun sağlanması için daha önce tanımlanmış olan ve ters paralel iki akım dönüştürücü guruptan oluşan üç adet dönüştürücü gurup gerekli olur. Yıldız bağlı alternatif akım frekans dönüştürücünün yapımı için böylece 18 adet yarı iletken anahtar (şekil 3.13.a) , alternatif akım köprü devreli çevirici için ise (şekil 3.13.b) 36 adet yarı iletken anahtar gereklidir. Şekil 3.13.a 'ya göre gerçekleştirilmiş bir trapez frekans çeviricisi , bir asenkron makinanın beslenmesi için rahatlıkla kullanılabilir. Trapez dalga şekilli çeviricinin frekansı yalnızca kademeli olarak ayarlanabildiğinden , A.C tahriklerinin beslenmesinde kullanıldıkları takdirde bazı problemler doğar. Devir sayısının kademeli değişiminin , makinanın hangi devir sayısı için kullanılabilir olacağı ve bunun istenen çalışmayı sağlayıp sağlamayacağı iyi araştırılmalıdır. Trapez frekans çeviricinin trapez dışı şeklindeki çıkış gerilimi de döner akım makinalarının işletilmesi için elverişsiz olur. Bu çıkış gerilimi , ihmal edilemeyecek genlikte ve relatif olarak düşük frekanslı çok sayıda harmonikleri içerir. Bu harmonikler salınım momentlerinin oluşmasına , yani motorun salınımlı çalışmasına sebep olur. Trapez frekans dönüştürücüsünün bu dezavantajları , daha sonra açıklanacak olan " Kumanda Frekans Dönüştürücüsü " 'nde nisbeten azaltılmıştır. Dolayısıyla kumanda frekans dönüştürücüsü , alternatif akım makinalarının beslenmesinde daha iyi sonuç verir .

3.3.4 - KUMANDA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER



Şekil 3.13 - Doğrudan frekans çeviricinin kuvvetli akım devresinin prensip şeması ,

a - Yıldız bağlantıda gerçekleştirilmiş ve akım dönüştürücü guruplardan oluşmuş , 18 tane yarı iletken anahtar içeren A.C frekans dönüştürücü devresi ,

b - Alternatif akım köprü montajında gerçekleştirilmiş akım dönüştürücü guruplardan oluşan , 36 tristörlü A.C frekans dönüştürücü devresi ,

3.3.4 - KUMANDA FREKANS DÖNÜŞTÜRUCÜLER :

Trapez frekans çeviricisinde olduğu gibi kumanda frekans çeviricisinde de primer şebekeden yani girişten , sekonder şebeke diye adlandırılan çıkışa doğrudan enerji aktarılması prensibi kullanılır. Böylece kuvvetli akım katı , trapez frekans dönüştürücüsünde kullanılan katın aynısıdır. (Şekil 3.13.a ve b) kumanda frekans çeviricisi , çıkış geriliminin az harmonik içermesi ve çıkış frekansının sürekli ayarlanabilir olması ile trapez frekans çeviricisinden ayrılır. Bu çeviricinin çıkış gerilimi , α tetikleme açısının zamana bağlı kumandasıyla sinüs dalga şeklinin ortalama değerine uydurulur ve böylece bu gerilimdeki düşük mertebeli harmonikler kaybolur.

Kumanda frekans çeviricisinin çalışma prensibi ; I ve II nolu akım dönüştürücü guruplara ait α geciktirme açısını zamanın fonkiyonu olarak değiştirmek ve böylece çıkış gerilimlerine iştirak eden giriş gerilimine ait darbeleri , sinüs dalga şekline uyacak şekilde azaltıp çoğaltmaktan ibarettir.

Şekil 3.14.b ve c , bir U_{St} kumanda geriliminin yardımıyla bu şekilde üretilmiş olan ve $f_S = \frac{1}{5}f_P$ frekanslı U_{SI} ve U_{SII} çıkış gerilimlerini gösteriyor. Bu çevirici çıkışında elde edilen U_{SI} ve U_{SII} gerilimlerinin kendi U_{SI1} ve U_{SII1} temel harmoniğinden sapması , trapez frekans dönüştürücüsündeki saptan dan daha azdır.

Kumanda frekans çeviricisi tarafından oluşturulan U_S çıkış gerilimi , trapez frekans çeviricisinde olduğu gibi , i_S yük akımı pozitif yarım dalgası esnasında I nolu dönüştürücü gurubun U_{SI} çıkış geriliminden , ve yük akımının negatif yarım dalgası esnasında ise II nolu akım dönüştürücü gurubun U_{SII} çıkış geriliminden oluşur. Şekil 3.14 'de (d) 'den (f) - ye kadar olan değişimler, ilgili çıkış gerilimlerini ;

3.14.d - U_S ve i_S ile aynı fazda ,

3.14.e - i_S , U_S 'den geri fazda ,

3.14.f - i_S , U_S 'den ileri fazda ,

olduğu durumlar için gösteriyor. Aktif ve reaktif güçlerin kumanda frekans dönüştürücüsünde ilave yardımcı araçlar kullanmaksızın girişten çıkışa nakledilmesi mümkün olur.

Kumanda frekans çeviricisinin frekans ayar sahası , trapez frekans çeviricisinde olduğu gibi aynı sebeplerden , giriş

şebekesinin f_P frekansına ve dönüştürücü devrenin p darbe sayısına bağlıdır. Böylece aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$0 \leq f_S \leq f_P \cdot \frac{p}{12} \dots 2 \leq p \leq 12 \dots (3.10)$$

$f_P = 50$ Hz ve $p = 3$ için ;

$$0 \leq f_S \leq 12,5 \text{ Hz}$$

ve $f_P = 50$ Hz ve $p = 6$ için ;

$$0 \leq f_S \leq 25 \text{ Hz}$$

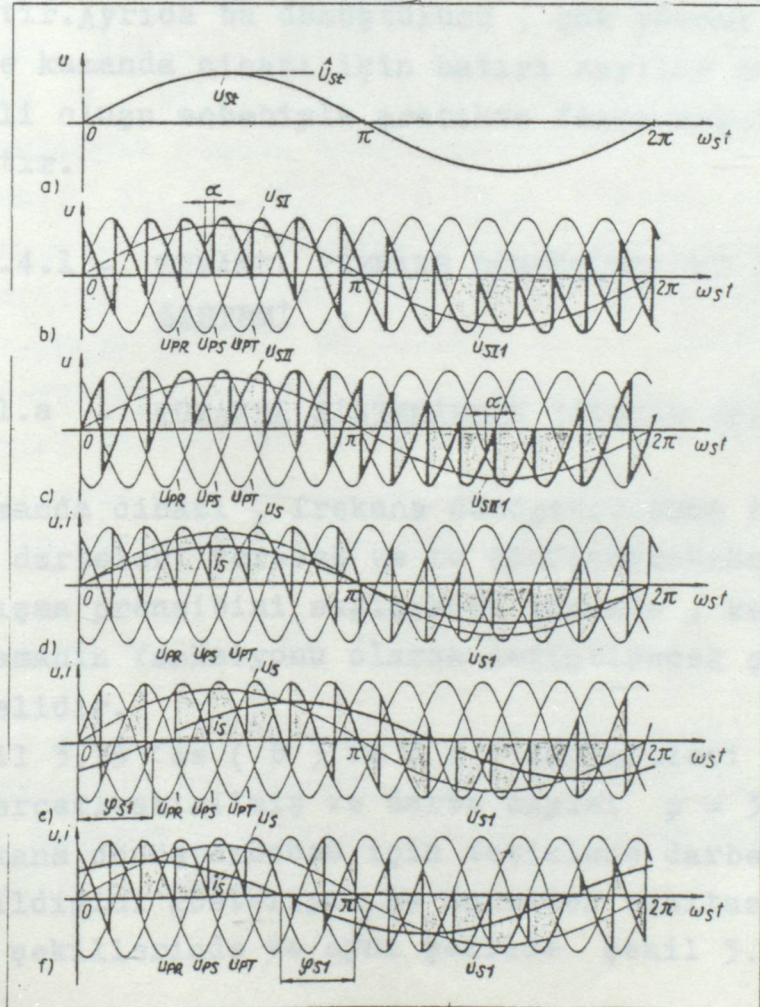
sonuçları elde edilir. Burada ;

p : Darbe sayısı

f_S : Sekonder frekans veya çıkış frekansı

f_P : Primer frekans veya giriş frekansı

'nı gösterir.



Şekil 3.14

şekil 3.14 - şekil 3.13.a 'ya göre gerçekleştirilmiş bir kumanda frekans dönüştürücüsünün bir fazına ait çıkış geriliminin oluşturulması .

- a - Kumanda gerilimi
- b - I nolu akım dönüştürücü gurubun U_{SI} çıkış gerilimi
- c - II nolu akım dönüştürücü gurubun U_{SII} çıkış gerilimi
- d,e ve f - Değişik yük durumlarında U_S ve i_S 'in değişimleri ,

zamanla değişken olan ateşleme açısına , kumanda geriliminin genliğinin değiştirilmesi ile müdahale edilirse veya giriş gerilimi örneğin bir ayar transformatörünün yardımı ile değiştirilirse , çıkış geriliminin genliği değiştirilebilir.

Kumanda frekans dönüştürücüsü , çıkış geriliminin ve frekansının sürekli ayar edilebilme imkanından dolayı alternatif akım makinalarının hız ayarı için kullanılabilir. 3.10 eşitliğine göre sınırlı bir frekans ayar sahasından dolayı , bu dönüştürücünün kullanım alanları yavaş çalışan tahriklerle sınırlanmıştır.Ayrıca bu dönüştürücü , çok yüksek yarı iletken masraflı ve kumanda cihazı için hatırı sayılır harcama yapılmasının gerekli oluşu sebebiyle pratikte fazla uygulanma alanı bulamamıştır.

3.3.4.1 - KUMANDA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ İÇİN KUMANDA SİSTEMİ :

3.3.4.1.a - KUMANDA SİSTEMİNDEN İSTENEN ÖZELLİKLER :

Kumanda cihazı , frekans dönüştürücünün her tristörü için tetikleme darbeleri verecek ve bu dönüştürücünün yukarıda tanımlanan çalışma prensibini sağlayacak biçimde , kendi ateşleme açısını zamanın fonksiyonu olarak değiştirecek şekilde gerçekleştirilmelidir.

Şekil 3.15 'de (b) ve (f) değişimleri , şekil 3.13.a'ya göre gerçekleştirilmiş ve darbe sayısı $p = 3$ olan bir kumanda frekans dönüştürücüsü için tetikleme darbelerinin nasıl teşkil edildiğini gösteriyor.Bu darbeler vasıtasıyla şekil 3.14 b ve c şekillerinde ve aynı şekilde şekil 3.15 a ve g

şekillerinde gösterilmiş olan I ve II nolu akım dönüştürücü guruplarının U_{SI} ve U_{SII} gerilimleri üretilir.

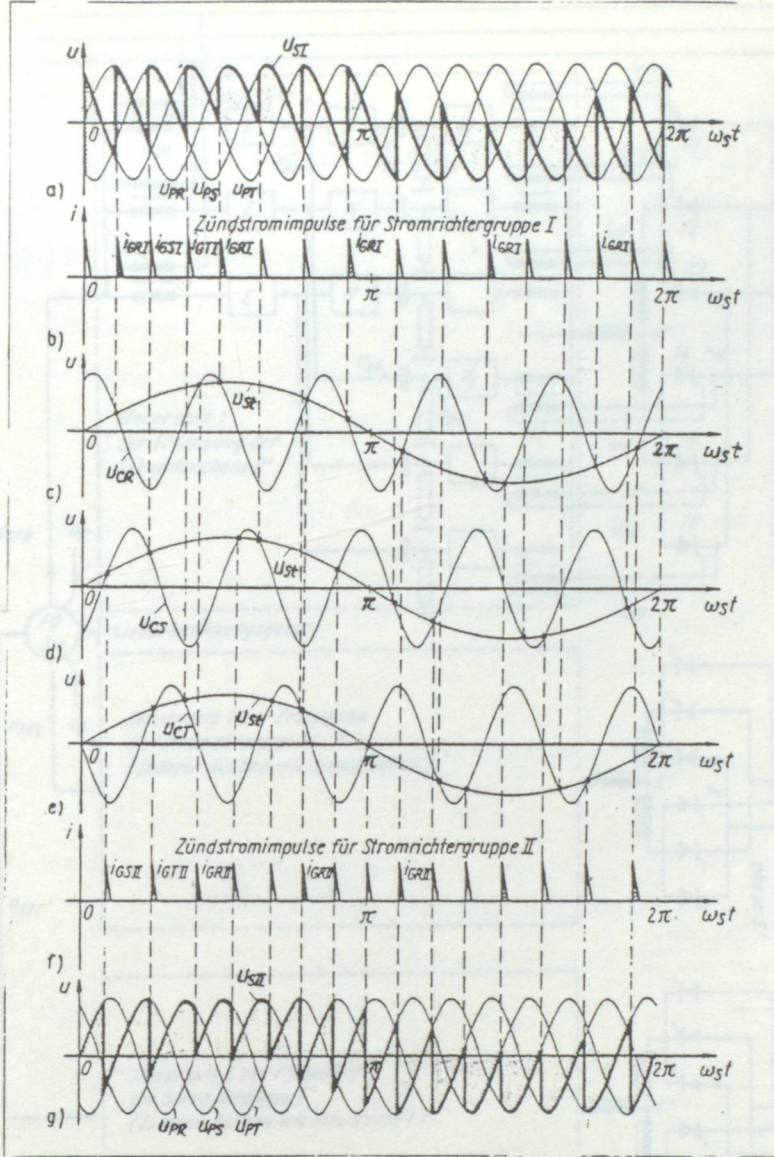
i_{GRI} ve i_{GRII} tetikleme impulslarının oluşturulması için ; arzu edilen çıkış frekansına sahip ve sinüs şeklindeki U_{St} kumanda geriliminin , primer şebekeden elde edilen sinüs şeklindeki U_{CR} , U_{CS} ve U_{CT} referans gerilimleri ile üst üste çakıştırılmaları sonucu oluşan kesişme noktalarından yararlanılır. R şebeke fazına bağlanmış olan T_1 ve T_4 tristörlerinin tetiklenmesinde kullanılan impuls , daha koyu çizilerek gösterilmiştir.

Kuvvetli akım devresi şekil 3.13.a 'daki gibi dizayn edilmiş üç fazlı bir frekans çeviricisinin kontrolü için ve de R' , S' ve T' olarak adlandırılan üç fazlı bir çıkış şebekesinin teşkil edilmesi için , yukarıda tanımlanmış kumanda sisteminden üç adet gereklidir. Bu her bir kumanda sisteminde , üç faz için aynı kumanda gerilim vericisi tarafından üretilen kumanda gerilimleri , her bir faz ile ayrı ayrı karşılaştırılarak kullanılır.

Genliği ve frekansı değiştirilebilen $R'S'T'$ üç fazlı çıkış şebekesinin oluşturulması için gerekli olan bu kumanda gerilim vericisinin , genliği \hat{U}_{St} , frekansı $f_{St} = f_S$ olan ve U_G ile U_f giriş gerilimleri vasıtasıyla ayrı ayrı birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilen üç fazlı , sinüs dalga şekline sahip $U_{StR'}$, $U_{StS'}$ ve $U_{StT'}$ kumanda gerilimlerini vermesi gerekir. Ayrıca kumanda gerilim vericisinin , üç fazlı sisteme verilen f_{St} frekansını sıfır geçişleriyle ayarlama imkanını vermesi gerekir. Böylelikle sıfır geçişlerinde üç fazlı sistemin ters çevrilebilir ve böylelikle A.C makinaların frekans çevirici sistemleri ile yedek işletilmeleri mümkün olur. Bütün bu istenen çalışma şartlarının toplamı , elektriksel açıdan komplike devreler vasıtasıyla sağlanır.

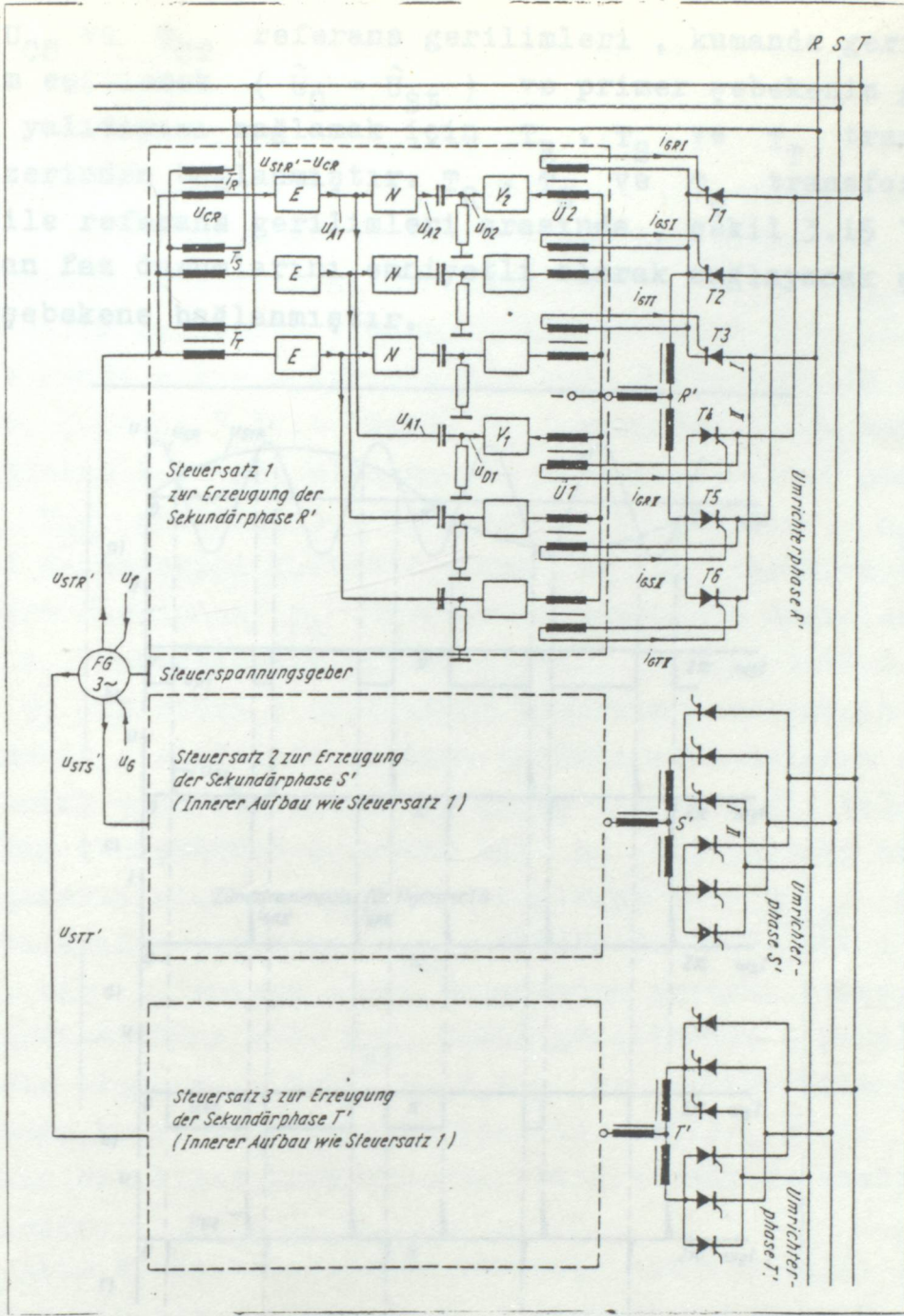
3.3.4.1.b - KUMANDA KATININ DİZAYNI :

Şekil 3.16 , 18 tristörlü üç fazlı , şekil 3.13.a 'ya göre gerçekleştirilmiş bir kumanda frekans çeviricisi için yukarıda bahsedilen kumanda şartlarını yerine getiren bir kumanda katının devresini gösteriyor.



Şekil 3.15 - Kumanda frekans dönüştürücüsünün çıkış gerilimlerinin üretilmesi için gerekli ateşleme darbelerinin oluşturulma prensibi .

Şekil 3.16 'daki devrede FG kumanda gerilimi vericisi , U_{STR}' , U_{STS}' , U_{STT}' olarak gösterilmiş olan üç fazlı kumanda gerilimlerini temin eder. Bu gerilimlerin frekansı f_{St} , minimum ± 25 Hz 'lik bir sahada U_f frekans girişi tarafından , genlikleri \hat{U}_{St} ise , U_G genlik girişi tarafından ayarlanabilir.

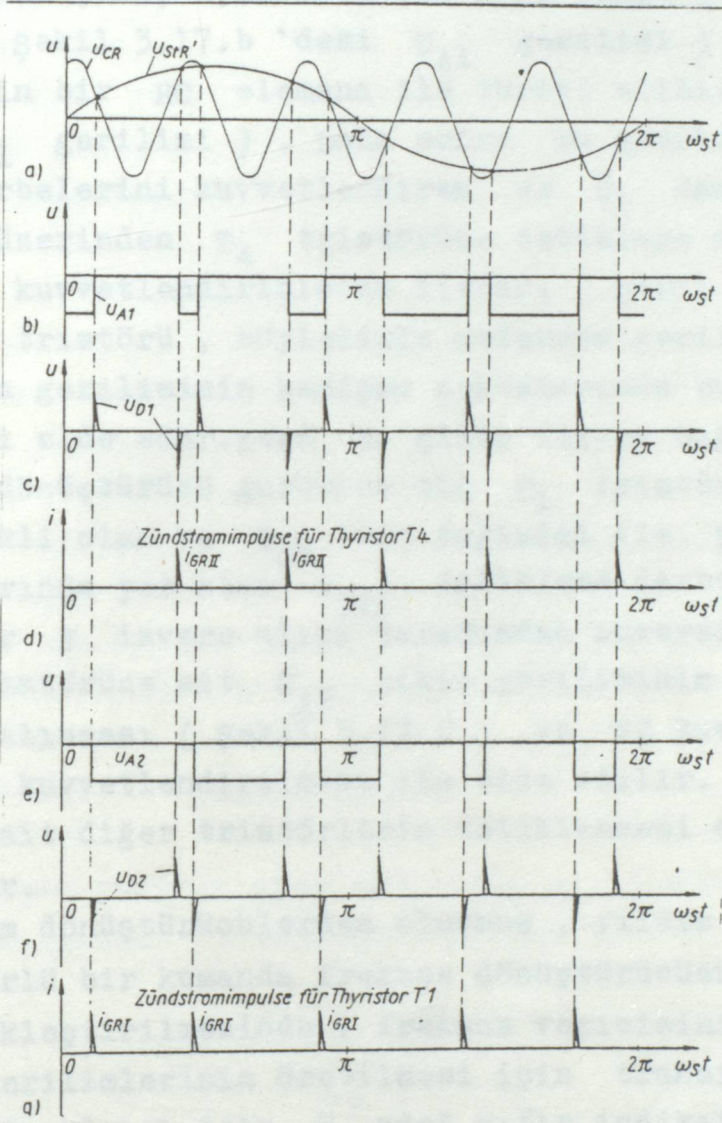


Şekil 3.16 - R , S ve T çıkış fazlarına sahip , üç fazlı bir kumanda frekans çeviricisinin kontrol sistemi için gerekli üç adet darbe kumanda katlarının prensip şeması .

- Bu şemada ;
- FG : Kumanda gerilimi vericisi .
 - E : Sıfır indikatörü .
 - N : İvers alıcı .
 - V : Kuvvetlendirici .

bloklarını gösterir.

U_{CR} , U_{CS} ve U_{CT} referans gerilimleri , kumanda gerilimine bir gerilim eşitlemek ($\hat{U}_C = \hat{U}_{St}$) ve primer şebekenin galvanik olarak yalıtımını sağlamak için T_R , T_S ve T_T transformatörleri üzerinden bağlanmıştır. T_R , T_S ve T_T transformatörleri, giriş ile referans gerilimleri arasında , şekil 3.15 'de verilmiş olan faz durumlarını emniyetli olarak sağlayacak şekilde giriş şebekene bağlanmıştır.



Şekil 3.17 - Girişteki R fazına bağlı olan T_1 ve T_4 tristörleri için , şekil 3.16 'da gösterilmiş olan kumanda katının prensip şemasındaki örnek impuls darbelerinin değişimleri .

Şekil 3.17 , girişteki R fazına bağlı olan T_1 ve T_4 tristörleri için tetikleme darbelerinin nasıl üretildiğini gösteriyor. Bu tristörler R' çıkış fazı için gerilim sağlarlar. U_{STR} kumanda gerilimi , U_{CR} gerilimi ile seri bağlıdır. Şekil 3.17.a 'da bu durum gösterilmiştir. Bu gerilimler E sıfır indikatörüne aktarılır. Sıfır indikatörü , $U_{STR} - U_{CR} = 0$ olduğu her sıfır geçişinde , kararlı bir durumdan diğerine geçer ve böylece kendi çıkış uçlarında bir kare dalga gerilim darbeleri görünür. (Şekil 3.17.b 'deki U_{A1} gerilimi) . Bu kare dalga gerilimlerin bir RC elemanı ile türevi alınır. (Şekil 3.17.c - 'deki U_{D1} gerilimi) . Daha sonra bu gerilim , U_{D1} 'in negatif darbelerini kuvvetlendiren ve \ddot{U}_1 darbe aktarıcı transformatörü üzerinden T_4 tristörüne tetikleme darbeleri olarak veren V_1 kuvvetlendiricisine iletir. (Şekil 3.17.d 'de i_{GRII}) T_4 tristörü , böylelikle referans geriliminin değişimi ile kumanda geriliminin kesişme noktalarında bulunan ateşleme darbelerini elde eder. Keza R giriş fazına bağlı bulunan ve I nolu akım dönüştürücü gurubuna ait T_1 tristörünün tetiklenmesi için gerekli olan ve U_{CR} 'nin değişimi ile U_{STR} 'nin kesişme noktalarında yer alan i_{GRI} tetikleme darbeleri ; aynı şekilde , bir N invers alıcı tarafından inversi alınmış olan sıfır indikatörüne ait U_{A2} çıkış geriliminin (Şekil 3.17.e) türevinin alınması (Şekil 3.17.f) ve V_2 kuvvetlendiricisi tarafından kuvvetlendirilmesi ile elde edilir. S ve T çıkış faşlarına ait diğer tristörlerin tetiklenmesi de analog olarak gerçekleşir.

Akım dönüştürücülerden oluşmuş , yıldız bağlı , üç fazlı 18 tristörlü bir kumanda frekans dönüştürücüsünün kumanda katının gerçekleştirilmesinde , frekans vericisinin yanında , referans gerilimlerinin üretilmesi için transformatörlere , darbelerin aktarılması için 9 adet sıfır indikatörüne , 9 adet invers alıcıya ve de 18 adet darbe kuvvetlendiricisine ihtiyaç vardır. Eğer montaj olarak alternatif akım köprü devreli frekans dönüştürücü montajı kullanılıyorsa , o zaman kumanda katının masrafları iki kat artar. (Şekil 3.13.b 'deki 36 tristörlü devre için.)

3.3.4.2 - KUMANDA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜNÜN ÇIKIŞ GERİLİMİ :

Daha önce izah edildiği gibi kumanda frekans çeviricisinin U_S çıkış gerilimi , U_P giriş geriliminin parçalarından oluşur. Bundan dolayı frekans çeviricisinin çıkış gerilimi , temel harmoniğin yanında çok sayıda harmonikleri içerir. Frekans çeviricinin alternatif akım motorlu frekans kumandalı tahriklerinde kullanılması için , U_S çıkış geriliminin içinde yer alan temel harmonik ve daha yüksek dereceli harmoniklerin iyi analiz edilmesi gerekir. Çıkış geriliminin ve akımının sadece temel harmoniği , makinada faydalı momentin oluşmasına yardım eder. Çıkış gerilimi ve akımında yer alan diğer harmonikler ise , faydalı moment ile üst üste çakışan frenleme ve salınım momentlerini üretirler. Bu momentler ilave kayıplara da sebep olurlar ve bundan dolayı , makinanın nominal gücü tam olarak kullanılamayabilir. Verimde de yaklaşık olarak %2 ila %5 kadar bir kayıp olur.

Kumanda frekans çeviricisine ait çıkış geriliminin temel ve daha üst mertebeli harmonikleri , zamana bağlı ateşleme açısından dolayı uzun bir matematiksel hesabı gerektirir. Bu değerlendirme bir bilgisayar ile kesin olarak yapılabilir. Bu incelemeler sonucu aşağıdaki sonuçlar meydana çıkar.

3.3.4.2.a - TEMEL HARMONİK :

Frekans çeviricisine ait çıkış geriliminin temel harmoniği için aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$u_{s1} = U_{dio} \cdot \frac{\hat{U}_{st}}{U_c} \sin W_{s1t} \quad \dots (3.11)$$

$$W_{s1} = 2 \cdot \pi \cdot f_{s1} \quad \dots (3.12)$$

Bu eşitliklerde ;

- U_{St} : Kumanda geriliminin genliği .
- U_c : Referans geriliminin genliği .
- U_{dio} : Her akım dönüştürücü gurubunun boştaki ideal D.C gerilimi .

dir. Boştaki ideal D.C gerilimi aşağıdaki formülle hesaplanır.

$$U_{dio} = \hat{U}_P \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \dots p > 1 \dots (3.13)$$

Bu formülde ise ;

- p : Darbe sayısı .
 \hat{U}_P : Tristörlerin girişlerinde bulunan şebeke gerilimi genliği .

3.11 eşitliğindeki \hat{U}_{St} ve \hat{U}_C gerilimlerinin genliklerinin oranı , G kumanda derecesi olarak da gösterilir.çünkü bu oran, zamana bağlı tetikleme açısının değişiminin üst sınırı ve dolayısıyla \hat{U}_{St} çevirici çıkış geriliminin genliği için verilen bir ifadedir. 3.11 eşitliği ile verilen U_{S1} geriliminin max. değeri için şu ifade geçerli olur.

$$\hat{U}_{S1} = U_{dio} \cdot \frac{\hat{U}_{St}}{\hat{U}_C} = U_{dio} \cdot G \dots 0 \leq G \leq 0,9 \dots (3.14)$$

Gerekli olan minimum ateşleme geciktirmesinden dolayı , 3.14 nolu eşitlikteki G kumanda derecesinin sınırlanması şarttır.

3.3.4.2.b - YÜKSEK MERTEBELİ HARMONİKLER :

Frekans çeviricisinin U_S çıkış gerilimlerindeki U_{Sv} harmoniklerinin hepsi , kullanılan çevirici devrenin önemli ölçüde p darbe sayısına ve de giriş şebekesinin f_P frekansına bağlı olan ve sınırlı genlikleri ile süreklilik göstermeyen bir frekans spekturumunu teşkil ederler.Bu frekans spekturumları , $p = 3$ için ve $p = 6$ için örnek olarak şekil 3.18.a ve b 'de gösterilmiştir.Frekans sahası içindeki maximum ve minimum genlikler şu formüle göre meydana gelir.

$$k.(f_P - f_S).p \leq f_{Sv} \leq k.(f_P + f_S).p \dots (3.15)$$

Bu formülde ;

- f_P : Giriş şebekesi frekansı .
 f_S : Çıkış frekansı .
 f_{Sv} : Harmoniklerin frekansı .
 $k = 1, 2, 3 \dots$

'dür.

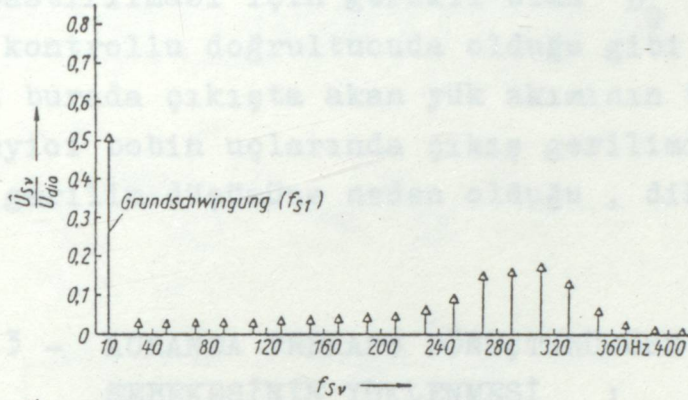
Harmoniklerin en büyük genliği , yaklaşık olarak tam kontrollü doğrultucuda olduğu gibi , aynı p darbe sayısında ve aynı G kumanda derecesinde meydana gelir.Kontrollü bir doğrul-

tucuda , 3.14 nolu eşitlik ;

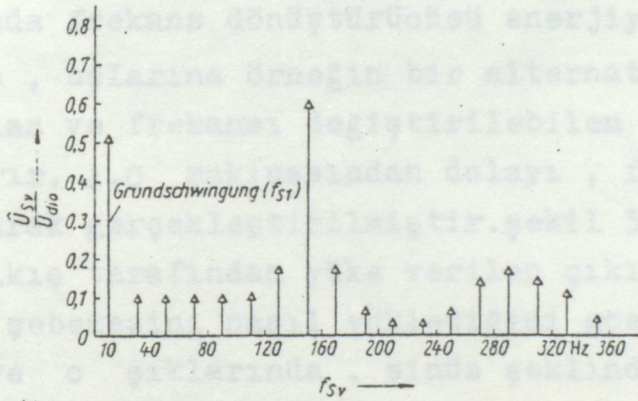
$$G = \frac{U_{di\infty}}{U_{dio}} \dots (3.15)$$

şeklinde analog olarak kullanılır. Burada ;

$U_{di\infty}$: kontrollü doğrultucunun boştaki D.C çıkış gerilimidir.



a)



b)

Şekil 3.18 - $f_p = 50$ Hz giriş frekansında , kumanda frekans çeviricisinin çıkış gerilimine ait harmonik analizi .

Bu analiz , kumanda derecesi $G = 0,5$ ve çıkış faz kayması

$\varphi_{S1} = 0$ için yapılmıştır.

a - Darbe sayısı $p = 3$ için yapılan analiz .

b - Darbe sayısı $p = 6$ için yapılan analiz .

Bu şekillerdeki gerilimler ;

- U_{dio} : Bir akım dönüştürücü gurubun ideal boşta çalışma D.C gerilimi .
 U_{Sv} : Çıkış gerilimindeki harmoniklerin genlikleri .
 f_{Sv} : Çıkış gerilimindeki harmoniklerin frekansları .

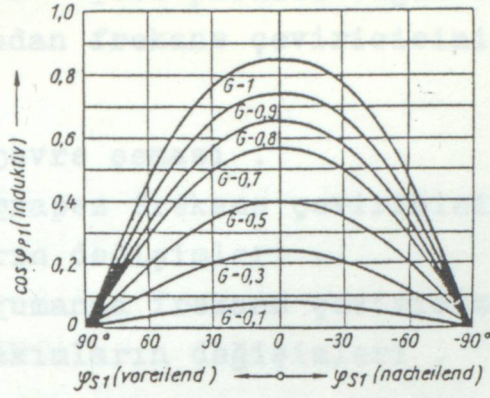
şeklindedir.

Dönüştürücünün sekonder gerilimindeki harmonikler , yük akımındaki harmoniklere de sebep olurlar.yük akımına ait bu harmoniklerin bastırılması için gerekli olan D_G dengeleyici şok bobini aynı kontrollü doğrultucuda olduğu gibi boyutlandırılabilir.yalnız burada çıkışta akan yük akımının temel bileşenininde , dengeleyici bobin uçlarında çıkış geriliminin genliğini azaltan bir gerilim düşümüne neden olduğu , dikkate alınmak zorundadır.

3.3.4.3 - KUMANDA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ İLE BESLEME ŞEBEKESİNİN YUKLENMESİ :

Kumanda frekans dönüştürücüsü enerjiyi , R S T giriş şebekesinden , uçlarına örneğin bir alternatif akım makinası bağlanmış olan ve frekansı değiştirilebilen R'S'T' çıkış şebekesine aktarır. A.C makinasından dolayı , frekans çeviricisi üç fazlı olarak gerçekleştirilmiştir.şekil 3.19 , frekans çeviricisinin çıkış tarafından yüke verilen çıkış akımlarının , üç fazlı giriş şebekesini nasıl yüklediğini gösteriyor.şekil 3.19 'un a , b ve c şıklarında , sinüs şeklinde olan yük akımlarının kendi fazına ait çıkış gerilimiyle aynı fazda olduğu durumu için , çıkış şebekesindeki fazlar arası gerilimlerini ($U_{SR'}$, $U_{SS'}$ ve $U_{ST'}$ gerilimlerini) gösteriyor.

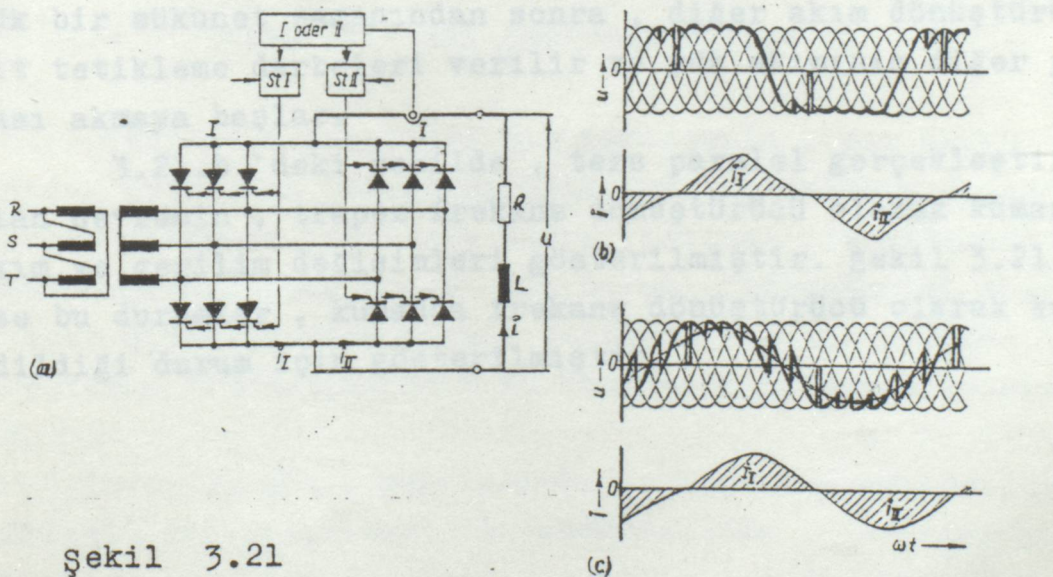
Çıkış yük akımı , her defasında yüke bağlı olan ve o giriş fazında çalışan yarı iletken anahtar üzerinden elde edilir. Bu suretle 3.19.d , e ve f şekillerinde gösterilmiş olan primer akımları i_{PR} , i_{PS} ve i_{PT} meydana gelir.Örneğin , i_{SR} çıkış akımına iştirak eden giriş akımları , 3.19.d , e ve f şekillerinde tarama ile ayrıca gösterilmiştir.Çörüldüğü gibi giriş akımları sinüs formunda değildir ve primer gerilimlerine kıyasla kendi fazları kaymıştır.Aynı darbe sayılı kontrollü doğrultucuda olduğu gibi , giriş akımlarının dalga şekilleri aynı şekilde bozulmuştur.



Şekil 3.20 - Giriş şebekesindeki $\cos \varphi_{P1}$ kayma faktörünün ,parametre olarak alınan G kumanda derecesine ve çıkış tara-
fındaki φ_{S1} faz kaymasına olan bağıllığı.

3.3.5 - DOĞRUDAN FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE SİRKÜLASYON AKIMSIZ İŞLETME :

Doğrudan frekans dönüştürücülerinde de , sirkülasyon akı-
mının tam olarak azaltılması için , sirkülasyon akımsız devre-
ler kullanılabilir. Böylelikle bir akım dönüştürücü gurubun tetik-
leme impulsları kesilirken , akımı o anda geçirecek olan
akım dönüştürücü gurubu tetiklenir.



Şekil 3.21

Şekil 3.21 - Ters paralel bağlı akım dönüştürücülerden oluşmuş bir doğrudan frekans çeviricisinin sirkülasyon akımsız çalıştırılması .

a - Devre şeması .

b - Trapez frekans çeviricisinde gerilim ve akımların değişimleri .

c - Kumanda frekans çeviricisinde gerilim ve akımların değişimleri .

yukarıdaki şekillerde hem trapez , hem de kumanda frekans çeviricilerinde sirkülasyon akımsız çalışma gösterilmiştir. 3.21.a da ters paralel bağlı iki adet akım dönüştürücüsünün köprü montajındaki devresi verilmiştir. Bu ters paralel bağlı devre , hem trapez frekans dönüştürücü olarak , hem de kumanda frekans dönüştürücü olarak çalıştırılabilir. Sirkülasyon akımsız çalışmanın mümkün olabilmesi için , yük akımının yön değiştirdiği noktalar yakalanmak zorundadır. Eğer yükün şekil 3.21 'deki gibi endüktif bileşenin olduğu kabul edilirse , yük akımı yük gerilimine göre faz kaymasına uğrar. Gerilim I ve II nolu akım dönüştürücülerinin karşılıklı kumandası ile yön değiştirmesine karşılık , akım endüktif bileşenden dolayı kendi yönünü hemen değiştirmez. Dolayısıyla aynı akım dönüştürücü herşeyden önce inverter çalışmaya devam eder. Daha sonra yük akımı sıfır noktasına varırsa , böylece sıfır geçişi yakalanır ve bu anda akımı geçiren dönüştürücü grubun tetikleme darbeleri kesilir. Çok küçük bir sükunet zamanından sonra , diğer akım dönüştürücü gruba ait tetikleme darbeleri verilir ve yük akımının diğer yarım dalgası akmaya başlar.

3.21.b 'deki şekilde , ters paralel gerçekleştirilmiş olan devrenin , trapez frekans dönüştürücü olarak kumandasındaki akım ve gerilim değişimleri gösterilmiştir. Şekil 3.21.c 'de ise bu durumlar , kumanda frekans dönüştürücü olarak kumanda edildiği durum için gösterilmiştir.

4 - GERİLİMİN AYARI VE DALGA ŞEKLİNİN DÜZELTİLMESİ :

4.1 - GİRİŞ :

İnverter tarafından elde edilen gerilimin genliğini değiştirmek , birçok uygulama için zaruret halini almıştır. Örnek olarak asenkron makinalarının değişken frekanslı inverterler üzerinden beslenmesinde , makina uçlarında frekanla yaklaşık lineer şekilde artan bir gerilim istenir. Zorlamalı komütasyonlu inverterler tarafından üretilen alternatif gerilimin kumandası için , değişik metotlar kullanılabilir. Bu metotlar ;

- i - Doğru akım tarafında gerilim ayarı ,
- ii - İnverterin kendi içinde gerilim ayarı ,
- iii - Alternatif akım tarafında gerilim ayarı

şeklinde sıralanabilir.

İlk yöntemde , doğru akım ara devresindeki gerilim değiştirilir. İkinci yöntem , inverterde üretilen gerilimin bizzat kendi içinde kesme kumandasıyla veya da darbe kumandası yöntemiyle değiştirilmesine dayanır. Üçüncü yöntemde ise üretilen gerilim , ya dönüştürme oranı ayarlanabilir bir transformatör üzerinden veya da çıkış geriliminin faz durumları , kumanda büyüklüğünün uygun faz kaydırması ile birbirine göre değiştirilebilen birden fazla inverterin çıkışları seri bağlanarak değiştirilir.

4.2 - DOĞRU AKIM ARA DEVRESİNDE AYAR :

Kendinden denetimli bir inverterin , bir akümülatör bataryası üzerinden çalıştırıldığı özel durumların dışında , doğru akım ihtiyacı , bir ara devre vasıtası ile alternatif şebekeden sağlanır. Daha önceki ara devreli inverterler bölümünde bu ayar metodlarından kısaca bahsedilmişti. Bu bölümde ise , bu metodun avantajlarından ve dezavantajlarından bahsedilecektir.

İnverter çıkış geriliminin , D.C ara devresindeki gerilimin değiştirilmesi ile kumandasında ; inverter çıkış gerilimine ait dalga şeklinin , gerilim değişmelerinde sabit kalması ve D.C ara devresindeki kaynak geriliminin salınımlarının düzeltilebilmesi gibi avantajlar elde edilir.

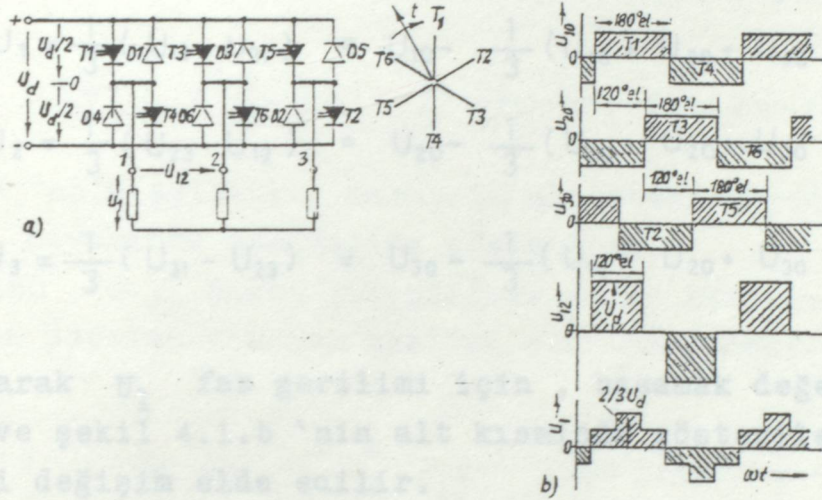
Bu sistemin yegane sakıncası ise ; inverter devrelerinde komütasyon olayı için gerekli kondansatör geriliminin U_d doğru gerilimiyle orantılı olmasıdır. Bu doğru gerilimin kumanda esnasında azaltılması , inverter içinde komütasyon problemi yaratır. Doğru akım ara devresinin relativ olarak küçük gerilimlerinde de yük akımının söndürülebilmesi için , komütasyon düzeninin buna göre boyutlandırılması gereklidir. Diğer bir imkan da , inverterdeki söndürme kondansatörünü yük akımına bağlı olarak şarj etmek, veya D.C ara devreden bağımsız olarak ayrı bir kaynak gerilimi üzerinden şarj etmektir. Gerilim kumandasını doğru akım ara devresinde yapmanın bir sakıncası da , şebeke denetimli doğrultucunun kesme kumandası sebebiyle , alternatif akım şebekesinde kötü bir güç faktörünün ($\cos \varphi < 1$) meydana gelmesi ve bunun dışında ara devrede çok sayıda harmoniklerin üretilmesidir. Şayet D.C ara devresindeki gerilimin kumandası için kesme kumandası bırakılsa ve kontrolsüz gerçekleştirilen doğrultucunun girişinde bir ayar transformatörü kullanılırsa , yukarıda sayılan bu dezavantajlar nispeten giderilebilir. Ancak kullanılacak olan bu yeni sistemin avantajları ve dezavantajları , pratikteki kullanılabilirliği ve maliyeti iyi incelenmelidir.

4.3 - INVERTERİN KENDİ İÇİNDE GERİLİMİN AYARI :

4.3.1 - INVERTERDE KESME KUMANDASI :

Inverter çıkış geriliminin kumandası için ikinci bir imkan da , bu gerilimin bizzat inverterin içinde ayarlanmasıdır. Bundan dolayı zorlamalı komütasyonlu bir inverter tarafından üretilen kare dalga gerilim bloklarının genişliği , inverter kollarının iletim sürelerinin uygun bir şekilde kısaltılması ile veya faz kaydırmalı bir ateşlemenin gerçekleştirilmesi ile değiştirilebilir. Dolayısıyla bu yöntemde de , kendinden denetimli inverterin kesme kumandasından söz edilebilir. Gerilim bloklarının kısaltılması ile çıkış gerilimi azaltılabilir. Ancak kumandanın arttırılması ile birlikte temel harmoniğin yanında çıkış geriliminde düşük mertebeli harmonikler meydana gelir.

Şekil 4.1 , üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilmiş bir inverterde gerilimin nasıl teşkil edildiğini gösteriyor. T_1 'den T_6 'ya kadar olan tristörler , şayet 180° 'lik bir zaman sırası dahilinde tetiklenirse , şekil 4.1.b 'de gösterilmiş olan gerilim değişimleri elde edilir.



Şekil 4.1 - Üç fazlı köprü bağlantısındaki bir inverterde gerilimlerin oluşturulması .

a - Temel devre

b - 180° iletimde kalma süresinde gerilim değişimleri

yükün uçlarındaki fazlar arası gerilimi U_{12} ;

$$U_{12} = U_{10} - U_{20} \quad \dots (4.1)$$

eşitliğine göre belirlenir ve üç fazlı köprü montajındaki bir inverterde kolların iletimde kalma süreleri 180° olduğu durumda , bu gerilim 120° genişliğinde bloklardan oluşur. Diğer fazlar arası gerilimleri U_{23} ve U_{31} , aşağıdaki eşitliklere

uygun olarak belirlenebilir.

$$U_{23} = U_{20} - U_{30} \dots (4.2)$$

$$U_{31} = U_{30} - U_{10} \dots (4.3)$$

genel olarak bu üç fazlar arası çıkış gerilimi için ;

$$U_{12} + U_{23} + U_{31} = 0 \dots (4.4)$$

ifadesi geçerlidir.

İnverterin çıkış fazlarının simetrik olarak yüklenmesinde , U_1 , U_2 ve U_3 faz gerilimleri , fazlar arası gerilimlerden şu şekilde elde edilir.

$$U_1 = \frac{1}{3} (U_{12} - U_{31}) = U_{10} - \frac{1}{3} (U_{10} + U_{20} + U_{30}) \dots (4.5)$$

$$U_2 = \frac{1}{3} (U_{23} - U_{12}) = U_{20} - \frac{1}{3} (U_{10} + U_{20} + U_{30}) \dots (4.6)$$

$$U_3 = \frac{1}{3} (U_{31} - U_{23}) = U_{30} - \frac{1}{3} (U_{10} + U_{20} + U_{30}) \dots (4.7)$$

Örnek olarak U_1 faz gerilimi için , basamak değerleri $\frac{U_d}{3}$ ve $\frac{2U_d}{3}$ olan ve şekil 4.1.b 'nin alt kısmında gösterilen basamak şeklindeki değişim elde edilir.

Üç fazlı inverterlerde de , her bir tristörün iletimde kalma süresinin kısaltılması ile çıkışta üretilen gerilim azaltılabilir. Köprü devrenin bir fazındaki tristörlerin 180° 'den daha az bir sürede tetiklenmesinde , her iki tristörün kesimde olduğu sırada faz gerilimi artık yük akımının değerine ve yönüne bağlı olarak verilir.

Omik yüklerde meydana gelen gerilim değişimleri kolayca bulunabilir. Çünkü bu durumda D_1 'den D_6 'ya kadar olan ters akım diyotlarından hiçbir akım akmaz. Şekil 4.1 'de gösterilen inverterin tristörlerinin ateşleme sürelerinin kısaltılması durumunda ve çıkışında endüktif yük bulunması halinde , akım geçici bir süre için ters akım diyotları tarafından geçirilmekte iken , gerilim bağıntıları oldukça kompleks bir hale gelir. Faz akımı kesintili olmadığı müddetçe iletimde kalma süresinin kısaltılmasında dahi , 180° genişliğinde olan U_{10} , U_{20} ve U_{30} gerilim darbeleri sabit kalırlar ve böylelikle şekil 4.1.b 'de gösterilen U_{12} fazlar arası ve U_1 faz gerilimleri değişimi meydana gelir. Ancak faz akımı kesilmeye başlar başlamaz , yükün omik - endüktif olması durumunda da tetikleme sürelerinin kısaltılmasında , inverter tarafından üretilen çıkış gerilimi

azalır.

Ateşleme süresinin kısaltılmasından dolayı , inverter tarafından üretilen U_{12} fazlar arası geriliminin değişimi şekil 4.2 'de gösterilmiştir. Bu şekil , U_{12} gerilimindeki ateşleme süresine bağlı olan temel harmoniği ve de yüksek mertebeli harmonikleri gösteriyor. Harmoniklerin genliği olan \hat{U}_v 'ler , inverter tarafından oluşturulan ve basamak şekline sahip olan gerilimin bir fourier serisine açılması ile bulunabilir.

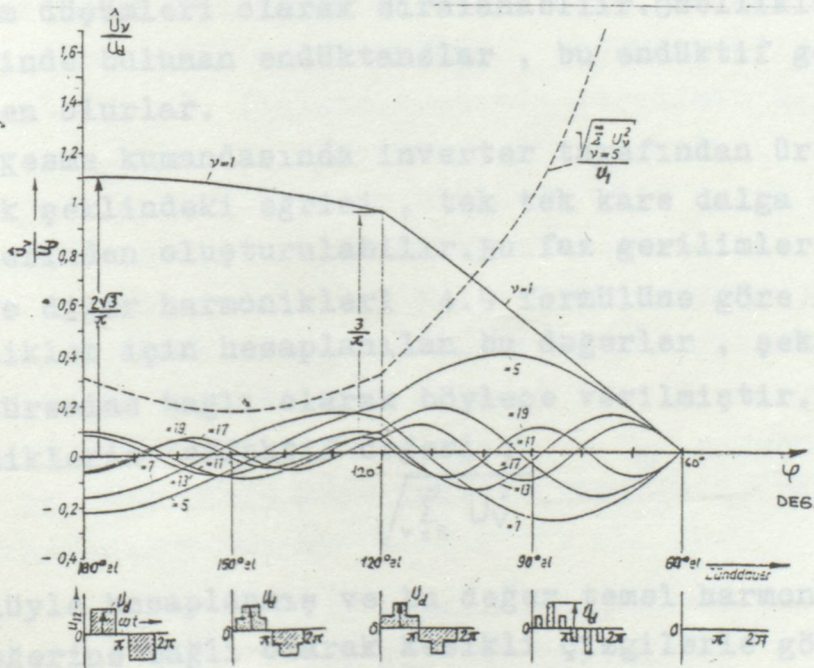
180° darbe genişliğine sahip ve genliği U_d olan kare dalga alternatif bir gerilimin fourier analizi şu sonuçları verir.

$$U(wt) = \frac{4}{\pi} \cdot U_d \cdot \left[\sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{(2v-1)} \cdot \sin(2v-1) \cdot wt \right] \dots (4.8)$$

Bu 4.8 'nolu eşitlik , harmonik mertebesi büyüdükçe harmoniklerin $\frac{1}{v}$ civarında azaldığını gösteriyor.

($180 - \varphi$) darbe genişliğine sahip kare dalga A.C gerilim için yapılan fourier analizi bizi aşağıdaki sonuçlara götürür.

$$U(wt) = \frac{4}{\pi} U_d \left[\sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{(2v-1)} \cdot \cos(2v-1) \frac{\varphi}{2} \cdot \sin(2v-1) wt \right] \dots (4.9)$$



Şekil 4.2

Şekil 4.2 - Üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilmiş bir inverterin U_{12} fazlar arası geriliminin içerdiği temel ve daha yüksek mertebeli harmoniklerin , omik yüklerde ateşleme süresine bağlılığı .

Bu eşitliklere göre , örneğin 120° genişlikteki gerilim bloklarından oluşan A.C gerilimin temel bileşeninin max. değeri ;

$$\varphi = 180^\circ - 120^\circ = 60^\circ$$

$$\hat{U}_1 = \frac{4}{\pi} \cdot U_D \cdot \cos \frac{60^\circ}{2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_D = 1,1 \cdot U_D \quad \dots (4.10)$$

effektif değeri ;

$$U_1 = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_D = 0,78 \cdot U_D \quad \dots (4.11)$$

olarak elde edilir.

Ara devre gerilimi U_d olarak alındığında elde edilebilir max. fazlar arası gerilim , $0,78$ çarpanı ile hesaplanabilir . Ayrıca bu devrede meydana gelebilecek gerilim düşümleri de dikkate alınması gerekir. Bu gerilim düşümleri ; tristör ve diyotların iletim durumlarında oluşan gerilim düşümleri , D.C ara devresindeki gerilim düşümleri , hatlarda meydana gelen gerilim düşümleri ve inverterdeki reaktansların uçlarında meydana gelen gerilim düşümleri olarak sıralanabilir. Özellikle komütasyon devresinde bulunan endüktanslar , bu endüktif gerilim düşümlerine neden olurlar.

Kesme kumandasında inverter tarafından üretilen gerilimin basamak şeklindeki eğrisi , tek tek kare dalga şekilli faz gerilimlerinden oluşturulabilir. Bu faz gerilimlerinin temel bileşeni ve diğer harmonikleri 4.9 formülüne göre hesaplanabilir. Harmonikler için hesaplanılan bu değerler , şekil 4.2 'de tetikleme süresine bağlı olarak böylece verilmiştir. Bu diyagramda bütün harmoniklerin efektif değeri ;

$$\sqrt{\sum_{v=5}^{\infty} U_v^2} \quad \dots (4.12)$$

formülüyle hesaplanmış ve bu değer temel harmoniğin (U_1) efektif değerine bağlı olarak kesikli çizgilerle gösterilmiştir. Bu değer , tristörlerin 150° iletimde kalma süresi için bir minimum verir. İletim süresinin 120° 'nin altına düşürüldüğü durumlarda ise çok ani olarak artar. Harmoniklerin genlikleri

sürekli azaltılan iletim süresi ile , temel salınımın genliğine oranla daha fazla artar. bir tristörün akım geçirdiği durumda yük ve şekil 4.2 'de gösterilmiş olan değişimler , şekil 4.1 'e göre gerçekleştirilmiş olan üç fazlı bir inverterin omik yükle yüklenmesi halinde bir çıkış fazı için geçerlidir.

4.3.2 - DARBE KUMANDASI :

Doğru akım kiyıcısında tanımlanan darbeleme yöntemleri , kendinden denetimli inverterlerde de çıkış geriliminin kumandası için kullanılabilir. Darbeleme yöntemine göre bu tür bir gerilim kumandasının prensibi şöyle açıklanır. : A.C kollarında bulunan tristör şalterler , çalışma periyodunun yarısında birçok defa devreye alınıp , çıkarılır ve böylece üretilen gerilimin ortalama değeri , iletimde kalma oranına bağlı olarak kademesiz bir şekilde ayarlanabilir.

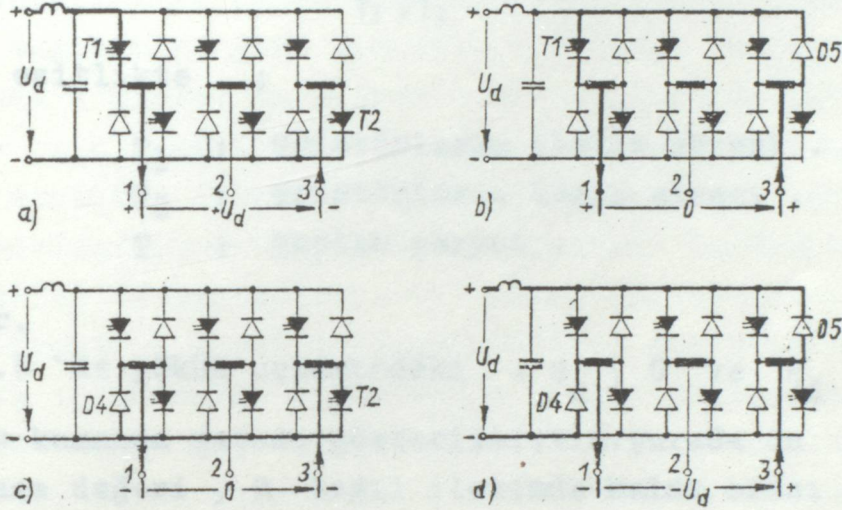
Inverterin darbe kumandasının bu prensibi , şekil 4.3 'ün yardımı ile kolayca açıklanabilir. Bu şekil , üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilmiş bir inverterin değişik anahtarlama durumlarını gösteriyor. 4.3.a durumunda , önce T_1 ve T_2 tristörlerinin ateşlenmiş olduğu varsayılmıştır. D.C ara devre akımının T_1 ve T_2 üzerinden aktığı bu durumda , U_d D.C ara devre gerilimi yükün 1 ve 3 nolu fazları arasında bulunur. T_2 tristörü şayet söndürülürse , endüktif bileşeni olan yük akımı , 1 ve 3 fazları arasında gerilimin sıfır olmasına rağmen , T_1 ve D_5 üzerinden akar. Şekil 4.3.b bu durumu gösteriyor. 4.3.c durumunda olduğu gibi şayet T_1 tristörü söndürülecek olursa , yük akımı benzer şekilde serbest olarak T_2 ve D_4 üzerinden akar. Her iki tristör de aynı anda söndürülürse yük akımı , U_d geriliminin polaritesinin aksine ara devreye doğru akacaktır. Bu anda 1 ve 3 nolu yük uçlarında şekil 4.3.d 'de gösterildiği gibi $-U_d$ meydana gelir.

Bu incelemeye göre yükün uçlarında üç farklı gerilim durumu mevcuttur. Bunlar ;

$+ U_d$... Normal çalışma
$U_d = 0$... Serbest çalışma
$- U_d$... Ters yönlü çalışma

'dır. Yükün uçlarında normal çalışma gerilimi mevcut iken ,

akımı geçirmekte olan her iki tristör enerjiyi , D.C taraftan yüke aktarır. Bir diyot ve bir tristörün akımı geçirdiği durumda yük ve D.C ara devresi arasında enerji alışverişi olmaksızın serbest çalışma meydana gelir. Ters akım diyotlarının akımı geçirdiği durumda ise enerji yük tarafından , D.C ara devresine geri verilir.



Şekil 4.3 - Üç fazlı bir inverterin değişik anahtarlama durumları .

- a - Normal çalışma durumu .
- b ve c - Serbest çalışma durumu .
- d - Ters çalışma durumu .

Yukarıdaki çalışma durumlarının incelenmesiyle akımın tristörlere ve diyotlara dağılışı için aşağıdaki kurallar çıkarılabilir. :

Omik yüklerde akım sadece tristörler üzerinden akar. Endüktif yüklerde ise akım dalgasına ait ilk yarı tristörler üzerinden akar. Akımın ikinci yarısı ise ters akım diyotları tarafından geçirilir. Böylece ters akım diyotları , reaktif akımın geri gönderilme imkanını verir. Tristör ve diyot kollarının boyutlandırılmasında , bu veriler dikkate alınmak zorundadır.

Kendinden denetimli inverterlerde gerilimin kumandası için değişik darbe kumanda yöntemleri şekil 4.4 'de mukayese edilmiştir.Şekil 4.4.a 'da gösterilen gerilimin iki durumlu darbe metodunda (+ U_d ve - U_d) , çalışma periyodunun bir yarısında pozitif ve negatif gerilim darbeleri yükün uçlarına uygulanır.Bu A.C çıkışa ait gerilimin ortalama değeri , λ bağlı iletimde kalma oranınının değiştirilmesi ile kontrol edilir.

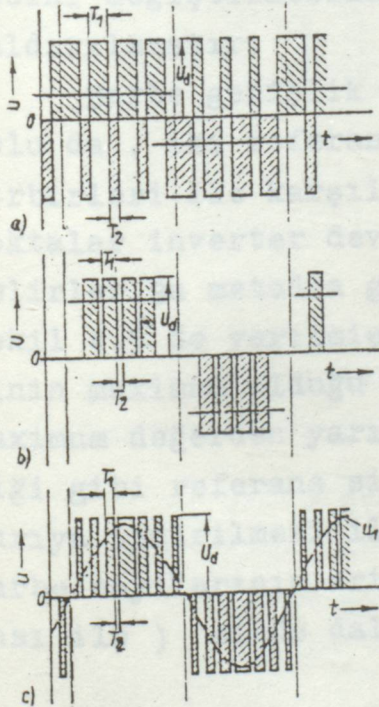
$$\lambda = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{T_1}{T} \dots (4.13)$$

Bu eşitlikte ;

- T_1 : Tristörlerin iletim süresi .
- T_2 : Tristörlerin kesim süresi .
- T : Toplam periyot .

'dir.

Şekil 4.4.b 'de yükün uçlarındaki + U_d , 0 ve - U_d 'den oluşan üç durumlu kumanda metodu gösterilmiştir.Burada da A.C gerilimin ortalama değeri , λ bağlı iletimde kalma oranı ile ayarlanır.



Şekil 4.4 - Kendinden denetimli bir inverterde çıkış geriliminin kumandası için darbe kumanda metodu .

- a - İki durumlu kumanda (+ U_d ve - U_d)
- b - Üç durumlu kumanda (+ U_d , 0 ve - U_d)
- c - Sinüs dalga şekline iyi bir yaklaşım için PWM kumanda .

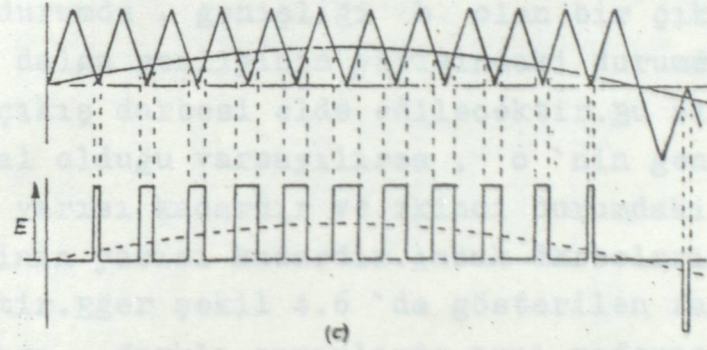
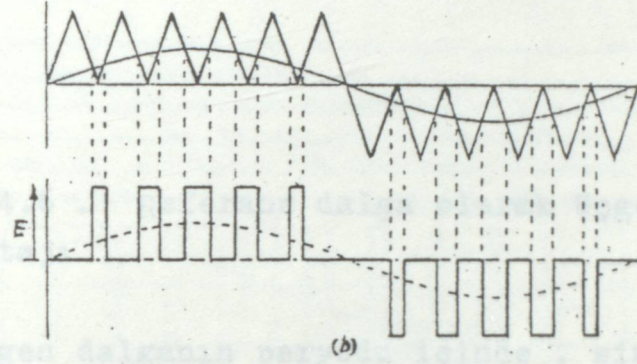
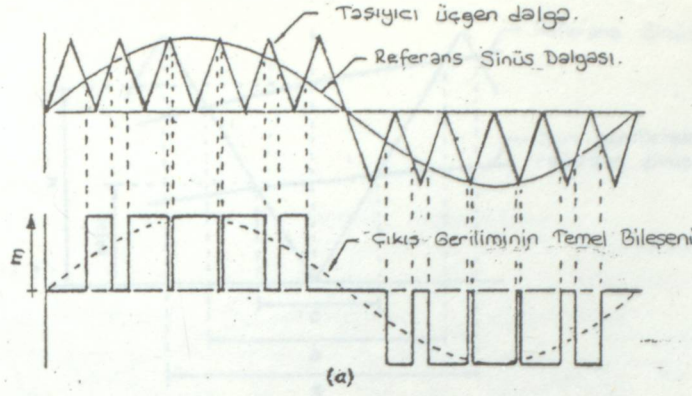
üç durumlu kumanda metodu , iki durumlu kumanda metoduna göre daha avantajlıdır.çünkü enerjinin yük ile D.C ara devresi arasında darbelendirilmesi arzu edilmez.Ayrıca üç durumlu kumandada akım azaldığında , akım değişimleri daha yavaş gerçekleşir.

Sinüs şeklindeki temel salınımına daha iyi bir yaklaşım , şekil 4.4.c 'de gösterilmiş darbe kumanda yöntemi ile elde edilir.Bu metotta , a ve b durumlarında olduğu gibi sadece sabit iletimde kalma oranı ile çalışılmaz , ayrıca da gerilim darbelerinin genişlikleri sinüs formundaki gerilimin olması gereken değerinin değişimine göre uydurulur.Bu metot " PWM - Harmonik eleme metodu " olarak da bilinir.yükün uçlarında bulunan darbe şeklindeki A.C gerilim , ideal durumda temel harmoniğin dışında sadece seçilmiş frekanslı harmonikler ile çok yüksek mertebeden harmonikleri içerir.yani belli sayıdaki harmonikler seçilerek yok edilir ve geriye etkileri ihmal edilebilecek olan çok yüksek frekanslı , ancak minimum genlikli harmonikler kalır. Böylece yük tarafındaki endüktansta , akım değişiminin arzu edilen sinüs dalga şekline çok iyi bir yaklaşımı elde edilir.

Bu tip darbe metodu ile , akım dönüştürücü devrelerinin örnek olarak A.C motor yüklerinde makinanın , motor çalışmadan generatör çalışmaya geçişte (yani makinanın çalışma bölgesini değiştirmesindeki) sahip olduğu dezavantajlar ortadan kaldırılmıştır.

Darbe genişlik modülasyonunu gerçekleştirmenin diğer bir yolu da , iki referans dalganın (sinüs ve üçgen dalgalar) birbirleri ile karşılaştırılmasıdır.Bu iki dalganın çakıştığı noktalar inverter devresine ait tristörlerin tetikleme anlarını belirler.Bu metodla gerilimin ve frekansın nasıl ayarlandığı şekil 4.5 'de verilmiştir. şekil 4.5.a , inverter çıkış geriliminin maximum olduğu durumu gösteriyor.Bu çıkış geriliminin maximum değerden yarıya azaltılması , şekil 4.5.b 'de gösterildiği gibi referans sinüs dalgasına ait gerilimin genliğinin yarıya indirilmesi ile yapılabilir.şekil 4.5.c ise üçgen dalga darbe sayılarının artırılması ile (örneğin iki katına çıkarılması ile) sinüs dalga frekansının azaltılmasını gösteriyor.

Şekil 4.5.d 'de referans sinüs dalgası olarak üçgen dalga ile karşılaştırılması bazı avantajlar sağlar.şekil 4.5.e , bu tip bir üçgen dalga kullanımının avantajlarını gösteriyor.



şekil 4.5 - Sinüs ve üçgen dalga referans sinyallerinin karşılaştırılması yöntemi ile PWM darbe kumanda metodu .

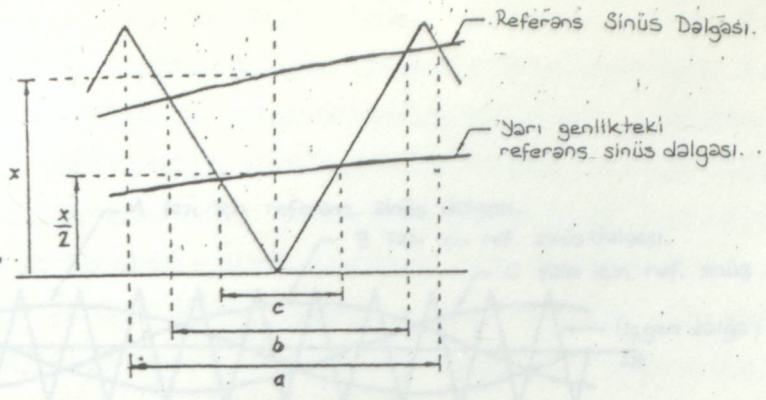
bu üçgen dalganın periyodu, referans sinüs dalgası genliğinin max. olduğu duruma eşitlenir. Sinüs dalgasının genliğinde bir çarpım faktörü kullanılarak, üçgen dalganın periyodu, referans sinüs dalgasının genliğinin yarısına düşürülür. Eğer şekil 4.5 'de gösterilen farklı genlikteki sinüs dalgaları , farklı zamanlarda aynı referans üçgen dalga ile karşılaştırılıyorsa , şekil 4.5 'teki durumlara benzer sonuçlar elde edilir.

Şekil 4.5 - Sinüs ve üçgen dalga referans sinyallerinin karşılaştırılması yöntemi ile PWM darbe kumanda metodu .

- Çıkış geriliminin maximum olduğu durum .
- b - Çıkış geriliminin yarıya düşürülmesi .
- c - Çıkış gerilimi ile birlikte çıkış frekansının da yarıya düşürülmesi .

Sinüs dalgasının referans sinyal olarak üçgen dalga ile karşılaştırılması bazı avantajlar sağlar.Şekil 4.6 , bu tip bir üçgen dalga kullanımının avantajını gösteriyor.

inverterin köprü kollarında bulunan ana ve yardımcı tristörle-
rine iletilir, böylece çıkışta PWM darbeleri elde edilir.

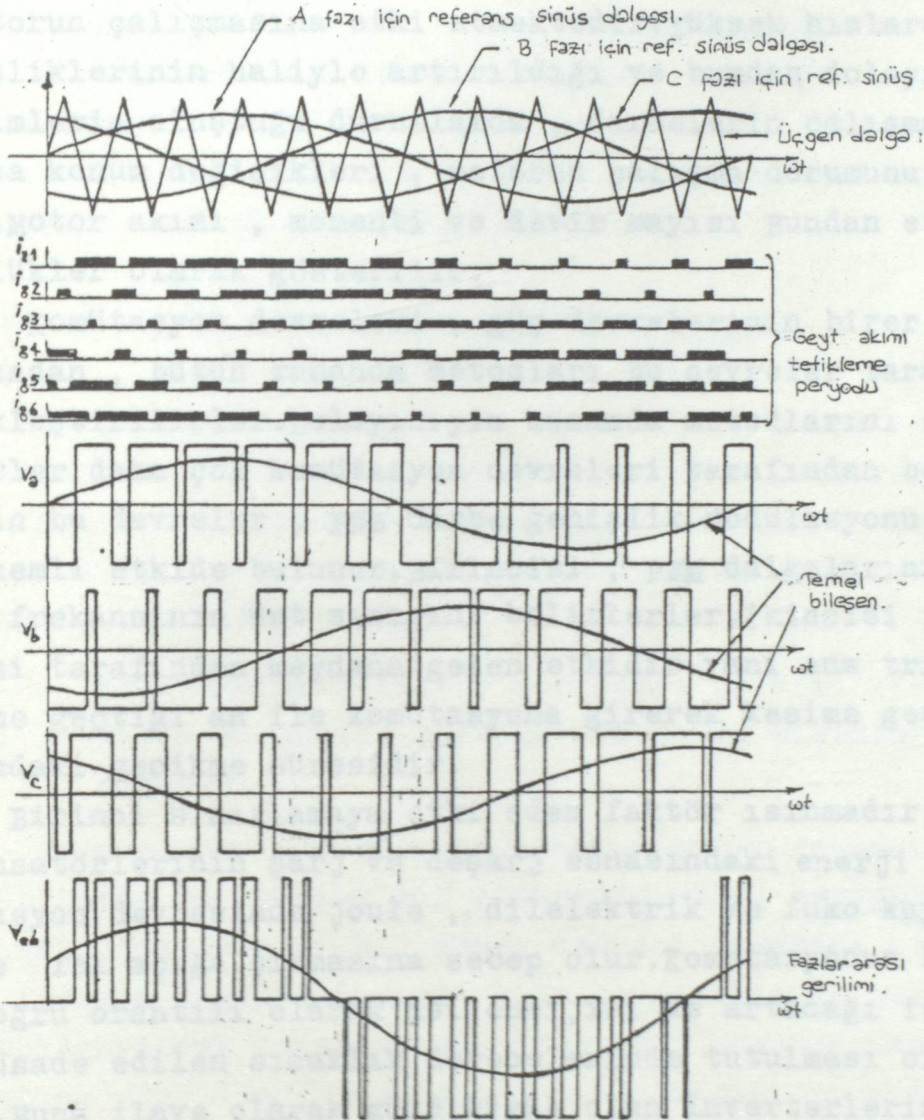


Şekil 4.6 - Referans dalga olarak üçgen dalga kullanıl-
masının avantajı .

Bu üçgen dalganın periyodu içinde , sinüs dalga genliğinin max. olduğu durumda , genişliği b olan bir çıkış darbesi elde edilir. Sinüs dalga genliğinin yarısındaki durumda ise c genişliğinde bir çıkış darbesi elde edilecektir. Bu sinüs eğri parçasının doğrusal olduğu varsayılırsa , c 'nin genişliği b 'nin genişliğinin yarısı kadardır ve ikinci durumdaki darbe alanı , ilk durumdakinin yarısı kadardır. Ancak darbelerin yüksekliği değişmeyecektir. Eğer şekil 4.6 'da gösterilen farklı genlikteki sinüs dalgaları , farklı zamanlarda aynı referans üçgen dalga ile karşılaştırılıyorsa , şekil 4.5 'deki durumlara benzer sonuçlar elde edilir.

Daha önce belirtildiği gibi bu dalgalar ile , genliği ve frekansı birbirinden bağımsız olarak kumanda etmek mümkündür. Üç fazlı bir sistemde , her faza ait referans sinüs dalgaları ayrı ayrı ve birbirlerine 120° faz farklı olacak şekilde üretilirler. Daha sonra aynı üçgen dalga üretici tarafından her faza gönderilen ve faz farklı olmayan dalgalar ile karşılaştırılırlar ve bunun sonucunda şekil 4.7 'de gösterilen üç fazlı çıkış gerilimleri üretilmiş olur. Şekilden de görüldüğü gibi tristörlerin tetikleme anlarının belirlenebilmesi için , referans sinüs dalgası yüksek frekanslı üçgen dalga ile modüle edilir. Dolayısıyla elde edilen ateşleme darbeleri , ilgili

inverterin köprü kollarında bulunan ana ve yardımcı tristörlerine iletilir. Böylece çıkışta PWM darbeleri elde edilir.



Şekil 4.7 - Üç fazlı köprü inverter için PWM darbe genişlik modülasyonu yapılmış dalga şekli .

Bu metodun avantajları olduğu gibi dezavantajları da mevcuttur. Bunlardan birisi , darbe konumlarının her periyot boyunca

sabit olmayışı ve zamanla küçük değişimlerin meydana gelmesidir. Bu değişimler, sinüs ve üçgen dalgalar arasındaki faz farkının sabit olmamasından kaynaklanmaktadır. Değişme oranı ise, sinüs dalga frekansı ile üçgen dalga frekansının katları arasındaki fark ile devamlı meydana gelmektedir. Bu olay, darbe sayısının yüksek ve temel bileşenin genliğinin küçük olduğu düşük hızlarda motorun çalışmasına etki etmektedir. Yüksek hızlarda darbe genişliklerinin haliyle artırıldığı ve bundan dolayı da büyük gerilimlerin oluştuğu durumlarda, darbelerin çalışma periyodu boyunca konum değişiklikleri, motorun çalışma durumunu etkilemektedir. Motor akımı, momenti ve devir sayısı bundan etkilenen ana büyüklükler olarak gösterilir.

Komütasyon devreleri, güç devrelerinin birer parçası olduğundan, bütün kumanda metodları bu devreler tarafından gerçekleştirilirler. Dolayısıyla kumanda metodlarını sınırlayan faktörler daha çok komütasyon devreleri tarafından belirlenir. Örneğin bu devreler, PWM darbe genişlik modülasyonu yöntemine iki önemli etkide bulunur. Birincisi, PWM dalgalarının içerdiği darbe frekansının üst sınırını belirlerler. İkincisi ise, güç devresi tarafından meydana gelen etkidir. Yani ana tristörlerin ilettime geçtiği an ile komütasyona girerek kesime geçtiği an arasındaki gecikme süresidir.

Birinci sınırlamaya etki eden faktör ısınmadır. Komütasyon kondansatörlerinin şarj ve deşarj esnasındaki enerji değişimleri, komütasyon devresinde joule, dielektrik ve fuko kayıpları şeklinde ısı açığa çıkmasına sebep olur. Komütasyonun hızlanması ile doğru orantılı olarak ısı enerjisi de artacağı için, sistemin müsaade edilen sıcaklık derecelerinde tutulması oldukça güçleşir. Buna ilave olarak gücü büyük olan inverterlerin yapılmasında, akım değerleri doğal olarak büyüyeceği için, bu akımlara dayanacak elemanlar da ısı üretimine katkıda bulunurlar. Bu durum hem soğutma probleminin doğmasına, hem de sistemin maliyetinin artmasına neden olur.

İkinci sınırlamada emniyetli bir çalışma temin etmek için gerekecek en küçük iletim süresinin dikkate alınması gerekir. Komütasyon devresine ait tristörlerin, akımı geçirmekte olan tristörü zamanından önce kesime geçirmemesi gerekir. Bunu sağlamak için tetikleme ünitesine, yardımcı tristörleri zamanından önce harekete geçirmeyecek bir kontrol devresi ilave edilir. Bu suretle ana tristörlerin en küçük çalışma süreleri bile

garanti altına alınmış olur.Çıkışta üretilen dalganın , temel harmoniğe daha iyi bir yaklaşımını sağlayabilmek için tristörlerin iletim sürelerinin minimum yapılmasında yarar vardır.çünkü bu şartlarda çıkıştaki harmonik oranının daha düşük bir seviyeye indirilmesi mümkün olur. PWM inverterlerde , komütasyon devresinin secilmesi ve boyutlandırılması sırasında temel alınacak faktör , minimum iletimde kalma süresidir.pratikte kullanılan tahrik sistemlerindeki inverterlerde bu süre çekilen güce göre değişmektedir.örneğin 15 HP `lik motorlar için bu süre 200 µs. veya daha küçük , 500 HP kadar büyüklükteki motorlar için ise bu süre 460 µs. `ye kadar çıkabilir.

4.3.3 - HARMONİKLERİN ELİMİNE EDİLMESİ :

Inverter çıkışları genel olarak kare dalga biçimine sahip gerilimlerden oluşur ve bu nedenle de çıkış gerilimleri yüksek oranda harmonik içerirler.Birçok uygulamalarda çıkış harmoniklerinin belli bir düzeyin altında tutulması gerekir.Bunun için şu metotlardan faydalanılır.

- i - Harmoniklerin filtre devreleri yardımı ile süzülmesi .
- ii - Düşük harmonik içerecek bir dalga biçiminin teşkil edilmesi .

Harmoniklerin süzülmesi , ancak sabit frekans çıkışlı inverterlerde başvurulan bir yöntemdir.çünkü değişken frekans çıkışları için yeterli bir süzme devresi tasarımı oldukça zordur. Sabit frekans uygulamalarında bile harmoniklerin süzülmesi için kullanılacak devre , hem inverterin boyutlarına , hem de maliyetine etki eder. Bunun için dalga biçiminin mümkün olduğunca az harmonik içerecek bir şekilde oluşturulması en pratik yöntemdir.

Şekil 4.8 `de iki durumlu PWM çıkış dalga şeklinin oluşturulması gösterilmiştir.Bu şekil örneğin üç fazlı bir inverter sisteminin sadece bir çıkış fazı olarak da düşünülebilir.Dalga şeklinde çeyrek dalga simetrisi olduğu dikkate alınıp , fourier serisine açılırsa ;

$$U_v = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{v} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \cdot \cos v \cdot \alpha_i \right] \dots (4.14)$$

elde edilir. Bu açılımdaki semboller ;

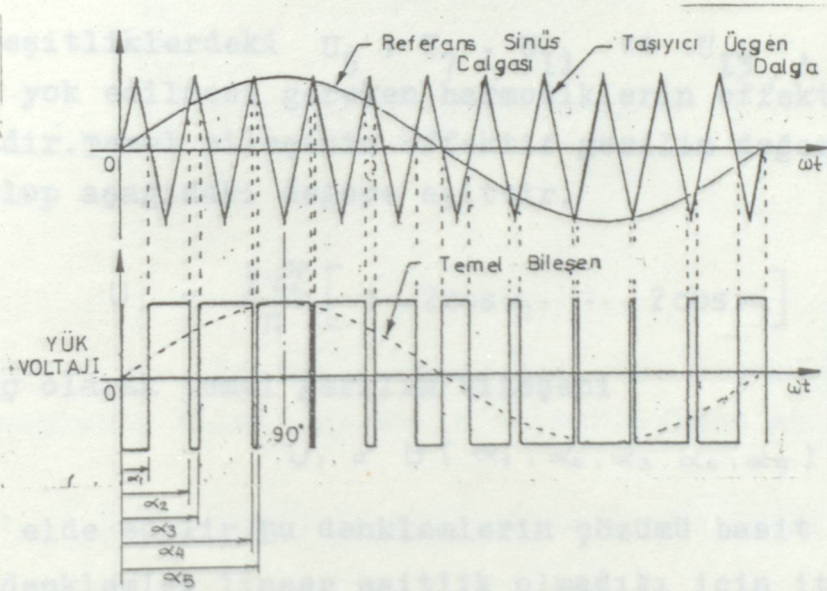
v : Harmonik mertebesi ,

α_i : Anahtarlama açıları .

m : Çeyrek dalga içindeki komütasyon sayısı .

şeklinde açıklanabilir.

En etkili harmonikler , 3 , 5 ve 7 ... gibi ana dalga-ya en yakın olan düşük mertebeli harmoniklerdir. Bilindiği gibi harmonik mertebesi arttıkça harmonik genlikleri $\frac{1}{v}$ ile orantılı olarak azalmaktadır. Ancak sistemin üç fazlı olduğu dikkate alınır , bu sistemde çift sayılı ve üç ve üçün katları olan harmonikler kendiliğinden yok olur. Dolayısıyla temel harmoniğe en yakın harmonikler 5 , 7 , 11 ve 13 nolu olanlarıdır. $m = 5$ alarak bu harmoniklerin nasıl yok edildiğini bulalım.



Şekil 4.8 - 5 , 7 , 11 ve 13 nolu seçilmiş harmonikleri yok ederek , iki durumlu PWM dalga şeklinin oluşturulması .

Buradaki m sayısı gelişigüzel alınan bir sayı değildir. Bu sayı , yok edilmek istenen harmonik sayısı ile ilgilidir. Yukarıdaki örnekte hem temel dalgayı istenen genlik değerinde ayarlamak , hem de bu dört adet olan 5 , 7 , 11 ve 13 harmonikleri yok etmek için $m = 5$ alınması zorunludur. Kısaca

söylemek gerekirse , değiştirilmek istenen büyüklük kadar , komütasyon açısı tayin etmek ve değişken sayısını böylece denklem sayısına eşitlemek için $m = 5$ alınmıştır.

Komütasyon açıları olan α_i 'ler aşağıdaki eşitliklerden hesaplanabilir.

$$U_5 = \frac{2\sqrt{2}}{5\pi} \cdot [1 - 2\cos 5\alpha_1 + \dots - 2\cos 5\alpha_5] = 0 \dots (4.15)$$

$$U_7 = \frac{2\sqrt{2}}{7\pi} \cdot [1 - 2\cos 7\alpha_1 + \dots - 2\cos 7\alpha_5] = 0 \dots (4.16)$$

$$U_{11} = \frac{2\sqrt{2}}{11\pi} \cdot [1 - 2\cos 11\alpha_1 + \dots - 2\cos 11\alpha_5] = 0 \dots (4.17)$$

$$U_{13} = \frac{2\sqrt{2}}{13\pi} \cdot [1 - 2\cos 13\alpha_1 + \dots - 2\cos 13\alpha_5] = 0 \dots (4.18)$$

Bu eşitliklerdeki U_5 , U_7 , U_{11} ve U_{13} , per - unit cinsinden yok edilmesi gereken harmoniklerin efektif gerilim değerleridir. Temel bileşenin efektif gerilim değeri sabit bir değerde olup aşağıdaki değere eşittir.

$$U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} [1 - 2\cos\alpha_1 + \dots - 2\cos\alpha_5] \dots (4.19)$$

sonuç olarak temel gerilim bileşeni

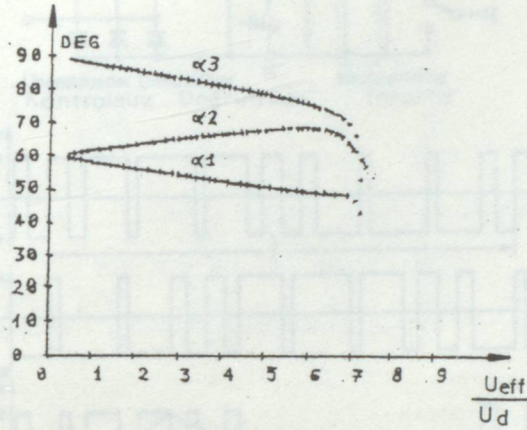
$$U_1 = U (\alpha_1 , \alpha_2 , \alpha_3 , \alpha_4 , \alpha_5) \dots (4.20)$$

şeklinde elde edilir. Bu denklemlerin çözümü basit değildir.

Çünkü bu denklemler lineer eşitlik olmadığı için iteratif metodlar ile çözümü gereklidir. Lineer olmayan bu denklemlerin çözümü için kullanılacak yöntemlerden biri de Newton - Raphson 'dur. Bu yöntem ile elde edilecek hata , diğer yöntemlere göre minimum olur. Sonuçlar , çıkışta istenilen gerilimin efektif olarak farklı değerlerine göre düzenlenmiş tablolar şeklinde verilir.

Daha fazla harmonik yok etmek için değişken sayısı , α_6 , α_7 , α_8 şeklinde arttırılabilir. Ancak üç fazlı sistemler için buna gerek yoktur. İnverterin çıkış yükünü oluşturan A.C motor devresindeki endüktanslardan dolayı 13 'den yukarı olan

olan harmoniklerin hemen hemen hiç etkisi olmaz. pratikteki uygulamalarda sadece 5 ve 7. harmonikler için hesaplar yapılır. Diğer harmoniklerin etkileri ise üç fazlı sistemlerde dikkate alınmaz. Şekil 4.9 'da üç fazlı , köprü montajında gerçekleştirilmiş bir inverterde , 5. ve 7. harmoniklerin yok edilmesi için anahtarlama açılarının değişimleri gösterilmiştir.

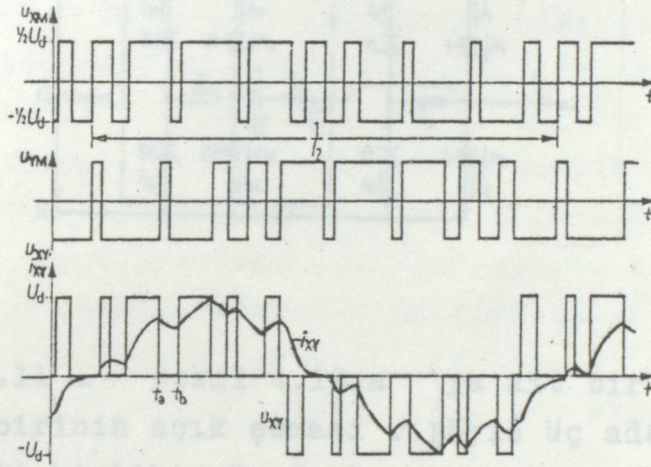
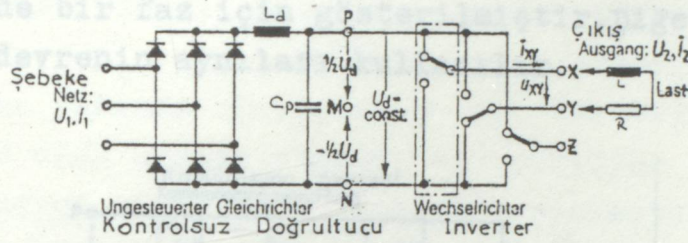


Şekil 4.9 - Üç fazlı köprü tipi bir inverterde , 5. ve 7. harmoniklerin eliminasyonu için anahtarlama açıları .

4.3.4 - DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU BİR İNVERTER DEVRESİ :

Böyle bir darbe genişlik modülasyonlu frekans dönüştürücü devresi ; şekil 4.10 'da prensip olarak gösterilmiştir. Ara devredeki P ve N uçları arasında sabit bir U_d doğru gerilimi mevcuttur. Bu D.C gerilim , belirli bir kumanda sırasına göre tetiklenen ve inverteri devreye sokup - çıkararak anahtarlar yardımı ile kesintili olarak X , Y ve Z çıkış uçlarına bağlanır. Şekil 4.10.b 'de hayali bir M orta noktasına göre X ve Y çıkış uçlarında meydana gelen gerilimler U_d cinsinden gösterilmiştir. Bu her iki gerilimin farkı , inverterin fazlar arası çıkış gerilimini oluşturur. Bu çıkış gerilimi şekil 4.10.b nin alt kısmında U_{xy} olarak gösterilmiştir. Ayrıca , omik - endüktif yükler için bu faza ait i_{xy} çıkış akımı da aynı şekil

üzerinde çizilmiştir. Bu inverterin anahtarlama frekansı ve kumanda planı , çıkış akımının sadece ve sadece temel harmoniği içerecek şekilde seçilir.



Şekil 4.10 - PWM inverter devresi . U_d sabit bir ara devre geriliminden , U_{xy} değişken bir çıkış gerilimi üretmek için inverterin darbe genişlik modülasyonuna göre kumandası .

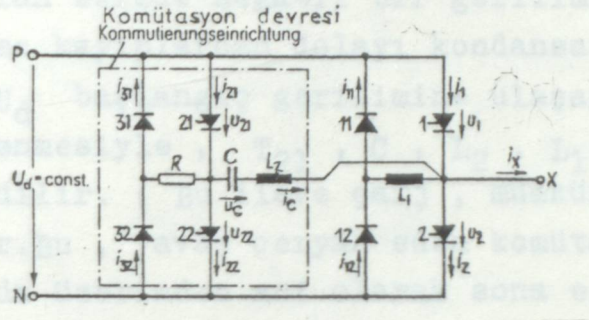
Gerilimin darbe genişlik oranı , i_{xy} çıkış akımını mümkün olduğunca sinüs dalga şekline yaklaştıracak şekilde değiştirilir.

a - prensip devre şeması .

b - X ve Y çıkışlarına ait faz ve fazlar arası gerilimleri .

PWM inverterin esas kullanım alanı , alternatif akım makinalarının (bilhassa kısa devre rotorlu asenkron motorlarının) devir sayısı ayarıdır. Bunun yanında PWM inverteri , bir

akü bataryasından beslenerek sabit çıkış frekanslı sistemlerde örneğin UPS kesintisiz güç kaynaklarında rahatlıkla kullanılabilir. Bunun yanında bu inverter , uygun bir kumanda ile , çıkış gerilimindeki belirli sayıdaki harmonikleri bastırma imkanını verir. Doğal olarak bu inverter , şekil 4.10.a 'da verilen prensip şemata olduğu gibi mekanik anahtarlardan meydana gelmez. Her köprü kolunun bir devre düzeni vardır. Bu düzenlerden biri , şekil 4.11 'de bir faz için gösterilmiştir. Diğer iki köprü kolu için de bu devrenin aynısı kullanılır.



Şekil 4.11 - Şekil 4.10.a 'ya ait bir inverterdeki her üç şalterden birinin açık şeması . Böyle üç adet donanım , uygun bir kumanda ile birlikte üç fazlı PWM bir inverteri oluşturur.

X çıkış ucu , iki ana tristör ve iki ters akım diyodu üzerinden , çıkış gerilimlerinde akımın her iki yönde de akabileceği şekilde bağlanmıştır. Bir yarı iletken anahtardan , diğerine doğru zamanda akım geçişlerini sağlayabilmek için , bu şekilde dizayn edilmiş komütasyon devresi gereklidir.

Bu devredeki tristörlerin zorlanmaları kolayca görülmeyebilir. Bu zorlanmalar , şekil 4.12 'de ayrıntılı olarak gösterilmiştir. Şekil 4.12 'nin sol kısmında koyu olarak uzatılmış zaman ölçeği , şekil 4.10.b 'deki t_a anının çevresindeki komütasyon olayları gösteriyor. Sağ kısımda ise t_b anı civarındaki olaylar gösterilmiştir. İlk durumda çıkış akımı olan i_x , 1 nolu ana tristörden 12 nolu ters akım dioduna aktarılmıştır. İkinci durumda ise bu akımın aynı ters akım diodundan tekrar 1 nolu ana tristöre aktarımı gerçekleşmiştir. Ana tristörlerin

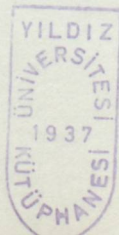
söndürülmesi için her defasında bir yardımcı tristör t_1 ve t_{11} anlarında ateşlenmiştir. Biraz sonra ise t_4 ve t_{13} anlarında ana tristör tekrar tetiklenmiştir.

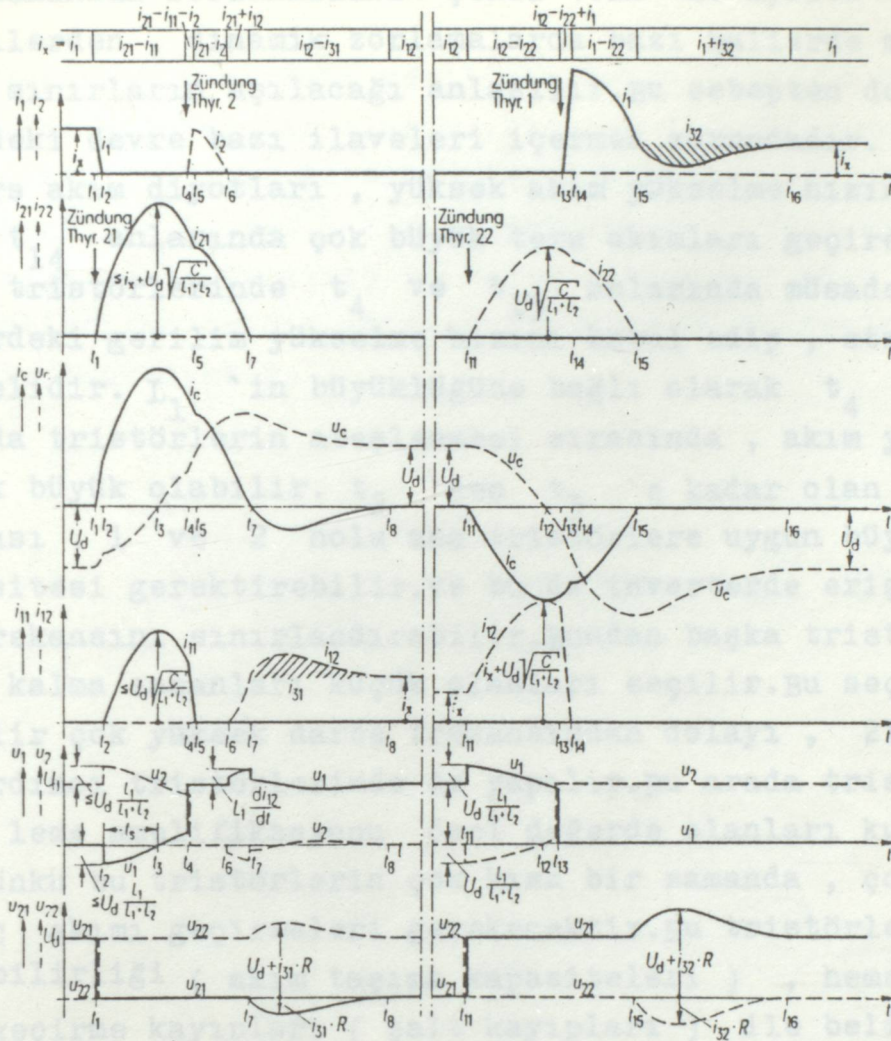
Olayların detayları ve tristörlerin zorlanmaları şekil 4.12 'den görülebilir. Olayların kabaca bir tanımlanması şöyle yapılabilir. :

Soldaki bölümde , 21 nolu yardımcı tristörünün t_1 anında tetiklenmesi ile 1 nolu ana tristör söner. Bu anda söndürme kondansatörü , L_2 , L_1 , D_{11} ve T_{21} üzerinden rezonansa başlar ve bunun yanında sönmüş olan T_1 tristörü , t_2 'den t_3 'e kadar olan sürede negatif bir gerilime maruz kalır. Devredeki önlenemeyen kayıplardan dolayı kondansatör , salınımdan sonra tekrar U_d başlangıç gerilimine ulaşamaz. Bu kondansatör , T_2 'nin ateşlenmesiyle , T_{21} , C , L_2 , L_1 ve T_2 üzerinden yeniden şarj edilir. (Bu ilave şarj , mümkün olduğunca önceden başlatılmalıdır. Bu , yavaş ceryan eden komütasyon olayının D_{12} ters akım diyodu üzerinden ani olarak sona erdirilmesi için gereklidir.) Bu ilave şarj , kondansatörün aşırı yüklenmesine sebep olur. Ancak kondansatörünün üzerindeki bu aşırı gerilim , D_{31} deşarj diyodu ve R direnci ile tekrar U_d gerilimine azaltılır. t_7 anından itibaren i_x yük akımı D_{12} ters akım diyoduna geçmiş olur.

Şekil 4.12 'nin sağındaki kısmında ise , bu i_x akımı tekrar 1 nolu ana tristöre aktarılır. Akımın D_{12} 'den T_1 'e geçişi için , bunun hiç gerekli olmamasına rağmen burada da önce T_{22} yardımcı tristörü tetiklenir. Bu , kondansatörün daha sonra tekrar T_1 'in söndürülmesinde kondansatörün doğru polaritesine kavuşması için , çoğu defa kondansatörün salınmasına yardımcı olur. T_1 'in tetiklenmesi , yeniden kondansatörün aşırı yüklenmesine sebep olur. Böylelikle gerçekleşen aşırı şarj D_{32} diyodu ve R direnci üzerinden tekrar azaltılır.

Şekil 4.12 'nin en başında , çıkış akımı i_x 'in her defasında hangi akımlardan meydana geldiği gösterilmiştir. Çıkış akımı olan i_x 'in ters yönlü akması durumunda , son rakamı 1 olan yarı iletkenler , kendileri ile birlikte fonksiyonlarını son rakamı 2 olanlar ile yer değiştirirler.





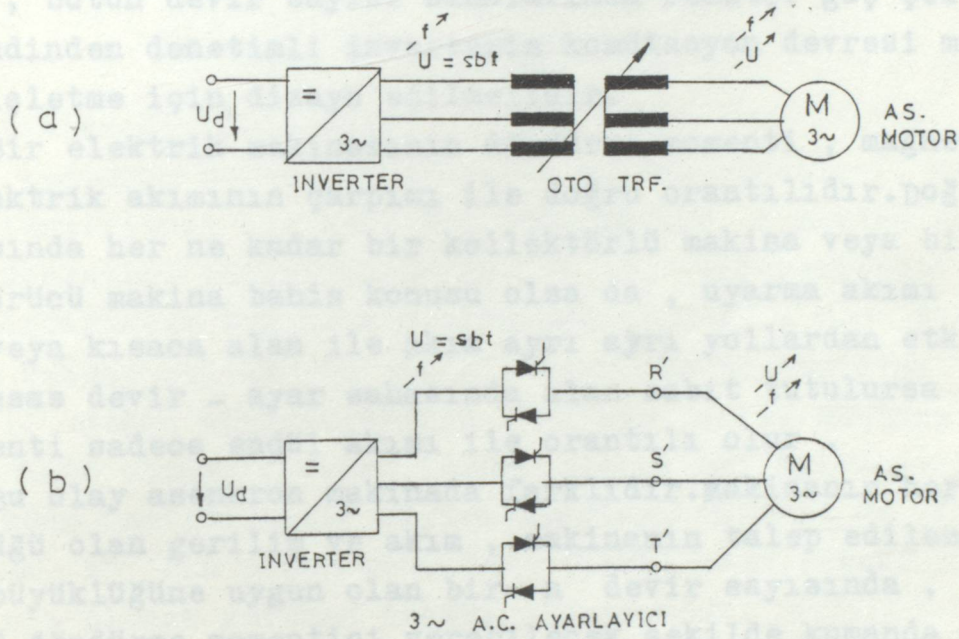
şekil 4.12 - şekil 4.11 'e göre gerçekleştirilen devredeki triistörlerin , şekil 4.10 'a göre bir çıkış vermeleri durumunda t_a ve t_b anları civarındaki zorlamaları. yük akımı olan i_x 'in , 1 nolu ana triistörden , 12 nolu ters akım diyoduna geçişi (soldaki şekiller) ve bu diyottan tekrar 1 nolu ana triistöre geri aktarımı (sağdaki şekil) . i_x yük akımı gösterilmiş olan zaman aralıklarında yaklaşık sabit kalır.

Tristörlerin tıkama durumunda uçlarındaki gerilimler ile akım bakımından zorlanmaları şekil 4.12 'de ayrıca verilmiştir. Bu şekillerden , dinamik zorlamalarda bazı hallerde müsaade edilebilir sınırların aşılacağı anlaşılır. Bu sebepten dolayı şekil 4.11 'deki devre bazı ilaveleri içermek zorundadır. D_{11} ve D_{12} ters akım diyotları , yüksek akım yükselme hızından dolayı t_5 ve t_{14} anlarında çok büyük ters akımları geçirebilir. 1 ve 2 nolu tristörlerinde t_4 ve t_{13} anlarında müsaade edilmeyen değerlerdeki gerilim yükselme hızını kabul edip , etmeyeceği denenmelidir. L_1 'in büyüklüğüne bağlı olarak t_4 ve t_{13} anlarında tristörlerin ateşlenmesi sırasında , akım yükselme hızı çok büyük olabilir. t_2 'den t_3 'e kadar olan sürenin büyük olması , 1 ve 2 nolu ana tristörlere uygun büyüklükte bir C kapasitesi gerektirebilir. ve bu da inverterde erişilebilen darbe frekansını sınırlandırabilir. Bundan başka tristörlerin serbest kalma zamanları küçük olanları seçilir. Bu seçim , elde edilebilir çok yüksek darbe frekansından dolayı , 21 ve 22 nolu yardımcı tristörlerinde de yapılır. Bu arada tristörlerin iç teti leme amplifikasyonu özel değerde olanları kullanılmamalıdır. Çünkü bu tristörlerin çok kısa bir zamanda , çok yüksek bir D.C akımı geçirmeleri gerekecektir. Bu tristörlerin akım yüklenebilirliği (akım taşıma kapasiteleri) , hemen hemen yalnız geçirme kayıpları (şalt kayıpları) ile belirlenir. Yardımcı tristörler , t_1 ve t_{11} anlarında meydana gelen gerilim yükselme hızına özel devre koruma tedbirleri almaksızın karşı koyamaz.

Müsaade edilen sınırları aşan bu tür sınır zorlamalarına karşı , yukarıda ayrıntıları ile tanımlanan tedbirler alınmalıdır. Esas itibarıyla bu tedbirler , şekil 4.11 'daki devreye göre yarı iletken kollarına birer şok bobininin montajı ile sonuçlanır. Bununla birlikte bu bobinlerde meydana gelecek gerilimlerin , genelde diğer bir yarı iletken kolu ilave olarak yüklemesine dikkat edilmesi gerekir.

4.4 - ALTERNATİF AKIM TARAFINDA GERİLİM AYARI :

İnverter çıkışındaki gerilimin dalga şeklinin düzeltilmesi için , nadir uygulamalar olarak inverter ile yük arasında değişik sistemler bağlanabilir. Bu sistemler arasında , ya dönüştürme oranı ayarlanabilir üç fazlı bir transformatör , veya da çıkış fazları arasında yerleştirilmiş üç fazlı alternatif akım kıyıcısı en çok kullanılanlarıdır. Ancak bu bölümde bu sistemlerin ayrıştırmasına girilmeyecektir.



Şekil 4.13 - Alternatif akım tarafında gerilim ayarı için prensip olarak gösterilen imkanlar .

- a - Üç fazlı bir oto transformatörü ile gerilim ayarı .
- b - Üç fazlı bir A.C ayarlayıcı ile gerilim ayarı .

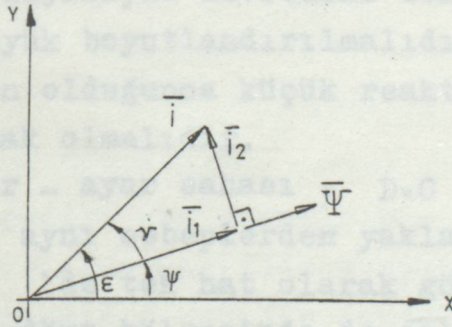
yukarıdaki devrede ;

- 1 : Asenkron motor .
- 2 : Kendinden denetimli akım ara devreli inverter
- 3 : Akı ayarlayıcı .
- 4 : Devir sayısı ayarlayıcı .
- 5 : Ayar büyüklüğü hesaplayıcı .
- 6 : Şebeke denetimli doğrultucu .
- 7 : Akım ayarlayıcı .
- 8 : Tetikleme kumanda katı .
- 9 : Ψ akısı ve Ψ açısının olması gereken değerlerini hesaplayıcı .
- 10 : Tako - Generator .

indislerini ifade eder.

Asenkron motor hız ayarında en iyi sonuçlar , alan üzerine yönlendirilmiş bir ayar ile elde edilir. i makina akımının dönme momentini teşkil eden i_1 ve i_2 bileşenlerini ayrı ayrı , birbirinden bağımsız olarak değiştirmek , D.C makinaların dakine benzer şekilde bu tip bir ayar ile mümkün olur.

i_1^* doğru akım büyüklüğü ; akımın , akıyı meydana getiren bileşeninin olması gereken değeri olarak akı ayarlayıcısı (3) tarafından verilir.Devir sayısı ayarlayıcısından da (4) , makina akımı i 'nin dönme momentini teşkil eden ikinci bileşeni i_2^* 'nin olması gereken değeri oluşturulur.



Şekil 5.2 - Asenkron makinanın vektör diyagramı .

Döndürme momenti, i_1^* ve i_2^* bileşenlerinin çarpımı ile orantılıdır.Bu her iki büyüklük ayar büyüklüğü hesaplayıcısına aktarılır.Bu kat (5) , bu bileşenlerden i akım vektörünün değeri için , talep edilen i^* büyüklüğünü hesaplar.Makina

akımının dalga şeklinin sabit olduğu varsayımı ile , makina akımının genliği ara devre akımı ile orantılı olduğundan , bu akım şebeke denetimli doğrultucu (6) üzerinden ayarlanabilir. Bu ayar , akım ayarlayıcısı (8) tarafından ve kumanda katı (7) üzerinden yapılır.

Ayar büyüklüğü hesaplayıcısı (5) , kumanda katı (8) üzerinden motor tarafındaki akım dönüştürücüsü (2) için uygun tetikleme impulslarına dönüştürülen makina milindeki dönme açısını ϵ 'yi , ikinci büyüklük olarak hesaplar. Makina akısı Ψ 'nin devredeki değeri , şekil 5.1 'deki örnekte motor tarafındaki i_R ve i_S akımlarından ve aynı şekilde U_R ve U_S gerilimlerinden , olması gereken değer hesaplayıcısında (9) hesaplanır. Ψ akısının değeri ayar büyüklüğü olarak akı ayarlayıcısına (3) , ψ açısı ise kumanda büyüklüğü olarak , ayar büyüklükleri hesaplayıcı katına (5) iletilir. Asenkron makinasının devir sayısı , bir tako - generatör (10) üzerinden alınarak devir sayısı ayarlayıcısına (3) gönderilir.

Akım zorlamalı alternatif akım köprü devreleri bölümünde gösterilmiş olduğu gibi , komütasyon devresi endüktanslarında depo edilmiş magnetik enerji , akımın söndürülen elemandan ilettime geçecek elemana komütasyonu sırasında söndürme kondansatörüne aktarılır. Magnetik enerji ne kadar büyük ise , kondansatör uçlarında ve bununla birlikte tristörlerin uçlarında bulunan gerilim de o derece yüksek olur. (Bu enerji , devreye bağlı olan ve ayrı ayrı sarılan motor sargılarının kaçak endüktanslarında depolanmıştır.) Dolayısıyla devredeki komütasyon kondansatörleri , o nisbetle büyük boyutlandırılmalıdır. Böylelikle amaç , bu tahrik için mümkün olduğunca küçük reaktif dirençli asenkron makinalarını kullanmak olmalıdır.

Tahrikin devir - ayar sahası , D.C 'akım dönüştürücü makinada olduğu gibi aynı sebeplerden yaklaşık 1:20 ile sınırlanmıştır. Şekil 5.1 'de tek hat olarak gösterilmiş akım dönüştürücü , tahrikin dört bölgesinde de çalışmayı mümkün kılar. 500 kw 'a kadar olan güç sahalarındaki tahrikler , bu prensibe göre gerçekleştirilirler. Böyle bir tahrik , pompalarda , hava kompresörlerinde , preslerde uygulama sahası bulmuştur. Ayrıca sarsıntı makinaları olarak da yaygın bir şekilde kullanılırlar.

planlanan teknik özelliklerini gösteriyor. Bu özellikler , şüphesiz hem güç katında ve hem de kumanda ve ayar katlarında çok yüksek bir harcamayı gerektirir.

Böyle bir tahrikin başlıca avantajları , aşağıda sıralanan hususlarda görülebilir.

i - Bu tahrik , ara devredeki sabit D.C gerilim ile çalışır.Şöndürme kondansatörü , bir ilave şarj devresi üzerinden daima aynı gerilime şarj edilebilir ve böylelikle makina tarafındaki akım dönüştürücü (Darbe kumandalı inverter) tam olarak yük darbelerine karşı emniyetli olur.

ii - Ara devredeki sabit D.C gerilimden dolayı , şebeke geriliminin kısa süreli kesildiği durumlarda invertere , bir batarya üzerinden (UPS - Kesintisiz güç kaynaklarında olduğu gibi) tampon yapmak mümkün olur.

iii - Ara devredeki gerilimin sabit olması şartı ile şebeke tarafındaki akım dönüştürücü (4) , devamlı yüksek güç faktörü ile çalışır.Üç fazlı olan A.C şebekeden enerji temin etmek için , kontrolsüz bir doğrultucu yeterli olur. Enerjinin şebekeye geri beslenmesi için , kumanda devresinden (5) sabit kumanda açısı ile kontrol edilen ve inverter olarak çalışan kontrollü bir akım dönüştürücüsü düşünülebilir.Bir sirkülasyon akımından kaçınmak için , inverterin ideal boşa çalışma gerilimi , doğrultucuya ait gerilimin üzerinde olmalıdır.Bundan dolayı inverter , şekil 5.3 'de gösterildiği gibi bir oto transformatör üzerinden şebekeyle irtibatlandırılmıştır.

iv - Motor tarafındaki akımlar darbe kumandası (PWM) ile geniş ölçüde sinüs formuna yaklaştırılır.Bundan dolayı küçük devir sayılarında da , bir geri beslemesiz işletme yani devir sayısının salınımsız değişimi mümkün olur.Bu sebeple devir sayısı - ayar sahası 1 : 1 olur.

v - Ayarın böyle alan üzerinde yapıldığı bir uygulamada , akım doğrultucu üzerinden beslenmiş bir D.C makinadaki gibi iyi bir ayar ve işletme davranışları elde edilir.

Bu avantajlar , görüldüğü gibi hatırı sayılır bir harcamaya neticesinde elde edilebilir.

şekil 5.3 'deki devrede kullanılan ve blok olarak gösterilen katlar ;

- 1 : Kendinden denetimli ve darbe kumandalı inverter .
- 2 : Üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motor .
- 3 : Alan kontrol ve ayar katı .
- 4 : Kontrolsüz doğrultucu ve şebeke denetimli inverter
- 5 : Şebeke denetimli inverter için kumanda katı .
- 6 : Akı ayarlayıcı .
- 7 : Devir sayısı ayarlayıcı .
- 8 : Kendinden denetimli ve gerilim ara devreli inverter için kumanda katı .
- 9 : Hall -sondası .
- 10 : Tako - generatör .

şeklinde sıralanır.

Alan - ayar kontrolü yaklaşık olarak akım ara devreli inverter devresi için tanımlandığı gibi çalışır. Ψ^* akı değeri giriş büyüklüğü olarak akı ayarlayıcısı (6) katına , n^* devir sayısının olması gereken değeri ise , ikinci giriş büyüklüğü olarak devir sayısı ayarlayıcısına (7) verilir. Buradan akımın bileşenleri olan i_1^* ve i_2^* 'nin olması gereken değerleri teşkil edilir ve bu değerler alan kontrol ve ayar katına (3) gönderilir. Makinanın bağlı olduğu fazlardan birer akım transformatörü ile alınan i_R ve i_S akımları ve aynı şekilde bu fazlardan birer hall-sondası ile alınan Ψ_R ve Ψ_S akılarının zamana bağlı değerleri , olan büyüklükler olarak yine bu (3) nolu kata verilir.

Alan kontrol ve ayar katının çıkışı , bir tetikleme darbeleri kuvvetlendiricisi (8) üzerinden kendinden denetimli inverter (1) devresine etki eder. Makina tarafındaki akım , bu kendinden denetimli akım dönüştürücü üzerinden makina akısına oranla ilgili çalışma şartlarını verecek şekilde değiştirilmesi gerekir. Bu değiştirme akımın genliği ve faz durumu etkilenecek yapılır.

Kısaca hall-sondalarından bahsetmek gerekirse , hall sondaları , değişken alanlarda akımın ölçümünü yapan bir algılayıcı çeşittir. Akı hızın dolayısı ile de momentin bir ölçüsüdür. A.C motor kontrol sistemlerinde , hızın yanında momentin de kontrol edilmesi gerekir. Bu kontrol makinanın geçici

rejim durumunun , mağnetik alan ile akım arasındaki bağıntıdan yararlanılarak gerçekleştirilen hall - sondaları tarafından izlenmesi prensibine dayanır.Bu algılayıcılar ile akımın ani değeri , g katından yalıtılmış bir Şekilde izlenebilir.çıkışlarında ölçülen akımın ani değeri , gerilim cinsinden mV/A olarak elde edilir.Bu değer bir amplifikatör üzerinden Őiddetlendirilerek kumanda katına aktarılır. Hassas bir kontrol için , bu amplifikatörün gürültü seviyesi çok çok düşük olmalıdır.

Bu algılayıcılar yalnız değişken alanlı değil , sabit alanlı sistemlerde de rahatlıkla ölçüm yapabilir.Ayrıca endüstriyel proses kontrollerinde yaygın bir Şekilde kullanılırlar.

Bu tip bir tahrik , 400 kW 'lık glere ve 100 Hz 'lik motor frekanslarına kadar rahatlıkla uygulanabilir.

5.3 - KUMANDA FREKANS DNşTRUCU ÜZERİNDEN BESLENMİş KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MAKİNASI :

Frekans dönüştürücü üzerinden kumanda edilmiş asenkron makineleri ile iki yönlü tahrik teşkil edilebilir.Bu tersinir tahrikler , bütün frekans ayar sahası içinde sıfırdan , devrilme momentine kadar frekans ile yklenilebilir.Asenkron makineler D.C makinalarına kıyasla fırça ihtiyaçlarının olmaması ve g sınırlarının istenildiği kadar yüksek olması gibi avantajlara sahiptir.

Doğrudan frekans dönüştürücüler bahsinde yapılan incelemeler gösteriyor ki , kısa devre rotorlu asenkron makinalarının frekans kumandası için en iyi sonuçlar , kumanda frekans dönüştürücü ile elde edilebilir.Trapez frekans dönüştürücüsü ise , çıkış dalga Őeklinden dolayı özellikle düşük hızlarda devir sayısının salınmalarına yol açar.

Kumanda frekans dönüştürücüsünün , asenkron makinalarının frekans kumandasında ayar elemanı olarak kullanılabilmesi için frekans dönüştürme davranışları (Frekans transmisyonu) iyice tetkik edilmesi gerekir.Bu incelemelerin bir zeti aşağıya çıkarılmıştır.

Kumanda frekans dönüştürücüsünün frekans açısından statik transmisyon davranışları lineerdir.

Bu şöyle ifade edilir.

Çıkış Frekansı = Dönüştürücünün f_{S1} çıkış frekansı .
Giriş Frekansı = Kumanda geriliminin f_{St} frekansı .

Kumanda frekans dönüştürücüsü bahsinde 3.10 nolu eşitlik dikkate alınır ;

$$\frac{f_{S1}}{f_{St}} = 1 \quad \dots (5.1)$$

yazılan bu eşitlik geçerli olur. Burada ;

f_{S1} : Kumanda frekans dönüştürücüsü çıkışındaki temel harmoniğin frekansı .

f_{St} : Kumanda geriliminin frekansı .

`dır.

Yukarıdaki eşitlik , çeviricinin çıkış gerilimine ait temel dalga frekansının , kumanda geriliminin frekansına eşit olduğu manasına gelir. Bu f_{St} kumanda frekansı , kumanda gerilimi vericisi tarafından çok düşük güç seviyelerinde üretilir ve kendi frekans girişi üzerinden U_F doğru geriliminin yardımı ile ayarlanabilir. Böylelikle ayar devrelerine uyumları kolaylıkla mümkün olur.

Genlik açısından stasyonere transformasyon davranışları aynı şekilde lineerdir ve daha önce tanımlanmış kumanda katının kullanımında çalışma noktasına bağlıdır.

Çıkış Genliği = Çevirici çıkış gerilimi temel bileşeninin genliği .

Giriş Genliği = \hat{U}_{St} kumanda geriliminin genliği .

Buradan aşağıdaki eşitlik geçerli olur.

$$\frac{\hat{U}_{S1}}{\hat{U}_{St}} = \frac{U_{dio}}{\hat{U}_c} = \text{SABİT} \quad \dots (5.2)$$

Bu eşitlik ; frekans çeviricisine ait çıkış geriliminin genliğinin , bir \hat{U}_{St} kumanda geriliminin genliği aracılığı ile pratikte güç harcaması olmadan ayarlanabildiğini gösteriyor.

yukarıdaki 5.2 eşitliğinde ;

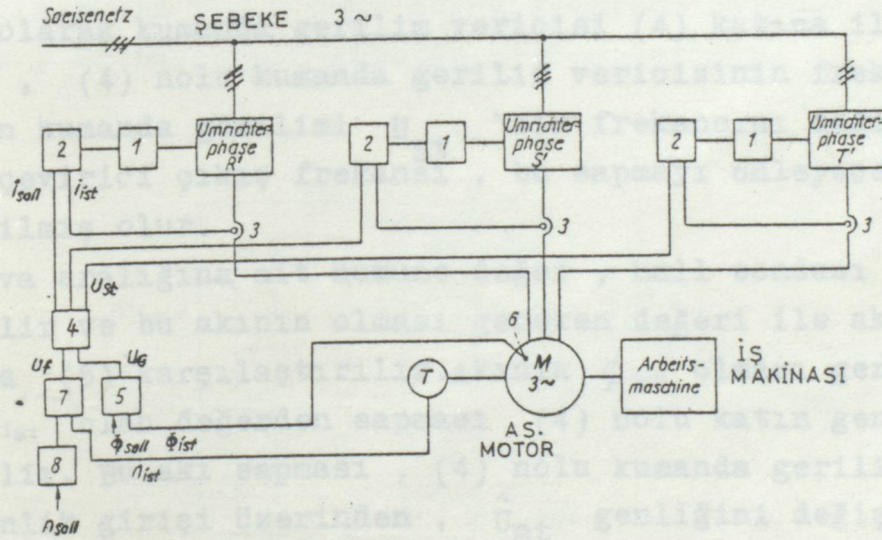
U_{S1} : çevirici çıkış geriliminin temel bileşeninin temel harmonik genliği .

U_{St} : Kumanda gerilimi genliği .

'ni ifade ederler.

Böylelikle kumanda frekans çeviricisi , elektronik güç kuvvetlendiricisi olarak da düşünülebilir.Çeviricinin U_{S1} çıkış geriliminin genliğine ait max. değeri , bu çeviricinin beslediği makina tarafından belirlenir.Buradan 3.13 ve 3.14 eşitlikleri ile U_{dio} ideal boşta çalışma gerilimi ve U_P gerekli giriş gerilimi sonucu çıkıyor.Ayrıca frekans dönüştürücüdeki ilave gerilim düşümleri ve ayar devrelerindeki gerilim kaynaklarının tam stabil olması gerektiği dikkate alınmalıdır.

Kumanda katı ile birlikte bu frekans dönüştürücüsünün dinamik transmision davranışı , yaklaşık olarak kesme kumandası ile çalıştırılan , aynı darbe sayılı doğrultucuda olduğu gibidir.



Şekil 5.4 - Devir sayısı ve akı ayarı kumanda frekans dönüştürücü üzerinden yapılmış , kısa devre rotorlu bir asenkron makinasının prensip şeması .

Bu devrede kullanılan ve blok olarak gösterilen katlar ;

- 1 : Kumanda katları .
- 2 : Akım ayarlayıcı .
- 3 : Akım transformatörü.
- 4 : Kumanda gerilim vericisi .
- 5 : Akı ayarlayıcısı .
- 6 : Hall - sondası .
- 7 : Devir sayısı ayarlayıcı .
- 8 : Devir sayısının olması gereken değeri veren integratör .

şeklinde açıklanır.

Şekil 5.4 , devir sayısı ve magnetik akısı bir kumanda frekans dönüştürücüsü üzerinden ayarlanmış bir asenkron makinasının blok devre şemasını gösteriyor.

Devir sayısının devredeki değeri , bir D.C Tako - Generatör üzerinden elde edilir ve bu değer , devir sayısının talep edilen değerini veren (8) nolu katın çıkışındaki değer ile karşılaştırılır. Bu değerler arasındaki fark , bir devir sayısı sapması olarak kumanda gerilim vericisi (4) katına iletilir. Bu sapma , (4) nolu kumanda gerilim vericisinin frekans girişi üzerinden kumanda gerilimi U_{St} 'nin frekansını değiştirir ve böylece çevirici çıkış frekansı , bu sapmayı önleyecek şekilde değiştirilmiş olur.

Hava aralığına ait numune değer , hall sondası tarafından elde edilir ve bu akının olması gereken değeri ile akı ayarlayıcısında (5) karşılaştırılır. Akının ϕ_{soll} olması gereken değerinin , ϕ_{ist} olan değerden sapması (4) nolu katın genlik girişine iletilir. Bu akı sapması , (4) nolu kumanda gerilimi veren katın genlik girişi üzerinden , \hat{U}_{St} genliğini değiştirir ve burada çıkış gerilimi olan \hat{U}_{S1} 'in genliğini bu sapmayı yok edecek şekilde değiştirir.

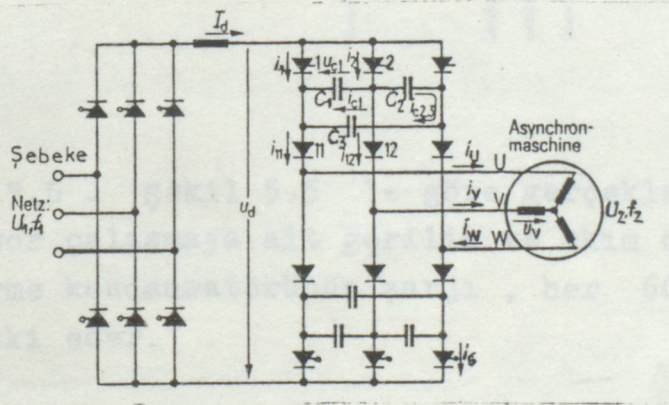
(2) nolu akım ayarlayıcı ile , frekans çeviricinin ve motorun korunması için bir akım sınırlaması yapılır. Ayrıca bu

ayarlayıcı katı , sirkülasyon akımının sınırlanmasında , sinüs dalga şekline sahip yük akımı ayarını da mümkün kılar.

Bu tip bir frekans dönüştürücü üzerinden beslenen asenkron motor tahriki , hem statik hem de dinamik açıdan akım dönüştürücü üzerinden beslenmiş D.C makinasının kalitesine ulaşır.

5.4 - AKIM ARA DEVRELİ BİR FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KISA DEVRE ROTORLU BİR ASENKRON MOTOR İLE YÜKLENMESİ :

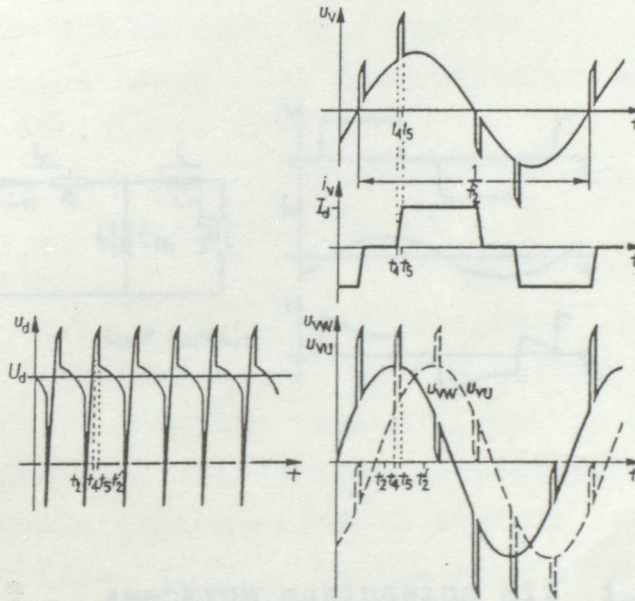
Şekilde asenkron makinanın istenilen devir sayısı ayarı için daha önce tanımlanan bir devre görülüyor. Böyle bir kumanda devresinin basit montajı ve minimum hatasından dolayı , asenkron makinaları çok daha geniş uygulama alanı bulmuştur. Asenkron makinaları , senkron makinaların kalkış durumlarında gerçekleştiği gibi , üzerinden beslendiği akım dönüştürücüye gerekli olan komütasyon gerilimini veremez. Bununla bağlantılı olan reaktif gücünü , asenkron makina üretmez , aksine kendi reaktif gücünü mıknatıslanma için temin etmek zorundadır. Şekil 5.5 'deki devre asenkron motorun hız ayar talebini , en basit bir şekilde yerine getirir.



Şekil 5.5 - Üç fazlı bir asenkron motorunun beslenmesi için , akım zorlamalı bir frekans dönüştürücünün devre şeması .

Bu devrede motor tarafındaki akım dönüştürücü (kendinden denetimli inverter) , devamlı devrede kalması gereken bir söndürme düzeni ile desteklenmiştir.

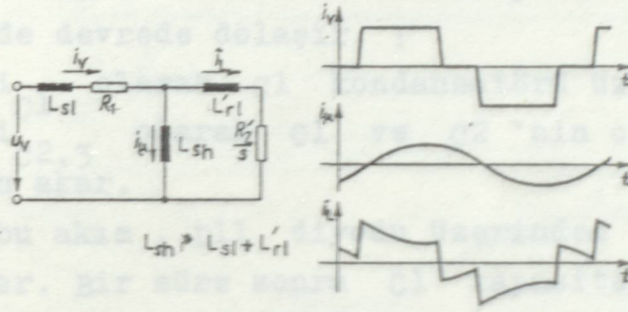
Şebeke tarafındaki akım dönüştürücü çıkışındaki D.C gerilim , bir ara devre bobini üzerinden makina tarafındaki akım dönüştürücüsünün çektiği akımı sabit olmaya zorlar.Yani girişteki akım doğrultucuya , akımı sabit tutacak şekilde bir kumanda yapılır. Bu sabit olan I_d doğru akımı , makina tarafındaki akım dönüştürücü üzerinden asenkron makinasının her üç faz sarısına şekil 5.6 'da gösterilen biçimde uygulanır.



Şekil 5.6 - şekil 5.5 'e göre gerçekleştirilen bir devrede ; motor çalışmaya ait gerilim ve akım değişimleri . Burada söndürme kondansatörünün şarjı , her 60° 'deki gerilim değişimine etki eder.

Bu akımla birlikte meydana gelen f_2 frekansını , makina tarafındaki akım dönüştürücünün kumanda katı belirler.Şekil 5.7 'deki değişime uygun olarak makina akımı , asenkron motorda mıknatıslanma akımına ve rotor akımına ayrılır.Bu trapez dalga şekline sahip i_v makina akımı , yaklaşık sinüs şekilli i_μ mıknatıslanma akımından dolayı , aynı şekilde yaklaşık

sinüs şeklinde değişen bir uç gerilimini meydana getirir. Söndürme kondansatörlerinin periyodik olarak akım devresine bağlanması sebebiyle, makina geriliminde şekil 5.6 'da gösterilmiş olan gerilim tepeleri oluşur. Ara devredeki U_d gerilimi, t_2 'den t_5 'e kadar kondansatör geriliminin değişimlerinden; t_5 'den t_2 'ye kadar ise makina geriliminin sinüs formlu değişiminden oluşur. U_d 'nin ortalama değeri, makinanın motor olarak çalışması durumunda pozitif, boştaki çalışmasında sıfır, generatör olarak çalışmasında ise negatiftir. I_d ara devre akımı ise daima aynı yödedir. Şayet makina boştaki çalışıyor ise bu akım, makinanın mıknatıslanma akımına uygun olarak değişir.



Şekil 5.7 - Asenkron makinasına ait i_v stator akımının i_L rotor akımına ve yaklaşık sinüs formunda olan i_u mıknatıslanma akımına ayrılması. Ana alan endüktansı uçlarında (L_{sh}) yaklaşık sinüs formunda bir gerilim meydana gelir ve bu gerilim bundan ötürü, U_v faz geriliminin değişimini önemli ölçüde etkiler. (s ; Rotor kayması) .

Devamlı değişen bir döner alan meydana getirmek için, stator akımının periyodik olarak bir faz sargısından diğerine aktarılması gerekir. Bu, akım dönüştürücü motor sisteminde olduğu gibi, rotorun konumuna bağlı olarak gerçekleşmez. Çünkü bir asenkron motorun rotorunun, statora göre tanımlanmış bir pozisyonu bilinmez. Dolayısıyla ile makina, kendi akım dönüştürücüsü

üzerinden serbest olarak beslenir. Devir sayısının ve momentin arzu edilen bir değeri , akım ve frekans üzerinde yapılacak bir ayar ile gerçekleştirilir. Stator akımının diğer faz sargılarına periyodik olarak aktarımı , şekil 5.5 'deki söndürme kondansatörlerinden ve tıkama diyotlarından ibaret olan bir söndürme düzeninin yardımı ile sağlanır. Tristörlerin dinamik zorlanmaları , bu olayla belirlendiğinden , bu aşağıda ayrıntılarıyla açıklanmıştır.

I_d akımı , U ve W faz sargıları arasında i_1 , i_{11} ve i_U akımları olarak akar ve, i_W ve i_6 akımları olarak tekrar geri döner. Bu akım U fazından V fazına aktarılacak olsun. Bunun için t_1 anında 2 nolu tristör ateşlenir. Söndürme kondansatörünün uçlarındaki U_{C1} gerilimi , akımın T_1 'den T_2 'ye t_2 anına kadar olan komütasyonunu temin eder. i_2 akımı şu şekilde devrede dolaşır. :

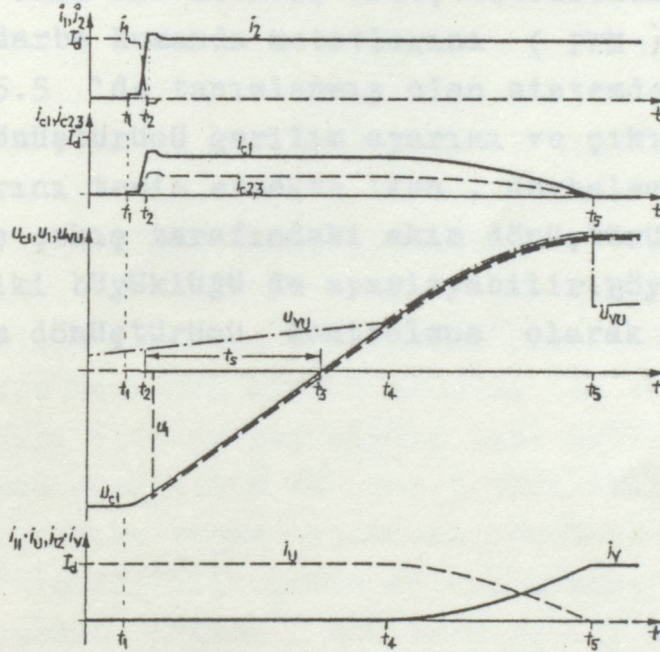
$2/3 i_2$, i_{C1} olarak C1 kondansatörü üzerinden akar.

$1/3 i_2$, $i_{C2,3}$ olarak C1 ve C2 'nin oluşturduğu seri devre üzerinden akar.

Daha sonra bu akım , D11 diyodu üzerinden daima U faz sargısına doğru akar. Bir süre sonra C1 kapasitesi deşarj olur ve U_{C1} gerilimi , t_3 anında sıfıra gider. Bu anda , biraz önce söndürülmüş olan T_1 tristörünün serbest kalma zamanı t_s sona erer. Şarj yönünün değişmesi devam etmekte iken , şayet U_{C1} kondansatör gerilimi , U_{VU} makina gerilimini aşarsa (t_4 anı) , daha önce $U_{VU} - U_{C1}$ gerilimlerinin farkı ile tıkama yönünde zorlanmış olan D12 diyodu , ilettime geçer. $U_{VU} - U_{C1}$ gerilim farkı ve $L_{s1} + L'_{r1}$ kaçak endüktansları , i_V akımının artışı ve aynı zamanda da i_U akımının azalışını belirlerler. Böylece akımın U fazından V fazına olan komütasyonu gerçekleştirilmiş olur. ($I_d = i_2$) . Olay t_5 anında sona erer ve D11 diyodu söner. Böylelikle C1 kapasitesi , komütasyon sonunda T_2 ve D12 yarı iletkenlerine bağlı olan makina sargılarından ayrılmış olur. Bundan dolayı U_{VU} makina geriliminin sıçraması bu noktada aşağıya doğru olur.

Tristörlerin gerilim bakımından zorlanması esasen şekil 5.8 'den kolaylıkla görülebilir. Tristörler iletimde olmadığı

müddetçe tıkama gerilimi , söndürme kondansatörünün üzerindeki gerilime eşit olur. Bu gerilimin maximum değeri , C kondansatörünün uygun seçilmesi ile belirlenir ve bu değerin , U_{VU} geriliminin tepe değerini (kondansatör gerilim tepeleri olmaksızın) , en küçük I_d akımında da emniyetli olarak aşması sağlanmış olur. Diğer taraftan max. I_d akımında , kondansatör gerilimi böylece o nisbette büyük olmayacaktır. Bu sonuç , relatif olarak büyük değerli kapasiteleri meydana çıkarır. Dolayısıyla işletmede oldukça büyük bir t_S süresi oluşur ve bunun sonucu olarak bu devrede 100 μs ile 300 μs . arasındaki serbest kalma zamanına sahip tristörlerin kullanılması gerekir.



Şekil 5.8 - Şekil 5.5 'e göre gerçekleştirilmiş devrede makinanın U faz sargısından , V fazına doğru olan I_d doğru akımın komütasyonu esnasında tristörlerin zorlanmaları . Yalnız burada , şekil 5.5 'in aksine , kademeli bir şok bobininin (süzme bobini) tristör ile seri halde bağlı olduğu kabul edilmiştir. Bu yapılmadığı takdirde , şekilde verilen değerlerin çoğu , müsaade edilen sınırları aşacaktır. t_1 ' den t_5 'e kadar olan süreler , şekil 5.6 'daki sürelerle aynıdır.

Bu devrede tristörlerin akım geçirme süresi 120° 'dir. Bu süre , makina akımınının relatif olarak uzun komütasyon süresi sebebiyle söz konusu edilmemiştir. Açma ve kapama kayıpları , (şekil 5.8 'de anlatıldığı gibi) her tristörle seri halde bulunan selfler ile azaltılabilir. Çok küçük (yaklaşık 5 Hz) ve çok büyük (yaklaşık 250 Hz) frekanslarda akım zorlanması hakkında daha önceki sözler geçerlidir.

Şebeke tarafındaki akım dönüştürücüde , gerilim emniyet faktörü olarak yaklaşık 2,5 seçilir. Makina tarafındaki ise tristörler , şebekedeki gerilim tepelerinden söndürme kondansatörleri vasıtasıyla korunmuş olduğundan , burada yaklaşık 1,5 civarındaki bir gerilim emniyet faktörü yeterli olur.

Doğru akım ara devreli dönüştürücüsünün diğer bir imkanı da , bize darbe kumanda metotlarını (PWM) sunmasıdır. Daha önce şekil 5.5 'de tanımlanmış olan sistemde , şebeke tarafındaki akım dönüştürücü gerilim ayarını ve çıkış tarafındaki ise frekans ayarını temin etmekte iken , darbeleme metoduna göre dizayn edilmiş çıkış tarafındaki akım dönüştürücü (PWM - inverter) her iki büyüklüğü de ayarlayabilir. Böylece şebeke tarafındaki akım dönüştürücü kontrolsuz olarak gerçekleştirilebilir.

6 - GÜÇ ELEKTRONİKLİ SİSTEMLER ÜZERİNDEN İŞLETİLEN ÜÇ FAZLI A.C MAKİNALARININ ENDÜSTRİYEL TAHİRİKTEKİ ÖNEMİ :

Tahrik tekniğinde , akım dönüştürücüler üzerinden beslenmiş bir tahrik , hız ayarının gerekli olduğu yerlerde önemli ölçüde kendisini kabul ettirmiştir. Endüstriyel sahalarda birçok tahrik , devri sayısının ayarlanması ile değişen çalışma şartlarına uymak zorundadır. Kutup sayısı değiştirilebilir motorlar iki veya üç kademeli bir ayara izin veriyorlar. Aynı şekilde mekanik ayar tahriklerinin de hız ayar sahası çok sınırlıdır. Mekanik hız donanımlarındaki dişli sistemleri , yalnızca devir sayısını değil , ayrıca da döndürme momentini değiştirirler ve bunun sonucu olarak istenen hız sahası içindeki çalışmaya büyük bir dönme momenti verirler. Mekanik sistemlerin aşınma ve gerekli bakım ihtiyaçları , ayrı birer dezavantaj teşkil eder.

Akım doğrultucu üzerinden beslenen bir tahrik , hem D.C makinalar ile , hem de döner alanlı makinalar ile kullanılabilir. Bir elektrik makinası tarafından üretilen döndürme momentinin , akım ile magnetik akının çarpımı ile orantılı olduğu her iki makina tipi için de geçerlidir. Yani şebekeden çekilen sabit bir akımda , magnetik akı sabit tutulabildiği müddetçe toplam devir sayısı sahası içindeki döndürme momenti yaklaşık sabit olarak verilebilir. Artan kalkış momentlerinde ise , mekanik ayar kutusunun aksine , bir akım ve akı artışı gereklidir.

Kullanılan elektrik makinasının cinsine göre , bu tahrik;

- i - D.C tahrik
- ii - A.C tahrik

diye ikiye ayrılır. Burada , konu gereği A.C tahriklerden bahsedilecektir. Akım dönüştürücü üzerinden beslenmiş D.C makinaların yanında , değişik uygulama alanları için akım doğrultuculu A.C makinaları kullanılır. A.C makinaları ile gerçekleştirilen tahrikin , D.C tahrikine kıyasla bazı avantajları vardır. Bu

avantajlar şöyle sıralanabilir. :

- Komütatörlerinin olmaması ,
- Yapılarının sağlamlığı ,
- Bakım gereksinimlerinin azlığı ,
- Boyutlarının küçüklüğü ve dolayısıyla hafif oluşu ,
- Güç ve devir sayısı sınırlarının genişliği .

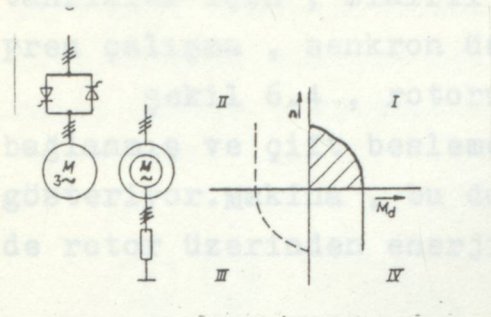
Genelde A.C tahriki , akım dönüştürücülere D.C tahrik- den daha fazla ihtiyaç gösterir. D.C tahrikinde endüi gerili- minin ayarı , hızın ayarı için yeterli oluyor. Dolayısıyla akım dönüştürücülü döner akım tahriki , D.C tahrikinden çok daha pahalıdır.

Akım dönüştürücü üzerinden beslenen bir çalışmadaki devir sayısı ayarı , en basit bir şekilde bir gerilim kumandası ile gerçekleştirilir. Ancak bu yöntem , yalnızca alçak güç sahala- rında ve sınırlı bir ayar sahası için ekonomik olur. Bilezikli motorlarda kayma gücü , akım dönüştürücü üzerinden ayarlanabilir. Bu imkandan , sadece sınırlı bir devir - ayar sahası gerektiren uygulamalarda tercihan yararlanılır. A.C tahrikin devir ayar sahasının dört bölgesi özel talepleri için , değişken gerilim ve frekansın geniş bir ayarı gerekir .

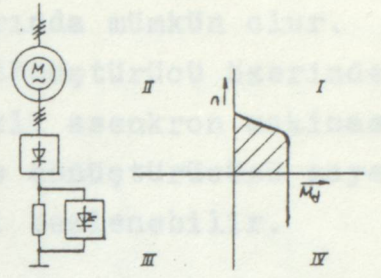
Şekil 6.1 'den şekil 6.4 'e kadar olan şekiller , içinde kayma gücünün kumanda edildiği sınırlı talepler için , akım dönüştürücü üzerinden beslenen A.C tahriki gösterir. Şekil 6.5 'den şekil 6.9 'a kadar ki şekillerde , değişken şebeke frekanslı ve akım dönüştürücü üzerinden beslenmiş A.C tahriki gösterilmiştir. Şekil 6.10 'da ise yüksek hızlı A.C tahrik için salınım devreli bir frekans dönüştürücünün uygula- masını gösteriyor.

Şekil 6.1 'de gösterilmiş olan tahrikde , asenkron mo- torun stator gerilimi , bir A.C kıyıcı üzerinden ayarlanıyor. Bunun için sağlam rotorlu sincap kafesli asenkron motorlar veya uç dirençleri ile birlikte bilezikli asenkron motorlar gereklidir. Bu yöntemde , kayma gücü ısıya dönüştürüldüğü için bazı devir sayılarında , rotor devresinde önemli kayıplar

meydana gelir. Döner alanın ters çevrilmesi ile ters akımla frenleme mümkün olur.



ŞEKİL 6.1



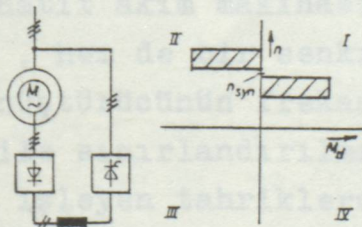
ŞEKİL 6.2

Şekil 6.1 - A.C kıyıcılı asenkron motor . Burada motor sincap kafesli veya bilezikli olabilir.

Şekil 6.2 - Bilezikli asenkron motorun rotor devresinde darbe ayarlı direnç kullanarak kontrol prensibi .

Şekil 6.2 , içinde rotor direncinin darbe kumandası ile değiştirildiği bilezikli bir asenkron motor tahrikini gösteriyor. Bu çalışmada da kayma gücü , rotor devresinde ısıya dönüştürülür.

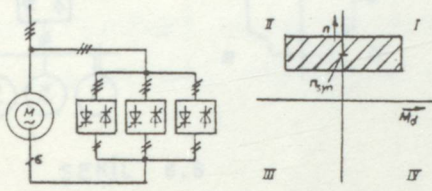
Şekil 6.3 'de , bilezikli bir asenkron motorun kayma gücünün , bir akım dönüştürücü kaskad üzerinden evvela doğrultulup , süzülüp ve sonra da şebeke denetimli bir inverter üzerinden şebekeye geri verildiği , bir senkron altı kaskad bağlantısı gösterilmiştir.



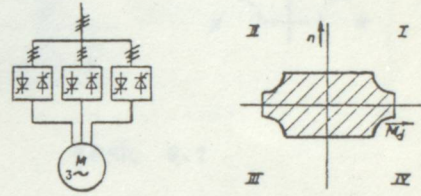
Şekil 6.3 - Bilezikli motorlu , senkron altı akım dönüştürücü kaskadı .

Senkron altı kaskad bağlantısı büyük güçlü (20 MW 'a dek) tahrikler için , sınırlı devir-ayar sahası içinde kullanılır. Fren çalışma , senkron üstü hız sahalarında mümkün olur.

Şekil 6.4 , rotoru bir frekans dönüştürücü üzerinden bağlanmış ve çift beslemeli bir bilezikli asenkron makinasını gösteriyor. Makina , bu doğrudan frekans dönüştürücüsü sayesinde rotor üzerinden enerji alabilir yani beslenebilir.



ŞEKİL 6.4



ŞEKİL 6.5

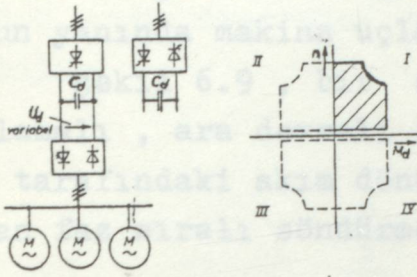
Şekil 6.4 - Rotor devresinde doğrudan frekans dönüştürücü kullanılarak çift yönlü besleme imkanına kavuşmuş bilezikli bir asenkron makinası .

Şekil 6.5 - Stator devresinde doğrudan frekans dönüştürücü kullanılarak gerçekleştirilen A.C tahrik .

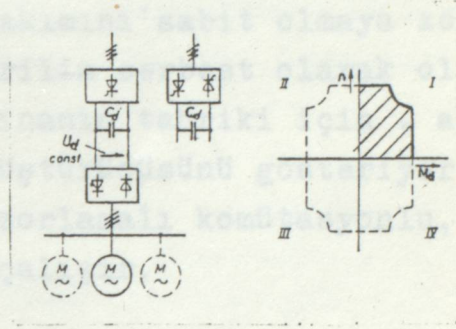
Şekil 6.5 , içinde stator gerilim ve frekansının ilgili devir sayısına göre değiştirildiği bir asenkron motorun , şebeke denetimli bir frekans dönüştürücü üzerinden beslenmesini gösteriyor. Bu alternatif akım makinası , hem sincap kafesli bir asenkron makina , hem de bir senkron makina olabilir. Şebeke denetimli dönüştürücünün frekansı , şebeke frekansının yaklaşık % 40 'ı ile sınırlandırılmıştır. Büyük güçlü (10 MW 'a dek) yavaş işleyen tahriklerde kullanım alanı bulmuştur.

6.6 ve 6.7 'nolu şekiller ,değişken gerilim ve frekanslı bir A.C tahrikini gösteriyor. Bu tahrikte makina gerilimi , bir ara devreli frekans dönüştürücü üzerinden sabit olmaya

zorlanır.Şekil 6.6 'daki ara devreli dönüştürücüde , ara devre-
deki U_d gerilimi değişkendir. Gerilim ayarı , şebeke tarafın-
daki akım dönüştürücüsünün kesme kumandası yardımı ile yapılır.
Dört bölgele işletme için , bu dönüştürücü , birbirine ters pa-
ralel olarak (Eşlenik akım dönüştürücü) yapılması gerekir.



ŞEKİL 6.6



ŞEKİL 6.7

Şekil 6.6 - Gerilim zorlamalı ve ara devreli frekans
dönüştürücü ile gerçekleştirilen A.C tahrik . Burada ara dev-
re gerilimi değişkendir.

Şekil 6.7 - sabit ara devre gerilimli , gerilim zorlama-
lı ve ara devreli frekans dönüştürücüsü . (Darbe kumandalı
akım dönüştürücü) .

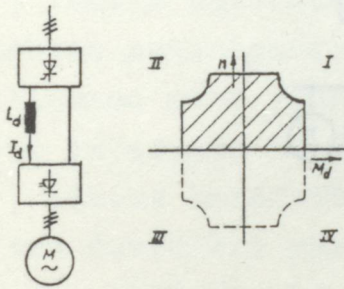
Şekil 6.7 'deki A.C tahrikte , ara devre gerilimi U_d
sabittir.Frekans değiştirmesinin yanında , gerilim ayarı da ma-
kine tarafındaki inverterde darbe kumandası metoduyla (PWM)
gerçekleştirilir. Gerilim zorlamalı ara devreli frekans dönü-
ştürücü , birden fazla motorun eş zamanlı talep edildiği grup
tahriklerinde kullanılır. Değişken ara devre gerilimli dönü-
ştürücüde , frekans sahası yaklaşık 600 Hz 'ye kadar ve hatta
gücün azaltılmasıyla 1000 Hz ve daha yukarıya kadar da çıkar.

Darbe kumandalı frekans dönüştürücüde , üst frekans
200 Hz civarında bulunur. Çünkü darbe frekansı , çıkış frekan-
sının bir çok katı olmak zorundadır. Darbe kumandalı (PWM)
frekans dönüştürücü , sincap kafesli asenkron motorların ,

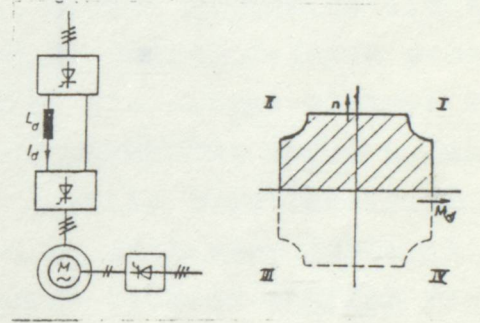
dinamik dört bölgeli işletilmesi için kullanılır. Bu dönüştürücünün gücü Mega-watt sahalarına kadar ulaşmıştır.

Şekil 6.8 ve 6.9 , akım zorlamalı bir ara devre frekans dönüştürücüyü gösteriyor. Bu sistem , tek motorlu tahrik için geliştirilmiştir. Ara devredeki enerji depolayıcı self , makina tarafındaki akım dönüştürücü tarafından periyodik olarak makinanın faz sargılarına bağlanan motor akımını sabit olmaya zorlar. Bunun yanında makina uçlarındaki gerilim serbest olarak oluşur.

Şekil 6.9 , bir senkron makinanın tahriki için , akım zorlamalı , ara devreli frekans dönüştürücüsünü gösteriyor. Motor tarafındaki akım dönüştürücü , zorlamalı komütasyonlu, tercihan faz sıralı söndürmeli olarak çalışır.



ŞEKİL 6.8



ŞEKİL 6.9

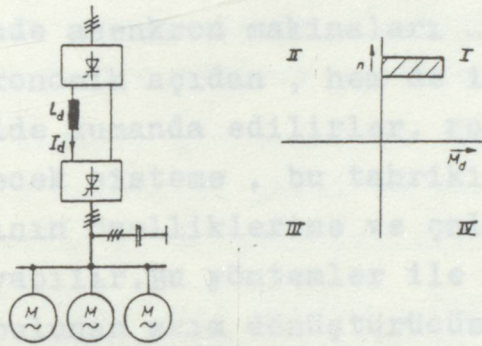
Şekil 6.8 - Kafesli tipte asenkron motorlar için akım zorlamalı , ara devreli frekans dönüştürücü .

Şekil 6.9 - Senkron motorlar için akım zorlamalı , ara devreli frekans dönüştürücü . Bu sistem ayrıca akım dönüştürücü motorlar için de kullanılır.

Senkron makina dışarıdan uyarılmıştır ve makina tarafındaki akım dönüştürücü için gerekli reaktif gücü verir. Böyle bir tahrik , serbest uyarmalı bir D.C motorun davranışına sahiptir.

Akım dönüştürücü üzerinden beslenmiş tahrik , senkron makinalar için 20 MW 'a dek olan güçlerde uygulanabilir.

Hızlı çalışan bir A.C makinasının tahriki için , üç fazlı paralel rezonans devreli bir frekans dönüştürücüsünü gösteriyor. A.C makinaları , örneğin histerisiz motorları , akım zorlamalı rezonans devresine bir kondansatör vasıtasıyla bağlanmıştır. yük tarafındaki akım dönüştürücü , kendi komütasyon reaktif gücünü , yük üzerinden sağlar. Frekans 1000 Hz 'den fazla olabilir.



Şekil 6.10 - Hızlı çalışan bir A.C tahrik için , çok fazlı paralel rezonans devreli frekans dönüştürücü .

i - senkron makinaları bu sistemler ile daha rahatlıkla kontrol edilebilir.

ii - bu sistemlerin boyutları , hacmi ve ağırlığı , diğer sistemlere göre daha azdır.

iii - bu sistemler sayesinde , birden fazla motorun eş zamanlı grup tahriki mümkün olur.

iv - senkron makinalarının devir sayısı büyük bir hassasiyetle ayarlanabilir.

v - Hız ayarının yanında bu sistemler , senkron makinalarına çabuk bir kalkış imkanı da sağlarlar.

S O N U Ç :

Asenkron makinasının hız kontrolu için günümüzde kullanılan sistemler bu tez içinde açıklanılmaya çalışıldı ve bu kontrolün gerçekleşmesi için , gerilim ve frekansın birbirleriyle orantılı olarak nasıl değiştirilmesi gerektiği izah edildi.

Bu tez özellikle üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron makinalarının devir sayısı ayar yöntemlerini içermektedir. Bu yöntemler sayesinde asenkron makinaları - özellikle kısa devre olanları - hem ekonomik açıdan , hem de işletme açısından optimum bir şekilde kumanda edilirler. Kontrol sisteminin seçimi ; tahrik edilecek sisteme , bu tahriki gerçekleştirecek asenkron makinasının özelliklerine ve çalıştırılacak şebeke şartlarına göre yapılır. Bu yöntemler ile oluşan olumsuz etkiler , yük tarafında bulunan akım dönüştürücüsünün uygun kumandasıyla , şebeke tarafında ise iyi bir şekilde boyutlandırılmış filtre devreleri yardımı ile kompanse edilirler. Böylelikle , yük ve şebeke tarafında meydana gelen olumsuz etkiler minimuma indirilmiş olunur. Bu tezde şebeke tarafındaki olumsuz etkiler ve bunların önlenme metodlarından bahsedilmemiştir.

Kısa devre rotorlu asenkron makinasının devir sayısı ayar yöntemlerinin teorik olarak incelenmesi sonucu , sistem hakkında şu yargılara varılır .

i - Asenkron makinası bu sistemler ile daha randımanlı olarak kontrol edilebilir.

ii - Bu sistemlerin boyutları , hacmi ve ağırlığı , diğer sistemlere göre daha azdır.

iii - Bu sistemler sayesinde , birden fazla motorun eşzamanlı gurup tahriki mümkün olur.

iv - Asenkron makinalarının devir sayısı büyük bir hassasiyetle ayarlanabilir.

v - Hız ayarının yanında bu sistemler , asenkro makinasına çabuk bir kalkış imkanı da sağlarlar.

vi - Makina tarafındaki akım dönüştürücünün PWM darbe kumandası ile yük tarafında meydana gelen harmonikler yok edilir.

vii - PWM darbe kumandası , ayrıca çıkış geriliminin kumandasını da mümkün kılar. Dolayısıyla girişteki akım dönüştürücü kontrolsüz yapılabilir.

viii - Asenkron makinasının momenti bu sistem vasıtasıyla sabit tutulabilir. Bu, stator besleme gerilimdeki U/f oranını sabit tutulması ile gerçekleştirilir.

ix - Sistemdeki kayıplar , harmonik akımlarından dolayı oluşan kayıplardır. Bu akımların oluşturduğu kayıplar , harmoniklerin azaltılması ile minimum yapılabilir.

x - Bu sistemler ile erişilen frekans sahası ; 0 Hz ' den , 1000 Hz ' e kadardır. Ancak bu sınırlar , kullanılan akım dönüştürücü devresine göre farklılık gösterir.

xi - Bu sistemler ile makina , hemen hemen bütün devir ayar sahasında yüksek bir güç faktörü ile çalışır.

xii - Bu sistemin kumanda devrelerinde harcanan güç , relatif olarak çok küçük değerlerdedir. Hatta kumanda devrelerinin teorik olarak güç harcamadığı iddia edilebilir.

xiii - Bu sistemler , dört bölgesi bir hız ayarını mümkün kılar.

xiv - Tristörlerle gerçekleştirilen sistemler , oldukça büyük güçlerdeki motorların hız ayarını gerçekleştirir.

xv - Bu sistemler bize , D.C makineleri ile oldukça yüksek kalitede yapılan hız kontrol davranışlarının yaklaşık ayarlarını sağlar.

Y A R A R L A N I L A N K A Y N A K L A R :

1 - LEISTUNGSELEKTRONIK GRUNDLAGEN UND ANWENDUNGEN ,

Prof. Dr. Ing. Rainer JÄGER - 1980

2 - THRISTÖR - STROMRICHTER FÜR ANTRIEBSREGELUNG .

Prof. Dr. Ing. Rudolf LAPPE - 1974

3 - THRISTÖR HANDBUCH .

Arnulf HOFFMAN und Karl STOCKER

SIEMENS Fachbücherreihe .

4 - SELBSTGEFÜHRTE THRISTÖR - STROMRICHTER ,

Manfred MEYER - 1974

SIEMENS Fachbücherreihe .

5 - GRUNDLAGEN DER LEISTUNGSELEKTRONIK .

Prof. Dr. Ing. Klemens HEUMANN - 1975

AEG - TELEFUNKEN .

6 - THRISTOREN EIGENSCHAFTEN UND ANWENDUNGEN .

Prof. Dr. Ing. Klemens HEUMANN

Dr. Ing. August C. STUMPE

AEG - TELEFUNKEN - 1974

7 - LEISTUNGSELEKTRONIK LEHRBUCH .

Dipl. Ing. Franz ZACH - 1974

Mak. güc Elekt. ile Kon. Oja. Arası



R
E
1