



EMO



KTÜ



TÜBİTAK

## ÖNSÖZ

Giderek gelenekselleşen Elektrik Mühendisliği Ulusal Kongrelerinin beşincisinde Trabzon'da buluşuyoruz. EMO ile KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nün işbirliği ve TÜBİTAK'ın katkısıyla gerçekleşmekte olan Kongremizin başarılı ve verimli geçmesi umundayız. Kongre sonuçlarından kıvanç duymak istiyoruz.

Kongre'de, bugüne kadar yapılmış çalışmalar ve yayınlanmış duyurulardan da anlaşılacağı gibi, bilinen yöntemlerin yanı sıra gelecek yıllara deneyim aktarabilecek yeni yaklaşımlar uygulanmaya çalışılmıştır. Bildiri özetlerinin değerlendirilmesine katılan uzman sayısının sistematik olarak artırılması, değerlendirme biçiminin daha da nesnelleştirilmesi, bildiri kitabında yeni yazım ve sunuş biçimlerinin oluşturulması gibi teknik gelişmelerin dışında ilginç olacağı sanılan panellerle güncel sorunların irdelenmesi ve yöresel öğelerle sosyal etkinliklere renk katılması amaçlanmıştır.

Kongrenin hazırlık ve düzenleme çalışmalarında bazı aksaklıklar olmuştur. Öncelikle kongre kararının olması gerekenden daha geç alınabilmiş olması, özet değerlendirme sürecinin posta trafiğinin çok yoğun olduğu bayram dönemlerine rastlaması hem Yürütme Kurulu'nu hem de Kongre'ye katılmak isteyenleri zor durumda bırakmıştır.

Kongrenin düzenlenmesi sırasında edinilen deneyimler ışığında sorunları çözücü ilkesel önerilerin ortaya konması yararlı olacaktır. Bunları kısaca sıralayabiliriz. Örneğin 6. Kongre'nin ya da kısaca EMUK'95'in nerede ve ne zaman yapılacağını şimdiden kararlaştırmak gerekmektedir. Bundan sonra Konferans olarak adlandırılması daha uygun olacak Kongre için sürekli ya da uzun süre görevli bir 'Ulusal Düzenleme Kurulu'nun oluşturulması ve bu Kurul'un temel ilkesel karar ve yöntemleri üretmesi daha elverişli olacaktır. Kongre'nin yapılacağı konumdaki işleri ise 'Yerel Düzenleme Kurulu' üstlenmelidir. 'Bilimsel Değerlendirme Kurulu'nun da ayrıntılı bir sınıflandırma ve nitelik belirlenmesi ile bir kere oluşturulması, yalnızca gelişen koşullara göre güncelleştirilmesi düşünülebilir.

EMUK, böylesi bir yapılaşma ile daha sağlıklı, zaman planlaması daha verimli bir konferansa dönüşecektir kanısındayız. Örneğin bu durumda bildiri tam metinlerinin değerlendirme ve denetim sürecine girmeleri olanaklı kılınacak, şu ana kadar ancak Yürütme Kurulları'nın ayrıntılı olarak bilincine varabildiği teknik sorunlar ortadan kalkacaktır. Konferansda da içerik ve düzey açısından belirli bir iyileştirme sağlanabilecektir. Bunu en yakında, EMUK'95'de gerçekleşmiş olarak görmek dileğindeyiz.

Bilindiği gibi Kongremiz Elektrik, Elektronik-Haberleşme, Kontrol ve Bilgisayar Sistemleri alanlarında bilimsel-teknolojik özgün katkıların tartışılıp değerlendirilmesi ile araştırma, geliştirme, uygulama ve eğitim süreçlerindeki kişi ve kuruluşların birbirleriyle doğrudan iletişiminin sağlanmasını amaçlamaktadır. Ayrıca sosyal yakınlaşma ve dayanışmaya da

katkıda bulunmaktadır. Ancak Kongre ve onunla birlikte oluşturulan sergi/fuarın çok değerli bir 'Mesleki Eğitim ve Geliştirme' aracı olduğu bilincinin kişi ve kurumlarda daha çok yerleşmesi için çaba gösterme gereği de ortaya çıkmaktadır.

Kongrenin gerçekleşmesini sağlayan, hazırlık ve düzenlemeleri üstlenen KTÜ, EMO ve TÜBİTAK'a, oluşturulmuş olan kurulların üyelerine, ayrıca burada adlarını saymakla bitmeyecek kişi ve kamu - özel - akademik nitelikli kuruluşlara, yardım ve katkıları nedeniyle, Kongre'nin yararlı sonuçlarını paylaşacak olan topluluğumuz adına teşekkürlerimizi sunmak isteriz.

Kongremizin başarılı ve verimli bir biçimde gerçekleşmesi, ülkemiz için bilimsel - teknolojik kazanımlar üretmesi dileğiyle Yürütme Kurulu olarak saygılarımızı iletiriz.

Doç. Dr. Güven ÖNBİLGİN  
Yürütme Kurulu Başkanı

# ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

## YÜRÜTME KURULU

Güven ÖNBİLGİN (KLU)  
Yakup AYDIN (EMO) Sefa AKPINAR (KTU)  
Canan TOKER (ODTÜ) Kaya BOZOKLAR (EMO)  
Hasan ÜİNÇER (KTU) A.Oğuz SOYSAL (IU)  
Abdul İlah SEZGİN (KTU) İrfan SENLİK (EMO)  
Kenan SOYKAN (EMO) Y.Nuri SEVGEN (EMO)

## DANİŞMA KURULU

Rasim ALÜEMİR (BARMEK) Mehmet KESİM (Anadolu U)  
Teoman ALPTURK (TMMOB) Macit MUTAF (EMO)  
Ahmet ALTINEL (TEK) Erdi ne ÖZKAN (PTT)  
İbrahim ATALI (EMO) Kamil SOĞUKPINAR (TETSAN)  
Malik AVİRAL (ELİMKO) Sedat SİSBOT (METRONİK)  
Emir BİRGÜN (EMO) Atıf URAL (Kocaeli U.)  
Sıtkı ÇİĞDEM (EMO) I. Ata YİĞİT (EMO)  
R. Can ERKÖK (ABB) Fikret YÜCEL (TELETAS)  
Bülent ERTAN (ODTÜ) Hamit SERBEST (CU)  
Uğur ERTAN (BARMEK) Canan TOKER (ODTÜ)  
İsa GÜNGÖR (EMO) Nusret YUKSELER (ITU)  
Ersin KAYA (Kaynak) Kemal ÖZMEHMET (DEU)  
Okyay KAYNAK (Boğaziçi U)

## SOSYAL ETKİNLİKLER KURULU

Y. Nuri SEVGEN (EMO)  
Necla ÇORUH (PTT) Hatice SEZGİN (KTU)  
Esen ÖNKİBAR (TEK) Yusuf TANDOĞAN (PTT)  
Abdullah SEZGİN (KTU) Ömer K. YALCIN (TELSER)

## SEKRETERLİK HİZMETLERİ

Necmi İKİNCİ (EMO) Elmas SARI (EMO)

BİLİMSEL DEĞERLENDİRME KURULU

Cevdet ACAR (İTU) Hayrettin KÖYMEN (Bil. U)  
İnci AKKAYA (İTU) Hakan KUNTMAN (İTU)  
A.Sefa AKPINAR (KTU) Tamer KUTMAN (İTU)  
Ayhan ALTINTAŞ (BiI.U) Duran LEBLEBİCİ (İTU)  
Fuat ANDAY (İTU) Kevork MARDİKYAN (İTU)  
Fahrettin ARSLAN (IU) A. Faik MERGEN (İTU)  
Murat AŞKAR (ODTÜ) Avni MORGUL (Boğaziçi U)  
Abdullah ATALAR (BiI.U) Güven ÖNBİLGİN (KTU)  
Selim AY (YTU) Bülent ÖRENCİK (İTU)  
Ümit AYGÖLU (İTU) Bülent ÖZGUC (BiI.U)  
Atalay BARKANA (Anadolu U) A.Bülent ÖZGÜLER (BiI.U)  
Mehmet BAYRAK (Selçuk U) Yiİmaz ÖZKAN (İTU)  
Atilla BİR (İTU) Muzaffer ÖZKAYA (İTU)  
Galip CANSEVER (YTU) Kemal ÖZMEHMET (DEU)  
Kenan DANIŞMAN (Erciyes U) Osman PALAMUTCUOGLU (İTU)  
Ahmet DERVİSOĞLU (İTU) Erdal PANAYIRCI (İTU)  
Hasan DİNCER (KTU) Halit PASTACI (YTU)  
M.Sezai DİNCER (Gazi U) Ahmet RUMELİ (ODTÜ)  
Günsel DURUSOY (İTU) Bülent SANKUR (Boğaziçi U)  
Nadia ERDOĞAN (İTU) M.Kemal SARIOGLU (İTU)  
Aydan ERKMEN (ODTÜ) Müzeyyen SARI TAS (Gazi U)  
İsmet ERKMEN (ODTÜ) A.Hamit SERBEST (ÇU)  
H.Bülent ERTAN (ODTÜ) Osman SEVAİOĞLU (ODTÜ)  
Selçuk GEÇİM (Hacettepe U) A.Oğuz SOYSAL (IU)  
Cem GOKNAR (İTU) Taner SENGÖR (YTU)  
Remzi GULGUN (YTU) Emin TACER (İTU)  
Filiz GUNES (YTU) Nesrin TARKAN (İTU)  
İrfan GÜNEY (Marmara U) Mehmet TOLUN (ODTÜ)  
Fikret GÜRGEN (Boğaziçi U) Osman TONYALI (KTU)  
Fuat GURLEYEN (İTU) Ersin TULUNAY (ODTÜ)  
Cemil GURUNLU (KTU) Nejat TUNCAY (İTU)  
Nurdan GUZELBEYOGLU (İTU) Atıf URAL (Kocaeli U)  
Emre HARMANCI (İTU) Alper URAZ (Hacettepe U)  
Altuğ İFTAR (Anadolu U) Gökhan UZGÖREN (IU)  
Kemal İNAN (ODTÜ) Yıldırım UCTUĞ (ODTÜ)  
Asım KASAPOGLU (YTU) Asaf VAROL (Fırat U)  
Adnan KAYMAZ (İTU) Siddik B. YARMAN (IU)  
Ahmet H. KAYRAN (İTU) Mümtaz YILMAZ (KTU)  
Mehmet KESİM (Anadolu U) Melek YÜCEL (ODTÜ)  
Erol KOCAOĞLAN (ODTÜ) Nusret YUKSELER (İTU)  
Muhammet KOKSAL (İnönü U) Selma YUNCU (Gazi U)

## Yüksek Gerilim İzolasyonlu LASER Soğutma Sisteminin Tasarımı

Mehmet ALI UNEU, Kenan DANIŞMAN  
Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, 38090-KAYSERİ

Bekir Sami YILUAŞ  
KİİR Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, DAIİRAN

### ÖZET

Bu bildiride üç deşarj tüpünden müteşekkil sürekli dalgalı bir CO<sub>2</sub> Laser sisteminin elektrot ve tüplerinin soğutulması için gerçekleştirilen yüksek doğru gerilim izolasyonlu bir soğutma sistemi tanıtılmaktadır.

### I. GİRİŞ

Laser tüpü içerisinde deşarj olayı meydana geldiğinde hem elektrotlar, hem de plazma tüplerinde ısı açığa çıkacağından, aksnel akışlı-çksnel deşarjlı sürekli dalgalı (CV) modüler bir CO<sub>2</sub> Laser sistemindeki elektrot ve pyrex tüplerin ayrı ayrı soğutulmaları gerekmektedir.

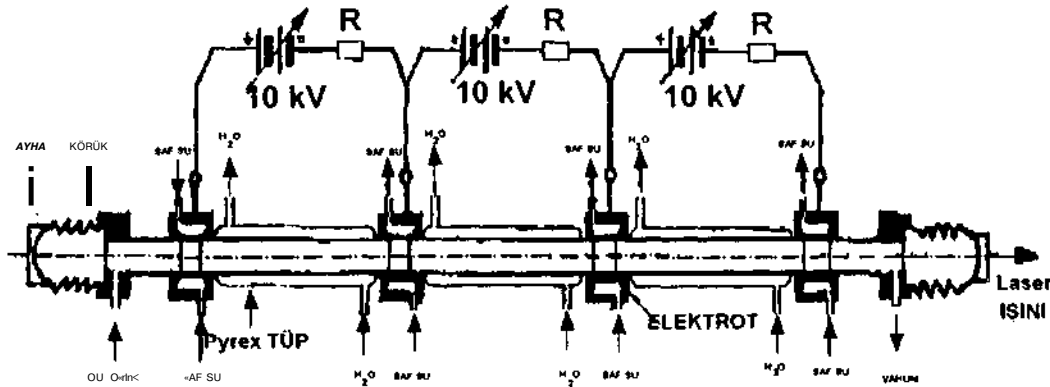
Optik düzenleri vakum ortamında bulunan endüstriyel laser aynaları tabii olarak soğutulmakla birlikte, dahili optik düzenleri vakum ortamının dışında olan CO<sub>2</sub> laserlerin ayna yüzeylerinde, nem etkisiyle çığ (puslanma) meydana gelerek, laserin optik verimini düşürmektedir [1]. Bu sebeple, harici optik düzenli laserlerde, birisi, sıcaklığı aynaların çığlenme noktası üzerinde sabit tutan, iki ayrı soğutma düzenine gerek vardır. Burada yalnızca plazma tüpü ve elektrotlarına ait soğutma sistemi incelenecektir.

Pyrex tüpler demineralize su ile soğutulabilirken, elektrotların saf su ile soğutulması gerekir. Çünkü şebeke suyunda bulunan Klor, erimiş tuz ve mineraller, sıcaklık değişimine bağlı olarak soğutma sistemi içerisinde birikir (kabuk oluşturur). Soğulma sistemi içinde zamanla oluşan bu kabuklaşma sonucu normal ısı geçişi olmaz. Normal ısı geçişi sağlanamadığı için çalışma sıcaklığı yükselir ve bunun sonucu sistem içerisinde termik tahribatlar meydana gelir [2]. Kabuklaşma diğer taraftan küçük kesitlerde kesit tıkanmasına ve buralarda soğutma yapılamadığı için de sıcak noktalar oluşmasına sebep olur. Ayrıca su borularının toprakla olan irtibatları ve şebeke suyunun elektriksel bakımdan iletken olmasından dolayı, Şekil-1'den görüleceği üzere, aralarında yüksek genlikli potansiyel fark bulunan laser elektrotlarının da ayrı ayrı soğutulmaları ve soğutma sistemleri arasında elektriksel bakımdan izolasyonun sağlanması gerekmektedir.

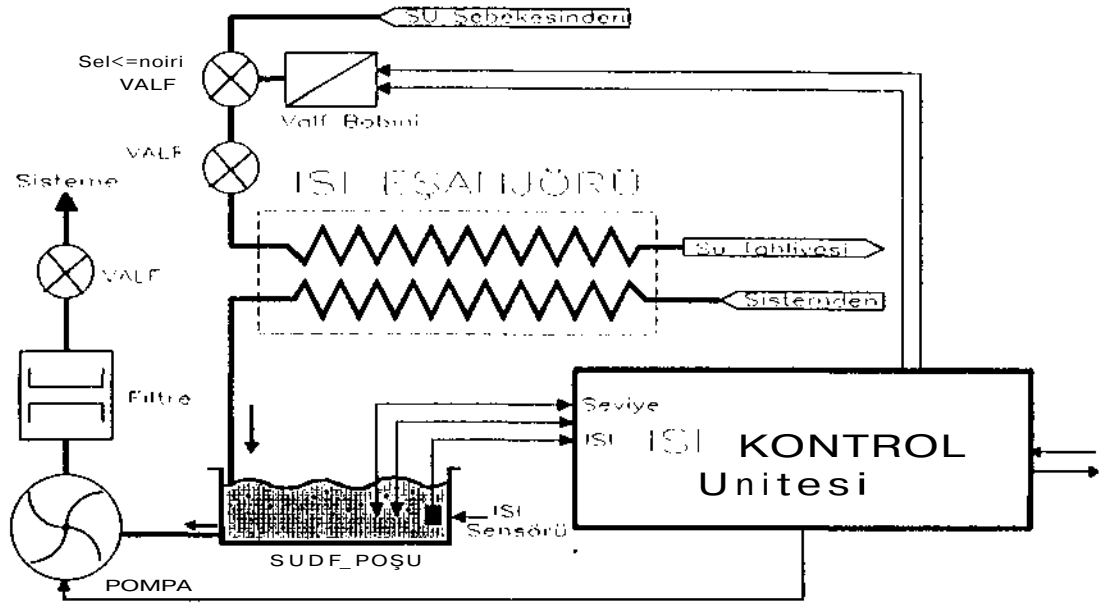
### II. SOĞUTMA SİSTEMİ

#### A. Pyrex Tüplerin Soğutma Düzeni

Birbirine seri bağlı Pyrex tüpleri soğulmak için bunların su girişi ve çıkışlarını birbirlerine seri olarak bağlamak mümkün olmakla birlikte, suyun çıkışı



Şekil-1 : Modüler CO<sub>2</sub> Laser Sistemi



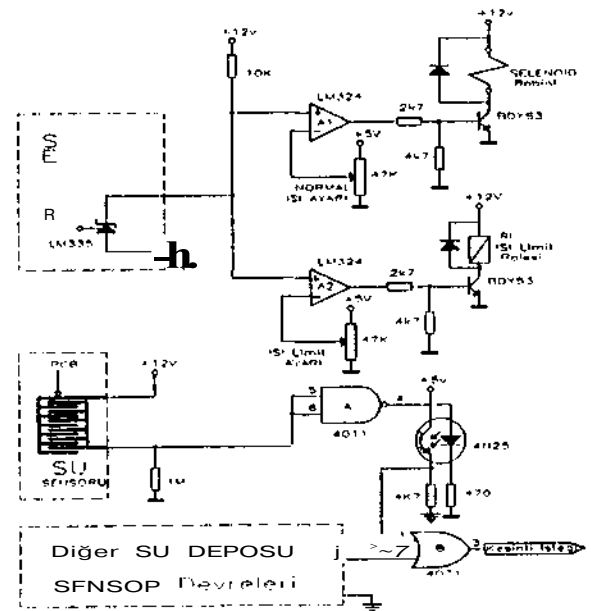
Şkil-2 : Soğutma Düzeni Prensip Devresi

tarafındaki tüpün gövde sıcaklığı diğerlerinden daha yüksek olacağından, her tüpün ayrı bir soğutma düzeni ile soğutulması gerekir.

Şekil-2'de tek bir laser tüpüne ait soğutma düzeninin prensip devresi görülmektedir. Buradaki ısı kontrol ünitesi, su deposu içerisindeki su sıcaklığını ölçmek suretiyle su şebekesi girişindeki selenoid valfi denetlemektedir. Herhangi bir sebeple depodaki su seviyesinin azalarak, sıcaklık sensörünün altındaki bir seviyeye düşmesi durumunda, sensör, su yerine ortamdaki hava sıcaklığını ölçeceğinden, bu gibi hatalı ölçme ihtimaline karşı su deposu içerisinde bir de su seviye dedektörü kullanılmıştır. Soğutma düzeninde bulunan ısı eşanjörü, ısınan suyu üzerinden soğutmaktadır. Şekil-2'de görülen su devir-daim pompası, laser elektrotlarına yüksek gerilim uygulanmadan önce devreye alınıp, laser enerjisi kesildikten sonra da, mevcut ısıyı transfer etmek üzere, belirli bir süre çalışmaya devam etmektedir. Ayrıca herhangi bir mekanik hata meydana geldiğinde (pompa motoru arızası, su bağlantı hortumlarının yerinden çıkması, delinmesi vb.), laser sisteminin enerjisi ısı kontrol ünitesi tarafından kesilmektedir.

Isı kontrol ünitesinin temel uygulama devresi Şekil-3'de gösterilmiştir. Buradaki su sensörü, PCB (Baskı Devre Kartı) üzerine çıkartılmış çift oluklu <math>0.1 d>> U</math>y. iletken olan su, PCB yüzeyine temas ettiğinde, yüksek giriş empedanslı, CD4011 (A) kapı girişi pozitif yapılır. Dolayısıyla A kapısının çıkışı "0" seviyesine düşer ve soğutma sistemleri

arasında elektriksel bakımdan izolasyonu sağlayan opto-izolatör girişindeki LED elemanına uyarma akımı gönderilmecz. PCB sensörün su ile temas kesildiğinde ise A kapısı girişindeki 1M'lık direnç üzerinden giriş seviyesi sıfıra çekilerek, opto-izolatör girişindeki LED elemanı aktif hale gelir. Dolayısıyla opto-izolatör çıkış transistörü iletime geçerek, CD4071 (B) kapı çıkışı "1" seviyesine yükselir. Merkezi kontrol birimine bağlı olan "kesinti işleği" çıkışı "1" yapıldığında otomatik olarak laser güç kaynağı enerjisi kesilmektedir.



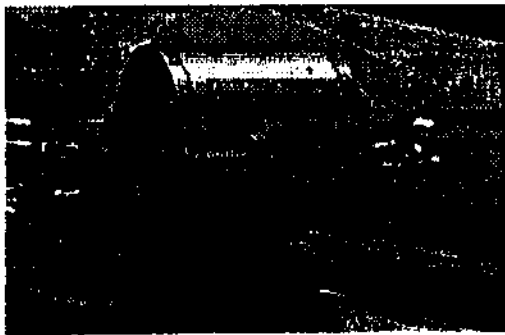
Şkil-3 : Isı Kontrol Ünitesi Uygulama Devresi  
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

Su sıcaklığının Ölçülmesi amacıyla, devrede sıcaklık katsayısı  $10\text{mV}/^\circ\text{K}$  olan LM335 Termik sensörü kullanılmıştır. Devredeki  $A_1$  ve  $A_2$  işlem kuvvetlendiricileri, sensör üzerindeki sıcaklığa bağlı gerilimi bir referans işaretiyle karşılaştırarak, sıcaklığın referans seviyesi üzerine çıkması durumunda çıkışlarını pozitif yapmak suretiyle ilgili güç transistörlerini iletme sokan birer karşılaştırma elemanlarıdır.

$A_1$  işlem kuvvetlendiricisi "normal sıcaklık seviyesi dedektörü" olarak çalışmakta, sıcaklık  $5(^\circ\text{C})$  aşlığında selenoid analarlar elemanı olan BDX53 güç transistörü iletime sokulmaktadır. Bu durumda selenoid valf encijilencrek. ısı eşanjörünün soğutma su girişini açar ve su sirkülasyonunu başlatır. Herhangi bir şekilde soğulma yapılamazsa (suyun kesilmesi, su bağlantılarının kopması vb), depo içerisindeki su sıcaklığı arlmaya devam edecektir. Referans gerilimi  $75^\circ\text{C}$  sıcaklık sınırına göre ( $7.0\text{ V}$  olarak) ayarlanmış olan  $A_2$  karşılaştırıcısı, bu sınır sıcaklığı aşıldığıda çıkışını pozitif yapıp, güç transistörü üzerinden ısı limit rölesini enerjiler. Isı limit rölesi ise, laser güç kaynağının enerjisini kesmek üzere, bir merkezi kontrol birimine kumanda etmektedir.

#### D. Elektrot Soğutma Düzeni

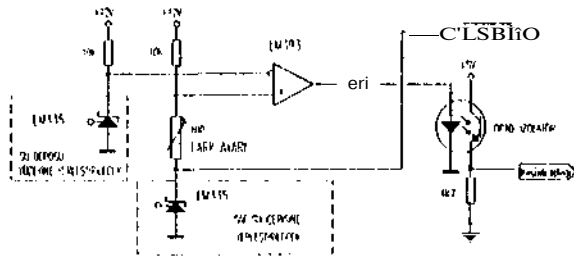
Elektrotlar arasında  $10\text{ kV}$  gibi yüksek doğru gerilim bulunduğundan, her bir elektrodun soğutma düzeni elektriksel bakımdan birbirinden ve şebekeden izole edilmek zorundadır. Şekil-4'de, iki laser tüpü arasında bulunan bir laser elektrodu görülmektedir. Elektrot soğutma düzeni, Şekil-1'de gösterilen prensip devrenin aynı olup, su şebekesinin ısı eşanjörüyle ilibalında yalıtkan (plastik hortum) gereçler, içerisinde saf su bulunan su deposu olarak da, yalıtkan (PVC) malzemeden müteşekkil  $10\text{ lt}$ 'lik su tankları kullanılmıştır.



Şekil-4 : Laser Elektrodu  
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

Elektrot soğulma ısı kontrol ünitesi tüp soğulma düzeni için kullanılan devreden biraz farklıdır. İçerisinde yük taşıyıcılar bulunmadığından, saf (arıtılmış) su elektriksel bakımdan yalıtkan ve dolayısıyla elektrot su soğutma deposu içerisinde l'CB su sensörü kullanılamaz. Yalıtkan olan akışkan seviyelerinin ölçümünde, akaryakit depolarında kullanılan şamandıralı düzenekler gibi, sıvı seviyesi sensörleri, sonar alıcı-vericileri, kapasitif dedektörler vb'leri kullanılabilirler [3]. Ancak buradaki uygulama açısından bu tür sensörler yüksek maliyetlidirler. Sıcaklık farkına bağlı olarak bir akışkanın seviyesi kolaylıkla ölçülebileceğinden, uygulama devresinde sıcaklık sensörlerinden istifade edilmiştir [4].

Bilisi suyun, diğeri de atmosferin sıcaklığını ölçen iki sıcaklık sensörüne ait çıkışlar bir karşılaştırıcı ile mukayese edilirse, karşılaştırma sonucunun eşit çıkması, her iki sensörün de ortam sıcaklığını ölçtüğünü, bir başka deyişle, su deposunun boş olduğunu gösterecektir. Birisi su sıcaklığını, diğeri de ortam sıcaklığını ölçmek üzere ısı kontrol devresinde kullanılan sıcaklık ve su seviyesi dedektörlerinden birini uygulama devresi Şekil-5'de gösterilmiştir. Devredeki  $100\text{ u}$ 'luk fark ayar trimpot'u, her iki sensörün aynı sıcaklığı ölçmesi durumunda, LM393 voltaj karşılaştırıcısının  $V_{in}$  girişinin daha pozitif olmasını sağlamaktadır.

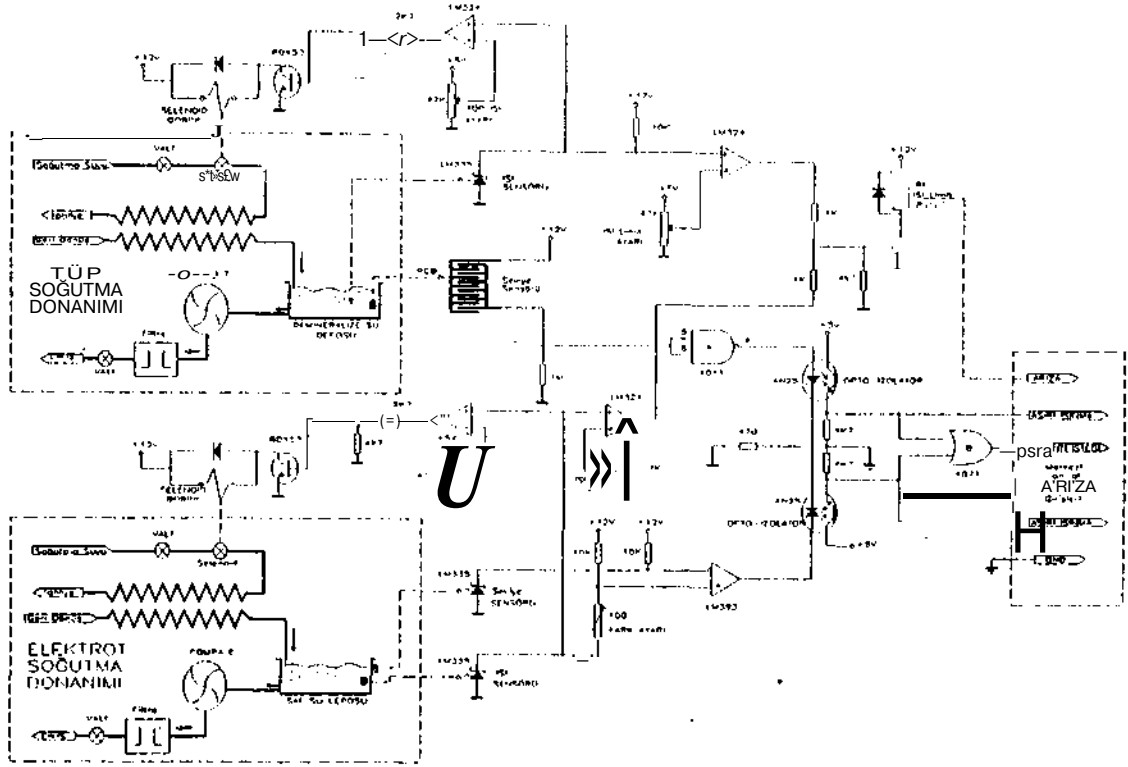


Şekil-5 : Saf Su Seviye Dedektörü Temel Devresi

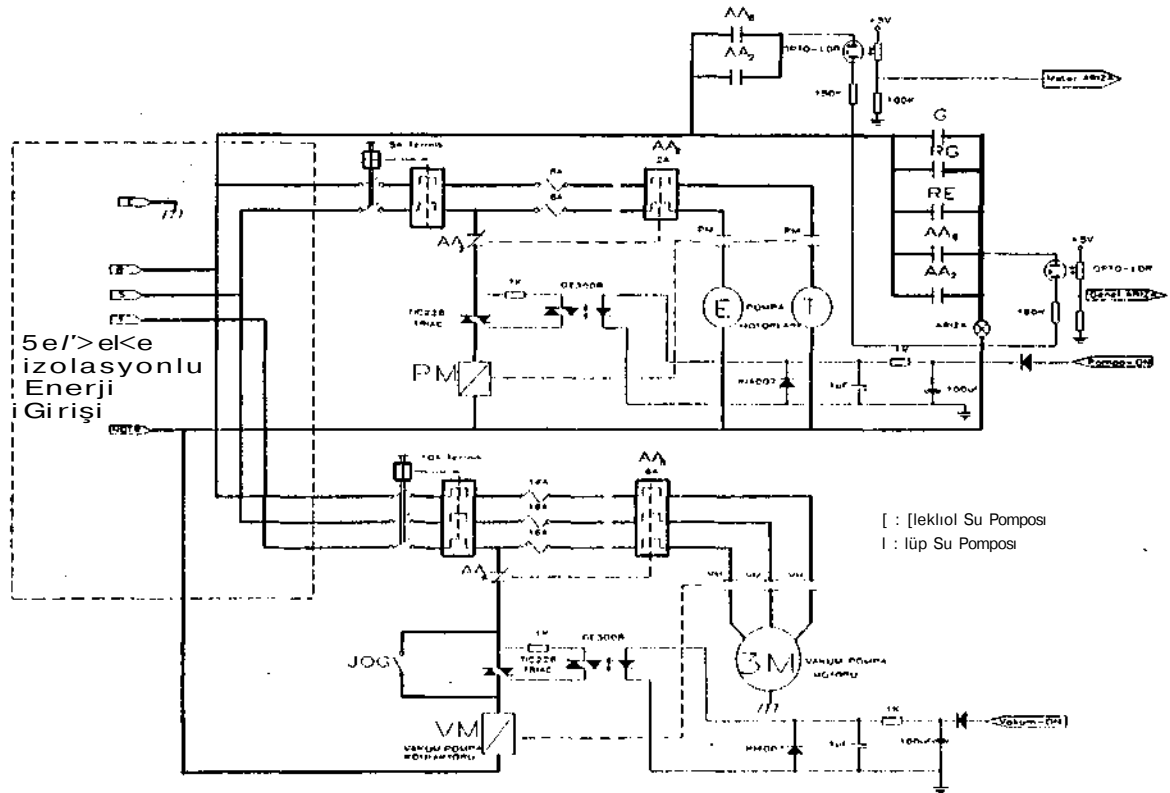
Şekil-6'da, bir laser tüpü için gerekli tüp ve elektrot soğutma düzenine ilişkin uygulama devresi gösterilmiştir. Devrenin merkezi kontrol arıza girişlerine bağlı çıkışlarının temel fonksiyonları sırasıyla şunlardır:

**Aşırı Isınma Çıkışı :** Bu çıkışlar laser güç kaynağı kontrol panelleri üzerindeki arıza uyarı müşiri olarak kullanılan LED elemanlarına bağlanmak suretiyle, laser operatörüne anlık ilgili bilgi aktarılabilirlerdir.





Şekil-6 : Elektrot ve Tüp Soğutma Düzeni Uygulama Devresi



Şekil-7 : Lasır Güç Kaynağı Elektronik Kontrol devresi

**Kesimli İsteği Çıkışı :** Bu çıkış, sürekli dalgalı CO<sub>2</sub> laser güç kaynaklarının çıkış gerilimini keserek, laser çalışmasını durdurmak üzere, bilgisayar destekli merkezi kontrol bilimine bağlanmıştır.

**Anza Çıkışı:** Fısrer güç kaynakları hem bilgisayar destekli, hem de mekanik (manuel) olarak kontrol edilebildiğinden, kesinti isteği çıkışının yanı sıra bu çıkış, Şekil-7'de görülen, laser güç kaynağı ana kontaktörüne doğrudan kumanda etmektedir.

### III. SONUÇ

Bu çalışmada 30 mm çapında ve 112 mm uzunluğundaki üç deşarj tüpünden müteşekkil sürekli dalgalı bir CO<sub>2</sub> laser sisteminin elektrot ve deşarj tüplerinin soğutulması için gerçekleştirilen yüksek gerilim izolasyonlu bir soğutma sistemi tanıtılmıştır. Isı eşanjörüyle soğutma prensibine bağlı soğutma sistemlerinde, elektrotlar için saf su, pyrex deşarj tüpleri için de demineralize su kullanılmıştır. Böyle bir sistem için en önemli husus, laser elektrotları arasında herhangi bir şekilde paralel bir akını yolu oluşturabilecek bir elemanın bulunmamasıdır. Bu amaçla sistemin ısı kontrol biliminin merkezi kontrol birimi ile irtibatı optik-izolatörlerle, ısı kontrol biriminin elektrik şebekesi ile irtibatı da yüksek gerilim izolasyonlu besleme transformatörleri kullanılmak suretiyle kesilmiştir. Su depolarının birbirleri arasındaki izolasyon ise, su bağlantılarının yalıtkan gereçlerle yapılmasıyla ve PVC su depolarının herbirinin ahşap bir platform üzerine yerleştirilmesiyle sağlanmıştır. Elektrik şebekesi ile irtibatları sebebiyle, su devir-daim pompaları, şebeke üzerinden kısıdavevelere yol açabileceğinden pompa motorları birer izolasyon transformatörü üzerinden şebekeye bağlanmıştır.

### KAYNAKLAR

- [1] RAPP, B., "Water Cooling Industrial Lasers: The Next Wave", Laser&Optronics, June-1990
- [2] AKDOĞAN, F., "Soğutma Sistemlerinin Karşılaştırılması ve Seçimi", Isı Bilimi ve Tekniği 6. Ulusal Kongresi, ODTÜ Makina Mühendisliği Bölümü, Ankara, 21-23 Eylül 1987
- [3] WOBSCHELL, D., "Circuit Design for Electronic Instrumentation", McGraw Hill Book Company, NY-1976
- [4] ALTUNER, M., "Bilgisayar Kontrollü Modüler CW CO<sub>2</sub> EDL Elektronik Sisteminin Tasarlanarak Gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, Erciyes Üniv. Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, Ocak-1992



Mehmet ALTUNER 1958 yılında Kayseri'nin Talas ilçesinde doğdu. Yüksek Lisans eğitimini 1987 yılında Uludağ Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik anabilim dalında. Doktora eğitimini de 1992 yılında Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enst.

Elektronik anabilim dalında tamamladı.

İlk görevine 1985 yılında Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak başladıktan sonra, 1987'de öğretim görevlisi, 1992'de de öğretim üyesi oldu. Halen aynı fakültede Elektronik \*Müh. Böl. Bşk. Yrd. olarak görevini sürdürmektedir.

Güç Elektroniği, Elektrik Makinalarının Elektromekanik kumandası, Endüstriyel Elektronik, Laser ve Enstrümanasyon Elektroniği konularına ilgi duymakla olup, halen yüksek gerilimli Laser güç kaynakları ve plazma elektroniği konularında çalışmaktadır.



Kenan DANIŞMAN 1961 yılında Denizli'nin Tavas ilçesinde doğdu. Yüksek Lisans eğitimini 1986'da ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik anabilim dalında, Doktora eğitimini de 1989 yılında Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enst. Elektronik anabilim dalında tamamladı.

İlk görevine 1982 yılında Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak başladıktan sonra, 1987'de öğretim görevlisi, 1989'da da öğretim üyesi oldu. 1992 yılında Doçent unvanı alan K. DANIŞMAN, aynı fakültede Elektronik Müh. bölüm başkanı olarak görevini sürdürmektedir.

Opto-elektronik, Gaz ortamı ve Laser elektroniği konularında çalışmaktadır.



İlekir Snni YILBAŞ 1954 yılında Tarsus'da doğdu. Yüksek Lisans eğitimini 1978'de, Doktora eğitimini de 1981'de Birmingham Üniversitesi Makina Mühendisliği Fakültesinde tamamladı. 1986 yılında Doçent ve 1991'de de Profesör olan YILBAŞ'ın,

Termodinamik, Laser ışınımının metal üzerine etkileri, Gaz ortamı ve Laser elektroniği konularında yüzden fazla uluslararası yayını mevcut olup, halen Dahran'daki King Fa İH Üniversitesinde misafir öğretim üyesi olarak çalışmaktadır.

# PWM İnverterlerde Ölü Zamanın Çıkış Gerilimi ve Akımına Olan Etkilerinin İncelenmesi

Yrd. Doç. Dr. GÖLDERON YILDIRMAZ Prof. Remzi GÜLGÜN

Yıldız Teknik Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektrik Bölümü  
İstanbul

## Özet

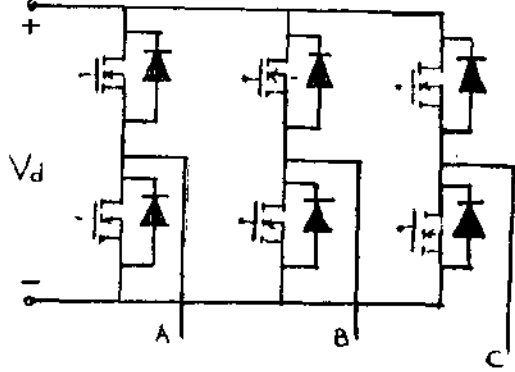
PWM İnvertelerde bir köprü koluna alt iki anahtarlama elemanının aynı anda iletimde kalmasını önlemek için bırakılan ölü zaman inverter çıkış geriliminde ve akımında bozulmalara yol açmaktadır. Gerilim ve akımda meydana gelen bozulmalar, orlaya yeni harmonikler çıkarmaktadır, aynı zamanda inverter çıkış geriliminde azalma meydana getirmektedir, ölü zamanın akım ve gerilim üzerine etkileri incelenmiş ve bu etkilerin azaltılması için yapılan çalışmalar açıklanmıştır.

PWM İnverterlerde bir köprü kolu üzerindeki iki anahtarlama elemanından bir tanesi iletimden çıktıktan belirli bir süre sonra diğeri iletime sokulmalıdır. Bu süre anahtarlama elemanlarının iletimden çıkma süreleriyle yakından ilgilidir. MOSFET gibi hızlı anahtarlama elemanlarıyla bu süre bir kaç mikro saniyeye kadar inmektedir, Tristörlerde ise bu süre daha fazladır [1], Şekil 1'den de görüleceği gibi ölü zamanın yeteri kadar büyük seçilmemesi durumunda inverterin bir kolu üzerindeki anahtarlama elemanından biri iletimden çıkmadan diğeri iletime geçer ve bu durumda inverter üzerinde kısa devre oluşur. Buradan da anlaşılacağı gibi ölü zamanın seçimi

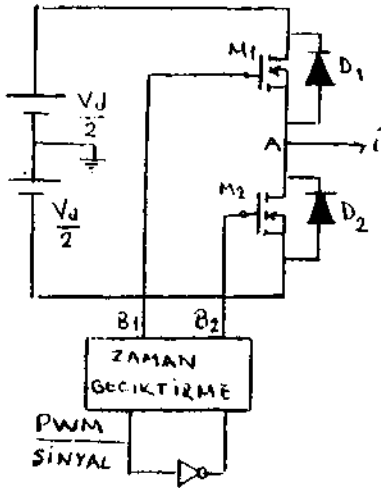
PWM inverterlerde önemlidir. Anahtarlama süreleride azalmaktadır. Yani çıkış gerilimdeki bir peryot süresince daha fazla anahtarlama yapılmaktadır. Anahtarlama sayısının artması ile ölü zamanın çıkış gerilimine olan etkisi de artmaktadır. Ölü zaman, inverter çıkış geriliminin temel bileşenini azaltırken düşük dereceden harmoniklerin de ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Ölü zamanın olumsuz etkilerini azaltmak için bazı çalışmalar yapılmıştır. Bazı analog devreler yardımıyla ölü zaman kompozite edilebilmektedir [2].

ölü zamanın çıkış geriliminde meydana getirdiği gerilim düşümü hesaplanabilir. Böylece girişteki referans geriliminin değeri değiştirilerek, çıkışta istenen gerilim elde edilebilmektedir. Şekil 2'de köprü inverterin bir kolu gösterilmiştir. Şekil 3'de ise bir köprü kolundaki MOSFET ve diyotların iletim durumları görülmektedir. Şekil 3.a ve c'de ölü zaman bırakılmadan üst ve alt kola ait MOSFET'lerin kapı sinyalleri görülmektedir. Bu sinyallerden ölü zaman yaratabilmek için sinyallerin yükselen kenarları  $T_d$  kadar geciktirilir (Şekil 3.b,d). Şekil 3.e'de akımın pozitif yönü için diyot ve MOSFET'lerin iletim durumları görülmektedir. Orjinal darbe uzunluğu daraldığı için dolayısıyla (M1) MOSFET'inin iletimde kalma süreside kısalmaktadır, ölü zaman süresince D2 diyodu iletime geçmektedir.

Şekil 3.f'de akımın negatif yönde akması durumunda M2 ve D1 iletimde kalmaktadır ve darbenin genişliği uzamaktadır.

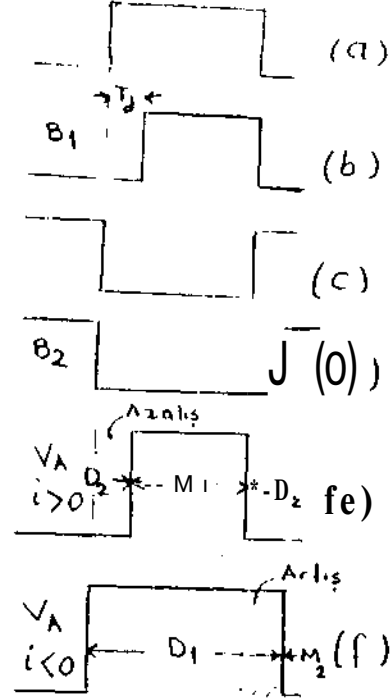


Şekil 1. MOSFET'lerle gerçekleştirilmiş üç fazlı köprü montajı

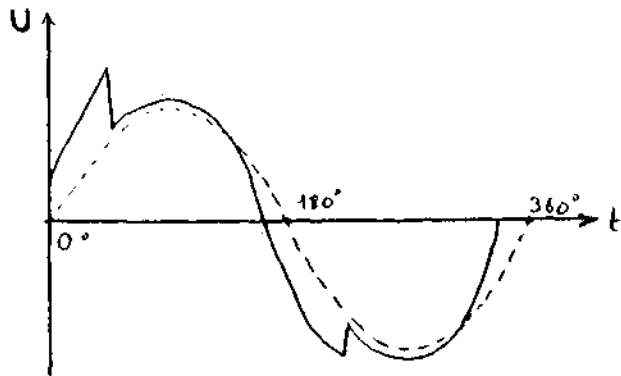


Şekil 2. PWM inverterin bir kolunun bağlantı şeması

Neticede, çıkış gerilimindeki PWM darbelerinin her biri, akımın akış yönüne göre normal PWM sinyalden daha uzun veya kısa olur. Şekil 4'de ölü zaman ve gerilim ile akım arasındaki faz farkını da gözönüne alarak ortaya çıkan yeni darbe genişliğine göre inverter çıkış gerilimi çizilmiştir.



Şekil 3. Sürme sinyalinin geciktirilmesi ve akım yönüne bağlı olarak inverter çıkış gerilimi;  
a) Üst kola ait gerçek PWM sinyali,  
b) Üst kola ait sinyalin yükselen kenarının Td süresi kadar geciktirilmesi,  
c) Alt kola ait gerçek PWM sinyali,  
d) Alt kola ait sinyalin geciktirilmesi,  
e)  $i > 0$  iken,  
f)  $i < 0$  iken MOSFET ve serbest geçiş diyotlarının iletim yönleri



Şekil 4.  $f=31$  Hz,  $(p=68^\circ, T_d=7\text{ns})$  için inverter çıkış gerilimi : (-) ölü zamanlı, (---) ölü zamansız.

Şekil 4'te görüldüğü gibi gerilim ile akım arasındaki faz (arkına göre çıkış gerilimi bozulmaktadır.

Ölü zamanın etkisinin daha iyi incelenebilmesi için aşağıdaki kabullerin yapılması yararlı olacaktır.

1. Anahtarlama elemanı çok hızlıdır, 2. Gerilim saptması giriş ve çıkışta birbirine eşittir, 3. Anahtarlama frekansı çıkış frekansına göre çok büyüktür, 4. İnverter çıkış akımı sinüsoidaldir.

Bir darbenin saptmasına Ae dersek;

$$Ae = Td \cdot Vd \quad (1)$$

Bir yarım periyottaki ortalama gerilim saptması DV;

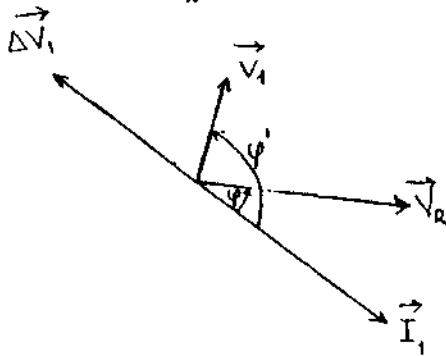
N = Bir tam periyottaki toplam anahtarlama sayısı

Vd = İnverter girişindeki doğru gerilim,  
T = periyot

N.Td= Bir tam periyottaki gecikmelerin toplamı

Ortalama gerilim saptmasını kare dalga olarak gösterebiliriz. Gerilim saptması ile akım arasında 180° faz farkı vardır [2]. Bu kare dalganın genliği (2) ifadesi ile bulunur. Ortalama gerilim saptmasının temel bileşeninin efektif değeri;

$$AV_1 = \frac{2V_2}{\pi} AV \quad (3)$$



Şekil 5. Çıkış gerilimi referans gerilimi ve gerilim saptmasının fazör olarak gösterilmesi.

Şekil 5'e kosinüs teoremi uygulanarak V1 çıkış gerilimi hesaplanır.

$$V_1 = AV_1 \cdot \cos \varphi + \sqrt{V_R^2 - (AV_1 \cdot \sin \varphi)^2}$$

$$\eta = \frac{AV_1}{V_R} \text{ dersek}$$

$$\frac{V_1}{V_R} = -Tl \cos \varphi + \sqrt{1 - Tl^2 \cdot \sin^2 \varphi} \quad (5)$$

elde edilir. Burada Tl'ya normalize gerilim saptması denir. Ve değeri 0<Tl<1 arasında değişir. (4) ifadesiyle, belirli bir referans gerilimine karşın inverter çıkışında elde edilen gerilim hesaplanabilir. Örneğin; f=4 Hz, Td= 7 us, VR= 40V ve bir periyottaki toplam anahtarlama sayısı 3888, gerilim ile akım arasındaki faz farkı 62.5° alırsak [3]; Ae, (1)'e göre

$$Ae = 7 \cdot 4 \cdot 10^{-6} \cdot 220 = 1,54 \cdot 10^{-3} \text{ V.s}$$

(2)'ye göre

$$\Delta V = \frac{3888 \cdot 7 \cdot 10^{-6}}{0,25} = 23,9 \text{ V}$$

(3)'e göre

$$AV_1 = \frac{2 \cdot 23,9}{\pi} = 21,51 \text{ V}$$

(4)'e göre

$$V_1 = -23,9 \cos 62,5 + \sqrt{40^2 - (21,51 \sin 62,5)^2}$$

$$= 24,3 \text{ V}$$

$$\eta = \frac{21,51}{40} = 0,5375$$

(5)'e göre

$$\frac{V_1}{V_R} = -0,5375 \cos 62,5 + \sqrt{1 - 0,5375^2 \cdot \sin^2 62,5} = 0,63$$

olarak bulunur. Bunun anlamı şudur; inverter çıkış gerilimi referans geriliminin ancak %63'ü kadar olmaktadır, inverterin anahtarlama sayısının azaltılması ile bu gerilim düşümü azaltılabilir.

**SONUÇ** : Ölü zaman inverter çıkış gerilimini bozmaktadır. Bilhassa düşük frekanslarda bu bozulma artmaktadır. Çünkü düşük frekanslarda PWM darbe genişlikleri dar, toplam anahtarlama sayısı fazladır. Frekans yükseldikçe darbe genişlikleri uzamakta ve toplam anahtarlama sayısı azalmaktadır. Bundan dolayı ölü zamanın etkisi azalmaktadır.

#### REFERANSLAR

- [1]MOSPOWER Application Handbook, Siliconix, 1984.
- [2]JEONG, SEUNG. GI, PARK, MIN-HO, The Analysis and compansalion ol Dead Time Ellects in PWM inverters, IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 38, No. 2, pp. 108-114, 1991.
- [3]YILDIRMAZ, Gülderen, "Asenkron Motorun Hızını PWM İle Kontrol Etmek Üzere Mikrodenetleyicili bir inverter gerçekleştirilmesi ve Ölü Zamanın Gerilim ile Akım Üzerine Etkisinin İncelenmesi". Doktora Tezi, (Danışman Prof. Remzi GÜLGÜN) Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 1992.



Yrd. Doç. Dr. Gülderen Yıldırım, 1957'de Bursa'da doğdu. 1974 yılında İstanbul Devlet Mühendislik ve Mimarlık Akademisi, Elektrik bölümüne girdi. 1979 yılında mezun oldu 1 yıl süre ile özel sektörde çalıştı. 1980 yılında Yıldız Üniversitesi Elek. Müh. Blm. Elektrik endüstriye uygulanması kürsüsünde

uzman olarak çalışmaya başladı. 1984 yılında yüksek mühendis, 1992 yılında doktor unvanını aldı. Halen aynı üniversitede görevine devam etmektedir.



Prof. Remzi GÜLGÜN 1937 yılında Aydın'da doğdu. 1958 yılında İstanbul Teknik Okulu Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu. 1958-1964 yılları arasında Sümerbank Sivas Çimento Fabrikası ve Aydın Tekstil Fabrikasında çalıştı. 1965 yılında İstanbul Yüksek Teknik Okulu'nda yüksek lisans

öğrenimini tamamlayarak aynı kurumda asistan olarak göreve başladı. 1970-1971 yılları arasında AEG-Eltherm Araştırma ve Geliştirme Bölümü'nde (Almanya) endüksiyonla ısıtma konusunda araştırma yaptı. 1971 yılında "İletken Potalı Endüksiyon Fırınının Etüdü" konulu tezi kabul edildi. İDMMA Elektrik Mühendisliği Bölümü Elektrik Endüstriye Uygulanması kürsüsü'nde 1973 yılında doçentliğe, 1979 yılında profesörlüğe atandı. 1979-1989 yılları arasında muhtelif mühendislik fakültelerinde dekan olarak görev yaptı.

Halen Yıldız Teknik Üniversitesi'nde görev yapan Remzi GÜLGÜN'ün güç elektroniği ve elektrikli endüstriye uygulanması konularında çok sayıda makalesi, Bildirisi ve ders notu ile iki ders kitabı vardır.

# MOS KONTROLLÜ TRİSTÖRLERİN ÖZELLİKLERİ ve SÜRME DEVRELERİNİN ETÜDÜ

Hülya OBDAN , Hacı BODUR

Y.T.Ü.,Elektrik-Elektronik Fak.,Elektrik Müh.Bölümü.,İstanbul.

## ÖZET

Bilindiği gibi,yarı iletken güç elemanı üretiminde,kolay sürülme , yüksek anahtarlama hızı, düşük iletim gerilim düşümü, düşük anahtarlama ve iletim güç kaybı , yüksek akım ve gerilime dayanma özellikleri açısından mükemmel erişilmeye çalışılmaktadır. Bildiride ,bu amaçla geliştirilen ve çok yeni bir güç elemanı olan Mos Kontrollü Tristör (MCT) ve sürme devrelerinin tartışılması hedeflenmiştir.

## 1.GİRİŞ

İdeal iletim karakteristiği, iletimde kilitleme »yüksek akım ve gerilime dayanma ,ideal devrilme gerilimi özelliklerine sahip olan TRİSTÖR ,iletimden zor çıkmakta ve uzun bir bekleme süresi gerektirmektedir. Tristörün sönmelerini kolaylaştırmak amacıyla üretilen GTO ,yüksek negatif kapı sinyali,karmaşık ve pahalı sürme devreleri istemektedir .

En düşük iletim gerilim düşümü özelliği gösteren BİPOLAR TRANSİSTÖR,düşük akım kazancı sebebiyle zor sürülmekte ve yüksek anahtarlama güç kaybına neden olmaktadır.Bipolar transistörün sürülmesini kolaylaştırmak amacıyla geliştirilen IGBT ,yüksek iletim gerilim düşümü vermektedir.

En hızlı anahtarlama yeteneğine sahip olan MOSFET »sıcaklıkla artan iç direnci nedeniyle,yüksek değerli iletim güç kaybına sebep olmaktadır.

Görüldüğü gibi ,bazı açılardan mükemmel olan bir eleman ,başka açılardan çeşitli mahzurlar taşımaktadır. Daha mükemmel bir eleman arayışları daima sürmüştür, sürmeye de devam edecektir.

Yeni geliştirilen ve bildirinin temel konusunu teşkil eden Mos Kontrollü Tristör(MCT)»mükemmel tristör özelliklerine sahip ve tristörün mahzurlarını en aza indirgeyen,üstün bir eleman görünümündedir.

## 2.MOS KONTROLLÜ TRİSTÖRLER(MCT)

MCT , yalıtılmış MOS kapısından pozitif ve negatif gerilim sinyali ile kontrol edilmek üzere dizayn edilmiş,mükemmel tristör özelliklerine sahip , yeni bir güç elemanıdır.

### 2.1. MCT 'NİN YAPISI , EŞDEÖER DEVRESİ ve SEMBOLÜ

Tristörün akım ve gerilim özelliğini kapının MOS kontrol özelliği ile birleştiren MCT, anodu ile katodu arasında tristör gibi p-n-p-n olmak üzere 4 tabaka ve 3 jonksiyon bulunduran ,ayrıca ,n ve p kanallı 2 FET taşıyan bir elemandır.

Tristörün de eşdeğer devresi dikkate alındığında ,MCT ,biri npn, diğeri pnp 2 transistör ve biri n, diğeri p kanallı 2 FET' ten oluşmaktadır.

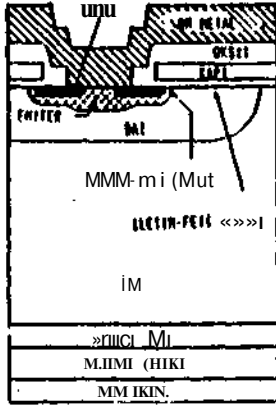
Şekil 1.(a)'da MCT 'nin yapısı, (b) 'de eşdeğer devresi ve (c) 'de sembolü görülmektedir.P veya n tipi »simetrik veya asimetrik bloklama tipi,bir veya iki yönlü kapama FET 'i ile kapı kontrolü ,ışıkla iletme geçen tipi gibi MCT'nin bir çok çeşidi yapılmıştır.

## 2.2.MCT'NİN ÇALIŞMASI

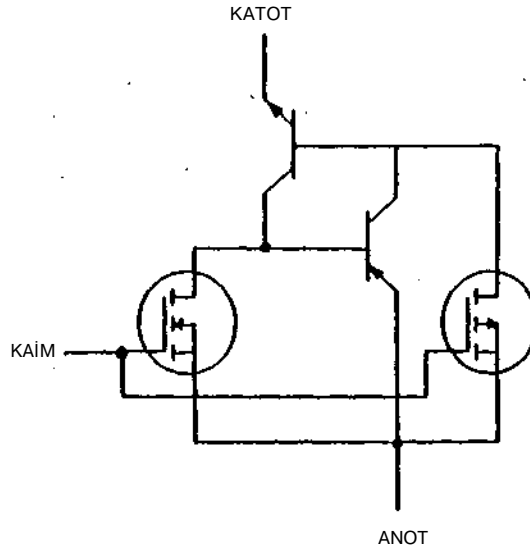
MCT , kapısına negatif gerilim sinyali geldiğinde iletme girip ,pozitif sinyal geldiğinde iletimden çıkar.

Kapıya,anoda göre negatif gerilim sinyali geldiğinde,p kanallı FET iletme girer.FET 'in geçirdiği akım , npn tipi transistörü sürer.NPN tipi transistörün yükselterek geçirdiği akım ,pnp tipi transistörü iletme sokar. PNP tipi transistörün yükselterek geçirdiği akım, npn tipi transistöre sürme akımı temin eder.Böylece,iki transistör veya MCT iletimde olarak kilitlenmiş olur.

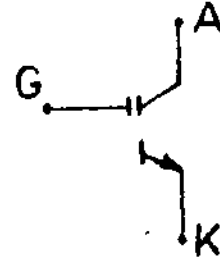
Kapıya,anoda göre pozitif gerilim sinyali geldiğinde ise ,n kanallı FET iletme girer. İletime giren FET ,pnp tipi transistörün B-E jonksiyonunu kısa devre eder. B-E jonksiyonu kısa devre olan pnp tipi transistörün iletimden çıkması ile ,nnp tipi transistör de iletimden çıkar. Böylece ,iki transistör ya MCT ,kesimde olarak kilitlenir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 1. P tipi MCT 'nin (a) yapısı , (b) eşdeğer devresi ve (c) sembolü.



### 2.3. MCT 'NİN ÖZELLİKLERİ ve ÜSTÜNLÜKLERİ

MCT ,tristör gibi ,ideal iletim karakteristiğine ,düşük iletim gerilim düşümü »iletimde kilitlenme ,ideal devrilme gerilimi, geniş bir SOA alanı özelliklerine sahiptir.

Tristörden çok daha yüksek , di/dt ve dv/dt değerlerine sahiptir.

Tristörden çok daha hızlı anahtarlama yapabilir. Mos kontrollü olduğundan »oldukça basit ve ucuz sürme devreleri gerektirir.

Tristör gerilimi olan 8-10 kV'a kadar yüksek ve FET gerilimi olan 100 V'a kadar düşük gerilimlerde üretilebilmektedir. 1-letim ve anahtarlama kayıpları oldukça düşüktür.

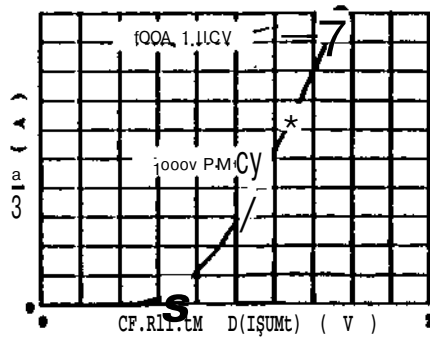
Şekil 2. (a)'da,MCT'nin iletim, (b)'de de akım ve (c)'de anahtarlama karakteristikleri görülmektedir.MCT ,toplam birkaç yüz ns'lik iletime geçiş ve

toplam birkaç mikro sn'lik kesime geçiş anahtarlama sürelerine sahiptir.Dolayısıyla »oldukça hızlı olduğu söylenebilir.

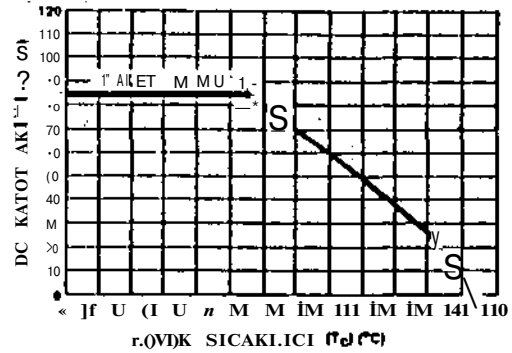
MCT ,tristör gibi çok yüksek akımlara dayanabilir.Fakat ,bu akımın tamamı kapıdan kontrol edilemez.MCT 'nin tek ve en önemli mahzurunun ,bütün akımın kapıdan kontrol edilemeyişi olduğu söylenebilir.Dolayısıyla ,kapıdan kontrol edilebilen akım değeri,MCT'nin çok önemli bir nominal değeridir. Ayrıca kontrol edilebilir değer üstündeki akımlarda ,zorla söndürme yoluyla,çok hızlı bir tristör olarak kullanılabilir.

örneğin,75P60 tipi P-MCT,75 A' in altında kapıdan kontrol edilebilir. Bu akımın üstünde, birkaç mikro sn'lik çok hızlı bir tristör olarak kullanılabilir.

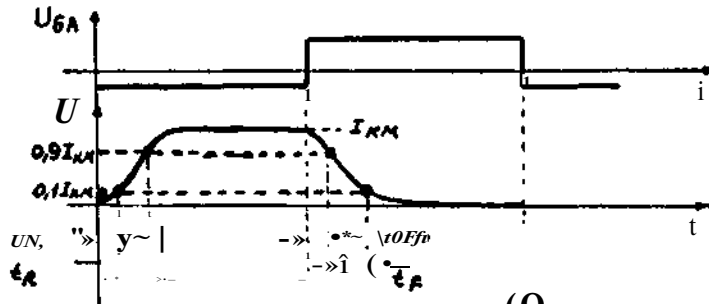
MCT' nin ters gerilim tutma özelliğinin olmadığı da unutulmamalıdır.Bu da MCT 'nin diğer bir mahzurdur.



(a)



(b)



(c)

Şekil 2. MCT 'nin (a) iletim, (b) de akım ve (c) anahtarlama karakteristikleri.

## 2.4.MCT 'NİN ÖRNEK UYGULAMALARI

Şekil 3.(a)'da iki adet MCT ile ortak kapı devreli bir ac anahtar lama devresi, (b)'de, bir adet P-MCT ve bir adet N-IGBT ile ortak kapı devreli bir ac anahtar lama devresi ve (c)'de , yine bir adet P-MCT ve bir adet N-IGBT ile ortak kapı devreli bir inverter kolu devresi görülmektedir.

Bu uygulamalarda ,MCT 'ler ters gerilim tutmadığından ,diyotlar ilave edilmiştir. Varistörler , elemanları aşırı gerilimlerden korumaya, R1 dirençleri »gerilim sinyali üretmeye yarar.

### 3.MCT SÜRME DEVRELERİNİN ETÜDÜ

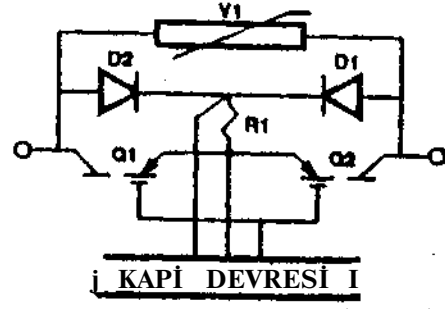
Mos kontrollü olduğundan, MCT sürme devreleri oldukça basit ve ucuzdur. Fakat bazı kapı ve sürme sinyali özelliklerinin iyi bilinmesi gerekmektedir.

#### 3.1.MCT SÜRME SİNYALİ ÖZELLİKLERİ

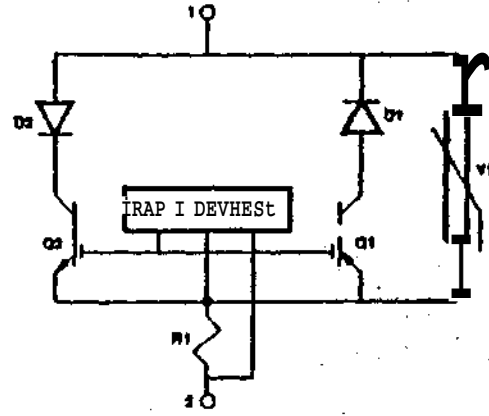
Sekil 4.(a) 'da , kapı sinyali sınırları görülmektedir . Buna göre, (+) ve (-) gerilim sinyali üst sınırı +/-25 V'tur. Gerilim sinyallerinin yükselme ve düşme süreleri 200ns'nin altında kalmalıdır.

Nominal akımı kesebilmek için, yaklaşık olarak en az 1 mikro sn süreli ve 18 V'luk (+)sinyal uygulanmalıdır.+25 V'luk sinyal en fazla 2 mikro sn kadar uygulanabilir. Kararlı kesim durumunda ,+7 V ile +20 V arasında bir sinyal uygulamaya devam edilmelidir.

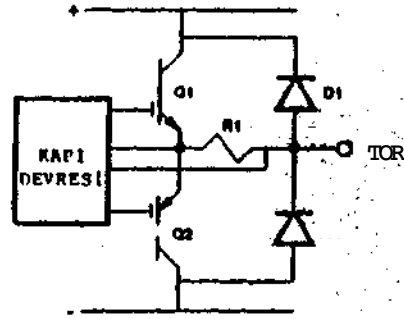
Elemanı iletme sokmak için, -7 V ile -25 V arasında bir (-) sinyal verilmelidir. Kararlı iletim halinde -7 V ile -20 V arasında bir sinyal verilmeye devam edilmelidir.



(d)

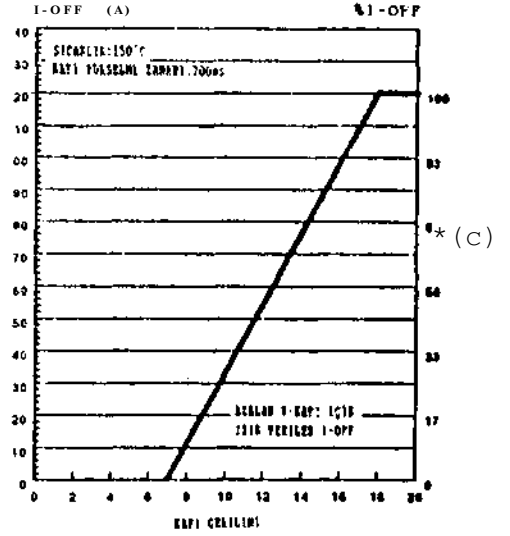
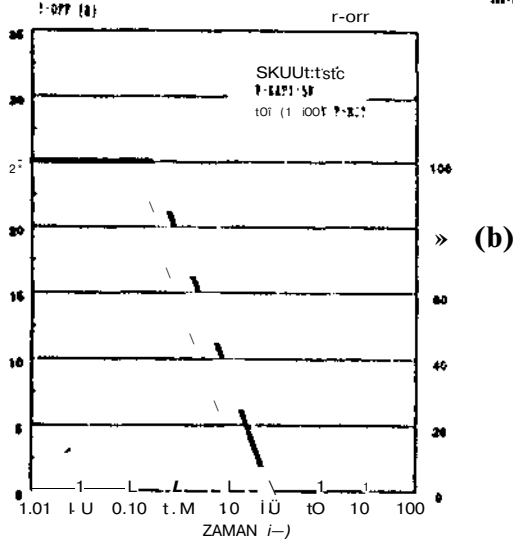
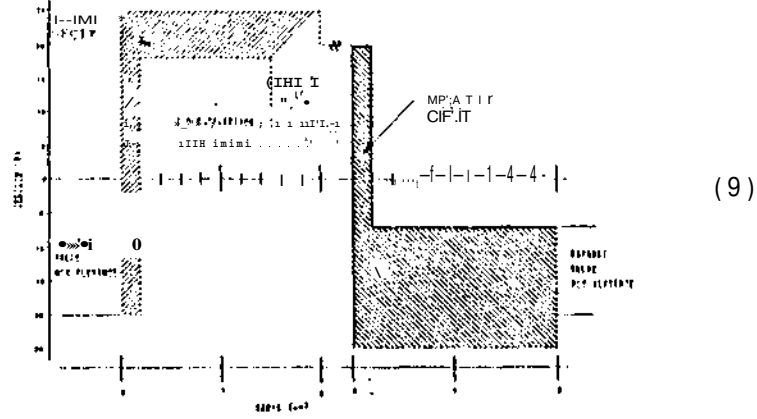


(b)



(c)

Şekil 3.(a) İki MCT ile ac anahtar lama devresi, (b) bir P-MCT ve bir N-IGBT ile ac anahtar lama devresi ve (c) bir P-MCT ve bir N-IGBT ile bir inverter kolu devresi.



Şekil 4.(a) Kapı sinyali sınırları, (b) söndürme, sinyali yükselme süresi ve sönme akımı ve (c) söndürme sinyali gerilim değeri ve akımı.

Şekil 4.(b)'de, (+) gerilim sinyali yükselme süresi yaklaşık 200 ns "nin üzerine çıktığında, söndürülebilecek akım değerinin düştüğü, hatta 3 mikro sn'de sıfır olduğu görülmektedir.

Şekil 4.(c)'de, (+) gerilim sinyali değerinin +18 V 'un altında olması halinde, kesilebilecek akımın azaldığı, hatta +7V un altında sıfır olduğu görülmektedir.

Kapı karalı halde, sızıntı akım t.ış.mıd:- Mı akım çekraoz. Fakat., sinyal ilk uygulandığında, A-G vıçlan ar.;ı'ımd:-iki pştieğor kullı diinsal'ou va".j akımı çelıer. Doja a yısıjlı a , "imif? dk: vror, i bu yat j

j II22<sup>3</sup>

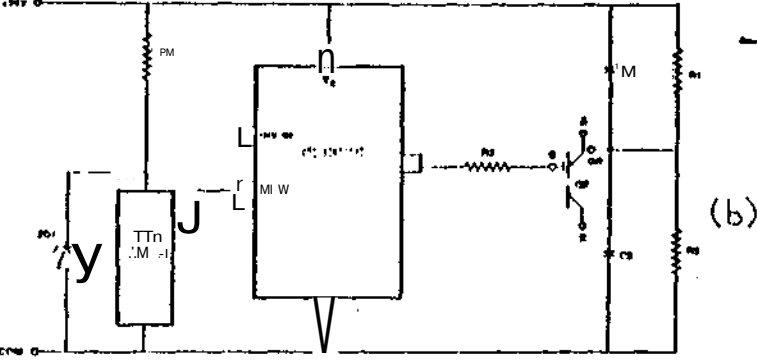
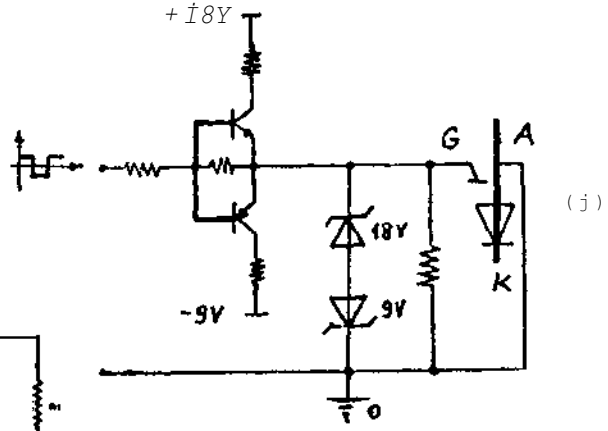
akımını karşılamalıdır. Bu akım, eleman katalogunda yer alır.

### 3.2.ÖRNEK MCT SÜRME DEVRELERİ

Temel olarak, MCT sürme devresi 3.1.başlığında anlatılan sürme şartlarını sağlamalıdır. Şekil 5.(a)'daki sürme devresinde, kapıya +8 V ve -9 V'luk gerilim sinyali uygulanmaktadır. Zener diyotları, kapı gerilim değerlerini garanti eder.

Şekil 5.(b)'deki entegreli sürme devresinde, R1 ve R2 dirençleri 1 MΩ kapıya uyulan (+) ve (-) uçları için değerlerini belirler, örneğin, R1 uçlarımla 10 V, R2

uçlarında -8 V oluşturulabilir. C1 ve C2 kondansatörleri ,dirençlerde olugan gerilimleri filtre eder ve kapının ani şarj akımını karşılar.ZD1 zeneri,op-to elemana gerilim temin eder. Opto eleman gerilim sinyalini elektriki olarak izole etmeye yarar.



Şekil 5.(a) Prensip bir MCT sürme devresi ve (b) sürme entegreli bir MCT sürme devresi.

#### 4. SONUÇ

Mükemmel tristör özellikleri ile MOS kapı özelliğini birleştirerek daha da mükemmelleşen MCT,diğer elemanların yerini alacağı benzemekte ve parlak bir gelecek vaad etmektedir.

#### KAYNAKLAR

- /1/ R. De Dtmcker , T. Jahns , A.Raduu,D.Hatrous,V.Teniple "Characteristic;; oU HOR-Contioll ed Thyristors under Zero Voltage Hott. - Swit.ching Condition.s , "IEEE Traiaactions on Imlustry Applications,Vol 28, No.7, i'P.387-334,Maroh/?.pi:il (92)
- /2/ V .Teniple ,D .Watrous , S. Atthur , P.Kendie , "Wh;it's Here and What's Ahead in MCT'î; .
- /3/ OEDAN , H-," Mos Kontrollü Tr:jiziöt (MCT) ve Süme Devrelerinin İncelenmesi" , Yüksek Lisans Teza.,Y-T.Ü. , Fon Bilimleri Enst i t üsü İstanbul ,1993 ,HG Sayla . (Dan.Y.Doç.Dr. II.BODUR.)



1967 yılında İstanbul'da doğan HÜLYA OBDAN , Yıldız Teknik Üniversitesi'nden 1989'da Elektrik Mühendisi olarak mezun olduktan sonra , Yüksek Lisans eğitimini 1993'de aynı üniversitede tamamladı.

Halen Yıldız Teknik Üniversitesi 'n<If Arışılirma Görevlisi olarak Çİalışınıkta olup »evlidir.



[1959 yılında Ordu'da doğan HACI BODUR , Yıldır, Teknik Üniversitesi'nde 1981'de Elektrik Mühendisi ,1903 'de Yüksek Mühendis ve 1990 'da Doktor Mühendis unvanını aldı. Aynı ü-

11.ivcrsi.todo ] 991 'de Yardımcı Doçent oldu ve 1992'de Elektrik Mühendisliği Dölüm üaşkan Yarıdımcı görevini üstlendi. yıldır, 'ffîknik Üniversitesi 'nde gö: evj.no devanı etmekte olan H. iÇL'K .İngilizce bilmekte olup, evli ve iki çocuk babasıdır.

# ELEKTRİKLİ KENTİÇİ ULAŞIM TAŞITLARI İÇİN 3-FAZ İNDÜKSİYON MOTORLU DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ TAHRİK SİSTEMLERİ

Doç.Dr. Asım KASAPÖĞLU  
Elektrik Yük.Müh. M . Serhat ÇATIKKAŞ

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
Elektrik-Elektronik Fakültesi  
80750 Başıktaş/Istanbul

## ÖZET

3 fazlı indüksiyon motorlarının, kollektörlü motorlara göre çok üstünlüklere sahip olması, bunları özellikle elektrikli ulaşım taşıttan için de cazip kılar.

Son yıllarda, besleme hattından reaktif güç çekmeyen veya (gerekliyorsa) besleme hattına reaktif güç bile verebilen ve sadece küçük harmonikler üreten dönüştürücü sistemleri geliştirilmiştir. Bu sistemler; hızlı tramvay, metro gibi küçük güçlü kentçi ulaşım araçları içirt olduğu kadar, büyük güçlü elektrikli ulaşım araçları ve endüstri lokomotifleri için de çok elverişlidirler.

Bu makalede, kentçi elektrikli ulaşım taşıtlarında kullanılan bu dönüştürücü sistemleri incelenmiş ve karşılaştırılması yapılmıştır.

## AMAC

Günümüzde kullanılan modern kentçi elektrikli ulaşım sistemlerini tanıtmak ve bunları çok yönlü olarak karşılaştırmaktır.

## 1.GİRİŞ

2000'li yıllara yaklaşırken ülkemizde bugüne dek "kentçi ulaşım sorunu" arzulanan teknik ve sosyal düzeyde bir çözüme ulaştırılamamıştır. Bunun en önemli nedeni, yıllarca elektrikli toplu taşıma sistemlerine Şgrsfcen önemin verilmemesidir. Enerji çağında yaşayan bizler, en ekonomik enerji türü olan elektrik enerjisini, özellikle, toplu taşımacılıkta öncelikle kullanmalıyız.

Elektrikli raylı kentçi ulaşım sistemlerini şu şekilde sınıflandırabiliriz:

<i> Hızlı tramvay

<ii> Metro

<iii> Banliyö

## 2.KENTİÇİ ELEKTRİKLİ ULAŞIM SİSTEMLERİNDE TAHRİK DÜZENLERİ

Elektrikli ulaşım sistemlerinde bilindiği gibi, doğru akım ve alternatif akımdan faydalanılır.

a) Doğru Akım: İki iletken gerektirir. Bunun biri rayda olabilir, değişik değerlerde gerilimler kullanılmaktadır.

b) Alternatif Akım: Monofaze AC akım, iki iletken gerektirir. 1500 V veya 25000 V, 50-60-16 2/3 Hz monofazeler kullanılmaktadır.

Taşıttahrikinde en çok kullanılan DC seri motorla indüksiyon motorunun karşılaştırılması şöylece özetlenebilir:

<i> Motorun Birim Ağırlığı Başına Momenti (özgül moment) yönünden; aynı nominal güç için asenkron motor; doğru akım motoruna göre daha fazla özgül moment vermez. Çünkü doğru akım motoru ile aynı güçteki bir asenkron motor, daha küçük boyutlu ve hafif olduğu gibi dönme hızı büyük olduğundan daha düşük bir moment verir.

<ii> Motorun Birim Ağırlığı Başına Gücü (özgül güç) yönünden; asenkron motorların kollektörlerinin olmaması ve hızlarının genellikle daha büyük olması, bunları özgül güç yönünden daha ilginç yapar. Özellikle 1000 KW ile 1500 KW nominal güçler için, asenkron motor daha iyidir.

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

<iii> Nominal Güçteki Verim yönünden; verim, güçten kısmen bağımsızdır. DC motorlarda enerjinin bir bölümü kollektörde kaybolduğu için, örneğin; 1000 - 1500 KW nominal güçlerde asenkron motorun verimi % 1,5 -2,5 daha fazladır.

<iv> Bakım yönünden; doğru akım makinalarında komütatörün bulunması ağırlık ve hacim yönünden bir sakınca meydana getirdiği gibi, daha sık periyodik bakım gerektirir. Yapılan bir araştırmada 6x1 0\* km'lik mesafede çalışan bir lokomotifin elektriksel ve mekaniksel bütün bölümlerini içine alan tüm bakım giderlerine göre, motorun bakımına düşen payı % 11-13 olmakla beraber bunların komütatör ve fırça takımlarına düşen payı ise %5-7 olmaktadır. Şüphesiz bu payı asenkron motor almayacaktır.

Ayrıca asenkron motorun DC motoruna göre yapısının daha basit olmasına karşın, rotorunun (iletken çubuklarda) merkezkaç kuvvetlerinden ve termik genişlemeden oluşan mekanik zorlanmalara karşı koyacak şekilde dizayn edilmesi gerekir.

<v> Yapım Fiyatı yönünden; basit yapısı, küçük boyutlu ve hafif olması nedeniyle asenkron motorun fiyatı daha ucuzdur.

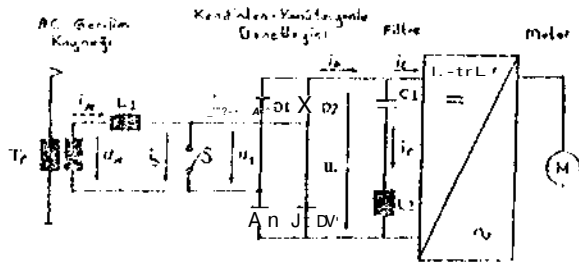
DC motorları ve indüksiyon motorları günümüzde artık güç elektroniği ile kontrol edilmektedir. indüksiyon motorlarında kullanılan dönüştürücülerin bakım fiyatı, hiç bir zaman DC motorun komütatör bakım fiyatını bulmayacaktır. Ayrıca DC motorun tahrikinde kullanılan DC dönüştürücüsünün az da olsa bakım kontrol masraflarının varlığı unutulmamalıdır.

Bütün bunlardan, gelişen güç elektroniği düzenleri ile elektrikli ulaşım sistemlerinin tümünde indüksiyon motorunun diğer tahrik motorlarının yerini alabileceği söylenebilir.

### 3.ELEKTRİKLİ KENTİÇİ ULAŞIM TAŞITLARI İÇİN 3-FAZ İNDÜKSİYON MOTORLU DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ TAHRIK SİSTEMLERİ

#### 3.1. AC BESLEME HATLI TAŞITLARDA KULLANILAN DÖNÜŞTÜRÜCÜ SİSTEMLERİ

Hat geriliminin aşırı değişimlerine ve yüksek hat empedansına rağmen, oluşan akım distorsiyonlarını önlemek ve hat akımının temel bileşen kayma faktörü Cos01'i ve toplam güç faktörü X'yi 1'e çok yakın yapmak için enerji depo edebilen kendinden komütasyonlu dönüştürücü bağlantısı kullanılır. Böyle bir devre Şekil. 1'de verilmiştir.



Şekil. 1. İki Bölge Denetleyicinin devre şeması

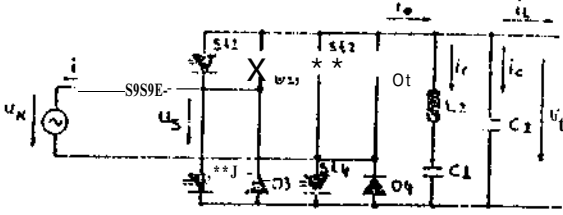
Kendinden-komütasyonlu dönüştürücüde akım ve gerilim hat frekansına bağlı olarak periyodik bir şekilde değişir. Burada dönüştürücü çıkışına, frekans değişimine göre enerji depolayan seri rezonans L2 C-| filtresi bağlanmıştır.

Devrede,  $i_0$  çıkış akımı; DC bileşen  $I_1$  ve AC bileşen  $I_2$  akımlarının birleşimidir. DC kısım; indüksiyon motor için inverteri beslerken, AC kısım; enerji depolayan LC seri rezonans devresi ile kapanır.

S anahtarının açma/kapama süresinin değiştirilmesi ile doğrultucu çıkış akımının ortalama değeri ayarlanır.

Pratikte S anahtarı yerine ters paralel bağlı tristörler yerleştirilir ve tristörler, tetikleme-söndürme devreleri ile donatılır. Tristörlerin anahtarlama frekansı saniyede bir

kaç yüz hertz'dir. Gerilim ters yönde uygulandığı zaman D1-D4 diyotları iletimde olmayacağı için bu devre sadece iki tahrik bölgesinde çalışabilir ve "iki Bölge Denetleyici" ismini alır.



Şekil.2. Dört Bölge Denetleyicinin devre şeması

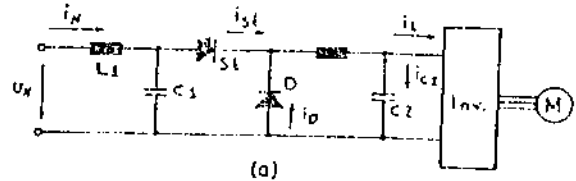
En iyi sonuçlar Şekil. 2'de gösterilen turn-off devreli tristörlerden oluşan (St1-St4) sistemleri ile sağlanacaktır. Bu tristörler,  $i_0$ 'ın negatif akım altemanslarında da iletimde olacaklar ve S anahtarının yerini alacaklardır. Bu devre, uygulanan gerilimin polaritesinden bağımsız olarak her iki yönde iletimde olduğundan "Dört Bölge Denetleyici" adını alır.

Dört Bölge Denetleyicinin her iki yönde de enerji akış kabiliyeti olduğundan bununla elektrikli ulaşım taşıtlarının (hızlı tramvay, metro, banliyö) dinamik frenlenmesi ve faydalı frenlenmesi mümkündür. Bu durum; sık sık hızlanan-yavaşlayan, yokuş aşağı inişlerde ve yüksek hızlarda frenleme yapan elektrikli ulaşım taşıtları için önemlidir.

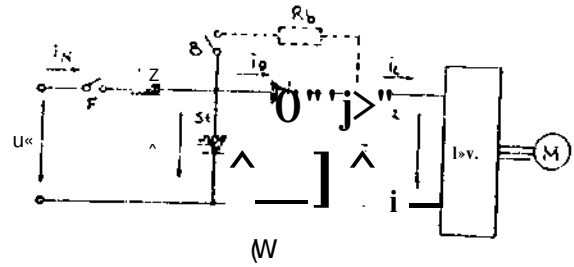
### 3.2. DC BESLEME HATLI TAŞITLARDA KULLANILAN DÖNÜŞTÜRÜCÜ SİSTEMLER

inverteri, filtre devresi ile harmonikleri bastırılmış hattan DC gerilimle beslemek mümkündür. Ancak bu, hat gerilim değişimleri yüzünden motor ve inverterin boyutlandırılması açısından uygun değildir. Burada en iyi çözüm, uygun ve sabit DC

gerilimli ek dönüşüm sistemleri kullanmaktır, (Şekil 3)



(a)



(b)

Şekil.3.DC kıyıcılar için prensip devre şemaları

- Düşüren Kıyıcı devresi
- Yükselten Kıyıcı devresi

Şekil. 3a'da, iki adet LC filtresi gerekli iken (giriş ve çıkışta) Şekil 3.b'de bir adet filtre yeterlidir. Devre girişine endüktans (L2) ve çıkışına kapasite (C2) bağlanır.

Elektrikli ulaşım taşıtlarında kullanılan gerilim kaynaklı inverterlerin beslenmesi için en çok Şekil 3.b'deki yükselten kıyıcı kullanılır ve üstünlükleri şunlardır;

1) Tristörlerin sönməsi için, hat gerilimi ve çıkış geriliminden oluşan komütasyon gerilimi kullanılır. Kıyıcının komütasyon kabiliyeti süreklidir.

2) Filtresi küçük ve hafiftir.

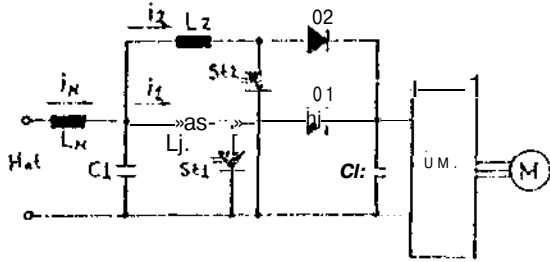
3) Hat geriliminin aniden artması halinde, D diyodu iletime geçerek enerji, C2 kapasitesi tarafından yutulur ve yükselen hat gerilimi düşer.

4) Çoğu zaman hat gerilimi, inverterin beslenmesi için gerekli olan nominal DC gerilimden düşüktür. Yükselten dönüştürücü, istenen gerilim seviyesini en iyi biçimde sağlayabilir.

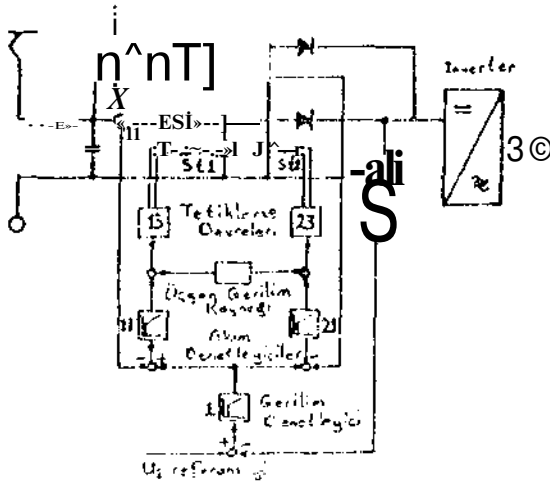
Bu devre, Bir Bölge Denetleyici olarak elektrikli ulaşım taşıtlarında dinamik ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

frenleme kabiliyetine de sahiptir. Hat; F anahtarı ile sistemden ayrılabilir. Rb direnci ve St tristörü üzerinden frenleme akımı akışına izin verilir. Frenleme gücü, St tristörünün açma -kapama zamanının değiştirilmesi ile ayarlanabilir.

Enerji hatlarında meydana gelen harmonik akımlarını azaltmak için kıyıcı sayısı artırılabilir. Böyle bir 2 Basamaklı Yükselten Kıyıcı devresi Şekil .4'te ve kontrol devresi de Şekil. 5'de verilmiştir.



Şekil.4. iki Basamaklı Yükselten Kıyıcı'dan oluşan Bir Bölge Denetleyici



Şekil.5. Bir Bölge Denetleyici'nin kontrol çevrimi

## SONUÇ

Gelişen güç elektroniği ve dönüştürücü sistemleri ile indüksiyon motoru elektrikli ulaşım sistemleri için idealdir ve kullanımı gittikçe artmaktadır. Bu taşıtlarda kullanılan gerilim kaynaklı inverter ile gerçekleştirilen 4 Bölgeyi yada 1 Bölgeyi Denetleyicinin aşağıdaki üstünlüklere sahip olduğu söylenebilir;

- Yüksek güç faktörü
- Hafif ağırlık
- Motor momentinde salınım küçüktür
- Tekerlek kontrolü iyi bir şekilde gerçekleşir.

## 4. KAYNAKLAR

1- R.Moser, Zürich, " A Comparative Study of the Various Types of Electric Traction Motor in Their Specific Fields of Application". Brown Boveri Rev. 12-1978

2-R.Stokes, " Three-phase traction: problems and prospects," Railway Gazette Int.pp. 418-422. Nov.1976

3-K.H.Bezold, J.Förster and H.Zander, " Thyristor converter for traction DC motor drives. "IEEE Transactions Ind. Appl., vol.9, pp.612-617, 1973

4- John J. Brockman, James H. King, Jr, Aleksander Kusko " Rapid Transit Experience with Chopper- Controlled DC Motor Propulsion " IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. IA-16 No. 3 pp. 350-361, May 1980

5- Wolfgang Lienau, Adolf Müller-Hellman, and Hans-Christoph Skudelny " Power Converters for Feeding Asynchronous Traction Motors of Single-Phase AC Vehicles "IEEE Transactions on Ind. App., Vol. IA-16 No.1 pp. 103-110, Jan./Feb. 1980

6- John L .Oldenkamp Steven C.Peak "Selection and Design of an Inverter-Driven Induction Motor for a Traction Drive System" IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. IA-21, No.1, Jan./Feb. 1985



## SUMMARY

Three-phase induction motors have a number of advantages compared with collector type motors which make them particularly suitable for traction purposes.

In recent, converter systems are developed, which do not receive reactive power from supply line or even feed reactive power into the line, if necessary and produce only a small amount of harmonics. These systems are very well suited for high-power electric traction vehicles and industrial locomotives as well as for smaller vehicles.

In this paper, these converter systems, which are used in the short distance electrical transportation vehicles, are studied and compared with each other.

## YAZARLAR

Asım KASAPOĞLU, 1947/ Kula doğumludur. 1972 yılında İ.T.Ü. Elektrik Fakültesi'nden Elektrik Müh. olarak mezun olduktan sonra 1974'te Yıldız Üniversitesi'nde "Doktora" eğitimini tamamlayıp, 1988'de "Doçent" ünvanı aldı.

Halen Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Makinaları Ana Bilim Dalı'nda "Doçent" olarak görev yapmaktadır.



M. Serhat ÇATIKKAŞ, 5 Ocak 1969 Tosya doğumludur. Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünden 1992 yılında Elektrik Yüksek Mühendisi olarak mezun oldu. Halen Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. bölümünde "Doktora" eğitimine devam etmekte ve T.C. Başbakanlık H.D.T.M İstanbul Elektrik-Elektronik Sanayi Ürünleri İhracatçılar Biliği'nde Uzman Yrd. olarak görev yapmaktadır.

UZAY VEKTÖR MÜDÜLASYON METODUYLA ÜFTİMUM PWM  
DARBE SÜRELERİNİN HESAPLANMASI

Ramazan AKKAYA. Hacı BODUR

Y.T.U. Elektrik-Elektronik Fakültesi  
Elektrik Mühendisliği Bölümü. İSTANBUL

ÖZET: Bu bildiride. Özellikle son yıllarda mikroişlemci kontrollü gerilim beslemeli PWM inverter uygulamalarında kullanımı oldukça artan Uzay Vektör Modülasyon Metodunun temel prensipleri incelenerek, üç fazlı gerilim beslemeli bir PWM inverterin çil:ışındal:i faz gerilimle iyle gerilim uzay vektörü arasındaki bağıntılar çıkarılmıştır. Ayrıca, uzay vektör PWM metodu kullanılarak, inverter çıkış uçlarında istenen şenlik ve frekansta üç fazlı PWH dalga şekilleri elde etmek üzere, optimum darbe sürelerinin hesaplanmasıyla ilgili ifadeler cırlılmıştır.

## 1. GİRİŞ

Endüstride geniş bir kullanım alanına sahip olan PWM inverterler ile değişken gerilim ve frekans altında asenkron motor kontrolü için. çeşitli PWM metodları geliştirilmiştir. Bu metodlar, harmonik akımlar ile anahtarlama kayıpları mümkün olduğu kadar küçük ve maksimum çıkış gerilimi mümkün olduğu kadar büyük olacak şekilde seçilir.

Sinüsoidal PWM Metodu, kontrol devresinin kolaylığı, düşük dereceden harmonikleri minimize etmesi ve analog devrelerle gerçekleştirilmeye uygun olması gibi avantajları sebebiyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, bu metotta maksimum çıkış gerilimi düşük, anahtarlama sayısı yüksek ve modüle edilen darbe genişliklerinin hesaplanması zordur. Bu sakıncaları ortadan kaldırmak için, çeşitli metodlar geliştirilmiştir [1]. Bu metodlar her ne kadar kulla-

nıltraaktaysa da özel olarak. şekillendirilen sinyal dalgayla daima senkronize olmak zorunda olan bir taşıyıcı dalga gerektirdiğinden kontrol devresi oldukça karmaşıktır.

Özellikle son yıllarda, mikroişlemci kontrollü gerilim beslemeli PWM inverter uygulamalarında kullanımı oldukça artan uzay vektör PWM metodu, Sinüsoidal Modülasyonun dijital bir alternatifi olarak düşünülebilir. Bu metod. eliger modülasyon metodlarına göre daha az harmonik distorsiyon ve daha yüksek çıkış gerilimi verme özelliğine sahiptir. Bu sebeple, anenkron motorun ısınması ve el: moment salınımları azalır-. Böylece. motor kayıpları optinize edilir. Ayrıca, anahtarlama sayısı sinüsoidal modülasyona göre uygun bir şekilde azaltılarak, inverter anahtarlama kayıpları optimize edilir [2,3,4].

Gerilim beslemeli PWM inverterlerde kullanılan anahtarlama düzenlerini ayrıntılı olarak incelemek için, gerilim vektörleri ve onların dönme kavramını kullanmak uygundur. Son yıllarda çeşitli uygulamalarda kullanılmakta olan Uzay vektör teorisi üç fazlı devre ve makinelerin davranışının anlaşılmasına yardım eder [4].

Bu çalışmada, öncelikle üç fazlı bir makinanın faz gerilimlerini genlik ve açısal pozisyon olarak tanımlayan bir gerilim uzay vektörü ile gerilim beslemeli PWM inverterin anahtarlama durumlarına karşı gelen gerilim vektörleri tanımlanarak, optimum darbe sürelerinin hesaplanması hedeflenmiştir.

## 2. GERİLİM UZAY VEKTÖRÜ

Şekil 1'de görüldüğü gibi, gerilim beslemeli bir inverter ile yıldız bağli bir senkron motorun kontrol edilmesi durumunda gerilimler dengeli ve sinüsoidal kabul edilirse, de hattın nötr noktasına göre faz gerilimleri,

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \cos(\omega t) \\ V_b &= V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ V_c &= V_m \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (1)$$

olarak yazılabilir. (1) eşitliği ile tanımlanan üç fazlı sistem, aşağıdaki gibi eşdeğer bir iki fazlı sisteme dönüştürülebilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a'' \\ V_b'' \\ V_c'' \end{bmatrix} \quad (2)$$

Üç boyutlu bir dik koordinat sisteminde ifade edilen gerilim uzay vektörü, daima  $V_a$  ve  $V_c/2$  eksenlerini içeren kompleks bir  $X$  düzlemi üzerinde bulunur ve,

$$V = V_a + j\sqrt{3}V_c/2 \quad (3)$$

yazılabilir.  $V_a$  ve  $V_c/2$ 'nin (2)'deki değerleri kullanılırsa,

$$V = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (4)$$

$$a = \exp(j2\pi/3)$$

olarak, inverter çıkış gerilimlerinin bir kombinasyonunu teşkil eden. Stator Gerilim Uzay (Park) Vektörü ifadesi bulunur. Eğer, (1)'deki faz gerilimlerinin ani değerleri (4) eşitliğinde yerlerine yazılırsa,

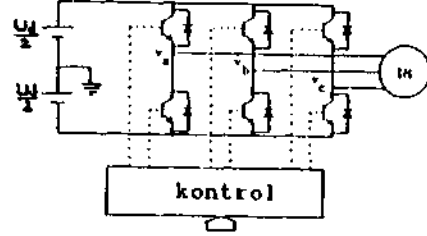
$$V = V_m \exp(j\omega t) \quad (5)$$

olarak, üç boyutlu uzayda dönen ve kompleks düzlem üzerinde dairesel bir yörünge tanımlayan stator gerilim uzay vektör ifadesi elde edilir.

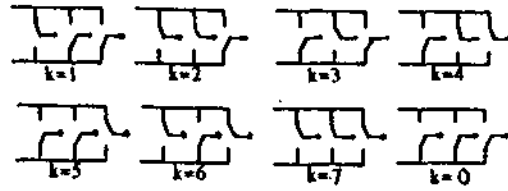
## 3. İNVERTER ANAHTARLAMA DURUMU ve ÇIKIŞ GERİLİM VEKTÖRLERİ

Şekil 1'de verilen üç fazlı gerilim beslemeli inverter. Şekil 1130

risteki doğru gerilimin ya pozitif ya da negatif ucuna bağlanabilen üç anahtar ile tanımlanabilir. Pozitif anahtarlar durumu "1" ve negatif anahtarlar durumu "0" ile tanımlanır. Şekil 2'de görüldüğü gibi inverterin sekiz farklı anahtarlar durumu ortaya çıkar.



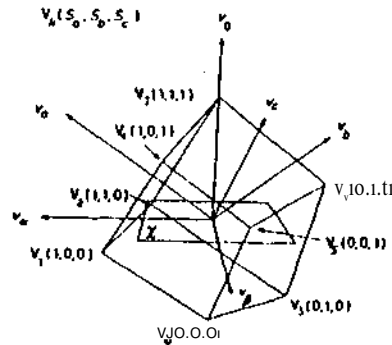
Şekil 1. Üç fazlı inverter.



Şekil 2. İverter anahtarlama durumları.

İnverter çıkış uçlarının tümü, de kaynağın pozitif (111) veya negatif (000) ucuna bağlanırsa, de kaynaktan akım çekilmez. Bu durumda inverter çıkış gerilimleri sıfırdır. Diğer altı durumda ise, motor uçlarına uygulanacak olan gerilimler üretilir.

İnverter anahtarlama durumlarına karşı gelen çıkış gerilim vektörleri, Şekil 3'de görüldüğü gibi, Üç boyutlu bir dik koordinat sisteminde gösterilebilir.



Şekil 3. Gerilim uzay vektörlerinin tanımı.  
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

Şekilden de görüldüğü gibi sekiz anahtarlama durumuna karşı gelen sekiz gerilim vektörü vardır ve bu vektörlerin bağlantılı hatları bir küp şeklinindedir. Anahtarlama durumlarını gösteren noktalar kenar uzunlukları birim olan bu küpün köşeleridir. (2) ve (3) ifadeleri farklı anahtarlama durumlarına uygulanırsa, Inverter çıkış gerilim uzay vektörleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir. Örneğin, (100) durumu için, Şekil 2'deki de kaynağın negatif ucuna göre,  $V_a=U_d$ ,  $V_b=V_c=0$  ve (2)'den ise  $V_x=(2/3)U_d$ ,  $V_y=0$  elde edilir. Buna göre (3) ifadesinden, gerilim uzay vektörü,

$$V=(2/3)U_d+i0=(2/3)U_d \cdot \exp(0)$$

bulunur. Benzer olarak, (110) durumunda,  $V_a=U_d$ ,  $V_b=U_d$  ve  $V_c=0$  olmak üzere,  $V_x=U_d/3$ ,  $V_y=U_d/\sqrt{3}$  elde edilir. Buradan da, (110) için, gerilim uzay vektörü.

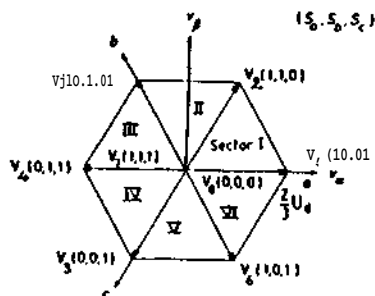
$$V=U_d/3+jU_d/\sqrt{3}=(2/3)U_d \cdot \exp(jn/3)$$

bulunur. Benzer dönüşümler Şekil 2'deki diğer altı anahtarlama durumu için de yapılırsa, sonuçta, inverter çıkışındaki gerilim vektörleri aşağıdaki ifadeyle genelleştirilebilir.

$$V_k=(2/3)U_d \cdot \exp(j(k-1)n/3), \quad k=1 \dots 6$$

$$V_k=0, \quad k=0, 7$$

Bu durum, Şekil 3'deki gerilim vektörlerinin X düzlemi üzerine izdüşümü olan Şekil 4'deki gibi bir altıgen üzerinde verilebilir.



Şekil 4. Üç fazlı inverterin çıkış gerilim vektörleri.

(6) ifadesi ve Şekil 4'den de görüldüğü gibi, üç fazlı gerilim beslemeli bir inverterin uzay vektör diyagramı, sıfır çıkış gerilimli iki durum ve her biri arasında  $60^\circ$  faz farkı olan  $(2/3)U_d$  genliğinde sabit çıkış gerilimli altı adet anahtarlama durum vektöründen ibarettir.

#### 4. UZAY VEKTÖR MODULASYON METODUNUN TEMEL PRENSİPLERİ

Üç fazlı gerilim beslemeli inverter, Şekil 4'de verilen sekiz farklı gerilim vektörü meydana getirir. Bu vektörlerin her biri, stator koordinat sisteminde sabit bir vektördür. Inverterin çalışması periyodun altında birinde aynı olduğu için,  $0 \leq Q \leq Ln/3$  aralığındaki çalışma durumunu düşünmek ve sonra da onu diğer aralıklara aktarmak mümkündür. PWM inverterin meydana getirdiği ani stator gerilim vektörü.

$$V(t)=V_k(t), \quad k=0, 1, \dots, 7 \quad (7)$$

ve bir anahtarlama aralığındaki inverter çıkış gerilim vektörünün ortalama değeri ise,

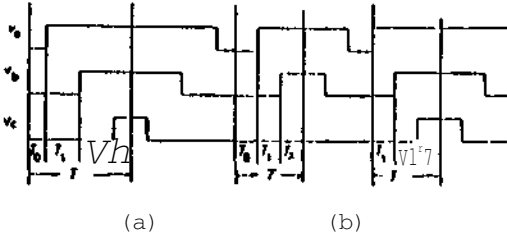
$$\bar{V}=(1/T) \int_0^T V(t) \cdot dt=(1/T) \sum_{k=0}^7 V_k \cdot T_k \quad (8)$$

olarak verilebilir. Burada, T anahtarlama aralığı,  $T_k$  ise inverterin meydana getirdiği gerilim vektörü  $V_k$ 'nin uygulanma süresidir.

Bir anahtarlama aralığında yaklaşık sabit olan ortalama gerilim vektörü, akımlar ve moment gibi makinanın temel davranışını meydana getirir.  $(V-\bar{V})$  uzay vektör farkı, akım harmoniklerine sebep olur. PWM inverterlerde anahtarlama frekansı, temel çıkış frekansından daha büyük olduğundan ortalama gerilim vektörü, temel stator gerilim vektörüne yaklaşır. İdeal çalışma, her iki vektörün eşit ve ortalama akım vektör sapmasının sıfır olmasıyla gerçekleşir.

## 5. OPTİMUM ANAHTARLAMA DÜZENİ

Uzay vektör PWM in avantajıyla optimum modülasyonun gerçekleştirilebilmesi için, muhtemelen anahtarlama durumları için, a1; ını vektöründeki maksimum sapmanın mümkün olduğu kadar küçük ve anahtarlama aralısının mümkün olduğu kadar kısa olması gerekir. Harmonik karakteristikler ortalama seri ını vektör U ve seçilen gerilim vektörlerinin oluşturduğu anahtarlama düzeyine göre değişir.



Şekil 5. Anahtarlama düzeni.

Optimum çözüm, ortalama gerilim vektörünün referans vektöre eşit olduğu aralığın sadece ardışık uç anahtarlama durumundan ibaret olması ve referans vektöre komşu uç vektörün kullanılmasıyla sağlanabilir. Referans vektöre komşu geni iki i iki gerilim vektörü ve uygun bir sıfır vektörün kullanılması avantajlıdır. Çünkü, bir anahtarlama durumundan diğerine geçiş, sadece bir inverter kolunun anahtarlama ile gerçekleşir. Bu durum, Şekil 5. (a)'da görüldüğü gibi, inverter kolları bir sıfır durumundan başlayıp diğer sıfır durumunda sona erecek şekilde anahtarlama sırasında gerçekleşebilir. Burada,

$$T = (1/2f), \quad T_o \wedge T^* = (1/2) (T_o + T^*) \quad (9)$$

dir. f, ortalama anahtarlama frekansıdır. Eğer seçilen sıra, Şekil 5. (b)'de görüldüğü gibi (0 1 2 1 0) veya (1 2 7 2 1) ise, anahtarlama aralığı  $(2/3)T$  olur. Burada, a veya c fazı anahtarlama ve toplam sıfır 1132

gerilim vektör uygulama süresi,  $T_o$  veya  $T^*$  'ye eşittir. Bu durumda, inverter anahtarlama frekansı üçte bir oranında azaldığı için, inverter anahtarlama kayıpları da azaltılmış olur.

## 6. PWM ANAHTARLAMA SÜRELERİNİN BELİRLENMESİ

Inverter anahtarlama süreleri, bir anahtarlama aralığında sabit kalan stator gerilim vektörünün ortalama değerine belirlenebilir. Ani stator gerilim vektörü ise, daha önce de belirtildiği gibi, inverter anahtarlama durumuna bağlı olarak yedi değerden birini alır. Eğer referans vektör, Şekil 4'de görüldüğü gibi,  $\alpha$  sektör 1'de ise  $f = (1/(2T))$  'lik bir anahtarlama frekansı için optimum anahtarlama düzeni,

$$\begin{array}{|c|c|c|c|} \hline |V_o - V_1 - V_1 - V_2| & |V_1 - V_1 - V_1 - V_o| \\ \hline \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \hline \end{array}$$

olarak verilebilir. Bir tek uzay vektör modülasyon periyoduna göre, inverter çıkış vektörleriyle referans vektör olarak verilen ortalama gerilim vektörü arasındaki bağıntı, (8) ifadesi ve Şekil 6'ya göre,

$$\begin{array}{cccc} T & T_i & T_1 + T_1 & T \\ (V \cdot dt = / V_1 \cdot dt + / v_a \cdot dt + / v > \cdot dt) & & & \\ 0 & 0 & T_i & T_1 + T_i \end{array} \quad (10)$$

Şeklinde verilir.  $V_1$  ve  $V_1$  'nin sabit genlikli ve  $V^* = 0$  olduğu düşünülürse,

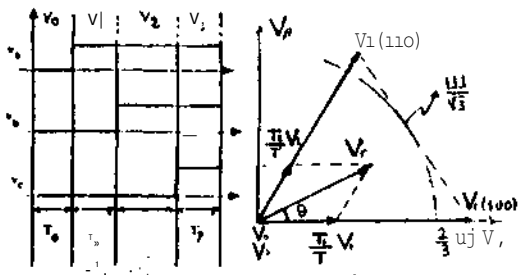
$$V_r \cdot T = V_1 \cdot T_1 + V_a \cdot T_2 \quad (11)$$

ifadesi elde edilir. Bu da, Şekil 6'nın yardımıyla dik koordinatlar da çözülürse, anahtarlama süreleri,

$$\begin{array}{l} T_1 = T_3 \cdot |V_r| \cdot T \cdot \sin(n/3 - \alpha) \\ T_2 = T_3 \cdot |V_r| \cdot T \cdot \sin 9 \\ T_o = T - T_m \end{array} \quad (12)$$

olarak bulunur.  $T_o$ , sıfır vektör süresi,  $T_m = T_1 + T_2$  üzere ak-ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

tif modülasyon süresi ve 0 ise,  $0 < \theta < 60^\circ$  arasında değerler alabilen faz açısıdır.

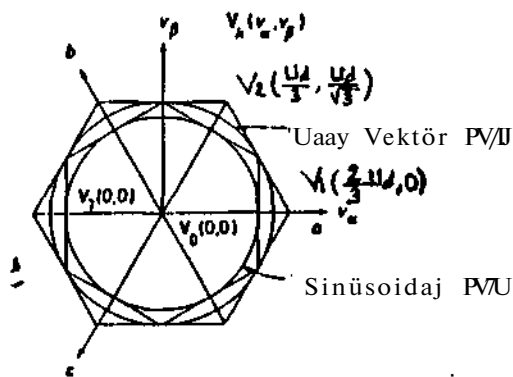


Şekil 6. Anahtarlama sürelerinin hpl i ti çarptısı .

(12) ile verilen anahtarlama süreleri, referans vektörün genliği ve faz açısıyla değiştirilebilir.

#### 7. ÇIKIŞ GERİLİMİ VE OPTİMUM DARBE SÜRELERİNİN HESABI

Üç boyutlu dik bir koordinat sisteminde verilen ortalama inverter çıkış gerilim vektörü, Şekil 3'teki küp ve Şekil 4'de verilen altıgenin içinde bulunur. Şekil 7'de görüldüğü gibi, uzay vektör modülasyon metodunda maksimum çıkış gerilimi, içerdeki altıgen ile sınırlanan ve dışardaki altıgen içerisine çizilen daireyle belirlenir. Bu durumda, fazlararası gerilimin temel bileşeninin tepe değeri, Ud'dir.



Şekil 7. PWM inverterin maksimum çıkış gerilimi.

Sinüsoidal modülasyonda de hat-tın nötr noktasına göre, orta-

#### ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

lama faz gerilimi da I<sub>0</sub> a şekli sinüsoidaldir. Ortalama faz gerilimleri için sıfır bileşenleri herhangi bir faz açısında sıfır dır ve üç. boyutlu bir dil: koordinat sisteminde ifade edilen gerilim vektörü. X düzlemi üzerinde bir daire çizer. Şekil 7" deş; örü IPM i çer- df? ki altışpn, X düzleminin Seleil 3'deki küpü kestiği çapraz bölgeyi gösterir. Maksimum sinüaciasI çıkış gerilimi, içerdeki altıgenin iç daireleriyle sınırlanır. Bu yüzden, sinüsoidal modülasyonda maksimum fazlararası gerilimin temel bileşeninin tepe değeri /"3. Ud/2 dir. Buradanda görüldüğü gibi, uzay vektör modülasyon metodu ile sinüsoidal modülasyona göre, %15 daha fazla çıkış gerilimi elde edilebilir. Gerilim Modülasyon faktörünün değeri is>?, M=2/√3=1.15 olarak verilir.

Stator gerilim vektörünün dairesel yörüngesiyle elde edilen maksimum temel bileşen,

$$V_m = U_d / \sqrt{3} = 0.577 U_d \quad (13)$$

dir. Ayrıca, maksimum daire ve dış altıgen arasındaki boşluk dairesel yörüngeye dahil edilecek olursa, genlik gittikçe artırılatılır ve.

$$V_m = 6 / (\sqrt{3}) \cdot U_d = 0.61 U_d \quad (14)$$

elde edilir, Bu durumda, modülasyon faktörü M=12/H<sup>2</sup> değeri ile ulaşır. Bununla beraber, ilave düşük frekanslı harmonik bileşenler ortaya çıkar. Sinüsoidal modülasyonda maksimum temel bileşenin genliği,

$$V_m = U_d / 2 = 0.5 U_d \quad (15)$$

olduğundan, bu değer %22 oranında aşılır. Bu çalışma ile kare dalga çalışmada elde edilen gerilimin 3/it=0.952 \* sine ulaşılır

Eğer, de kaynak gerilimi 1 p.u. olarak normlaştırılırsa, üç fazlı bir inverterin maksimum faz gerilimlerini gösteren V<sub>1</sub> ve V<sub>2</sub> nin genlikleri 2/3 p.u. olur.

(12) ifadesinde  $[i-i]$  a III a in m < stireleri, verilen bir referans  $v = I;tbreyaklosimiyin < e, IPI: e > i$  PWM anahtarlarina noliteklarınj verir. Aneak. Modulatordiyarba yayii,  $I_{Vi-I} > (1//;)$  durumunda,  $T_m$  c; Uresi. farklı 0 detelerleri için T" yi akabilii. Bu durumda, sırrı gerilim vektörleri için nefiatil bir "Ure ortaya çıkar. Bunu siniri andırınak için,  $T_1$  ve  $T_2$  "yi T ile yeniden ölç=4: lomek S, orekir. Eovleoe, sabit bir anahtarlama frekan<? i saf; lallabilir. Buiadan.

$$T_1 = T \cdot (T_1 / T_m)$$

$$T_2 = T \cdot (T_2 / T_m)$$

$$T_0 = T; "0$$

zel: I indtr, yarılıabilir. FiUT ad"i,  $T_1$  ve  $T_2$  .  $V_1$  ve  $V_2$  vektörlerinin ppr < \* k analitsi-lama süreleridir. Bölyce. stafor ceri.. limi, < \* erçek inverter anahtarlama sürelerinin değiştirilmesi. verilen referans vektörle orantılı bir gerilini; esit olarak ayırlan;jii)ir.

## 7. SÖNÜC

Uç far. lı perilinı beslemeli inverterlerde kullanılan PWM metodlarındarı biri olsun uzay vektör modülasyon metodunun teori ve temel prensip! 'ri tanıtılmışve optiimum anahtarlama sürelerinin hesabına ilişkin itadolor verilmi:: \* tir. Bumetod; a ycsinde uy^un anahtarlama düz. enlerinin ku İlanı İmasıyla, in VıTter analıtatlama kayıpları ve HMjtorkavıparıopt. imi \* eedilit Ayrıca, cipiimin PWM darbe örnekleri anında hesaplanarak düşük hır. lımikroi? lemci ler l ekercek zainan P U H kontro İuyapı Iabilir.

## REFERANSLAR

- / I / H. Taniguchi, Y. ügino. and H. lrie, " PWM Teehniique for Power MOSEKT Invetel " , IEEE Trans. F'ower Eleclron. vül. 3. . luly 1988. pp. 328-33'i

II. W. v; n de, Drocoit, H. CH. fku d? Inv. and G. Stankı-". " Analysis and R. \* > a l i a t i o n " f a F u l ; ; w i d t H M o d u l a t i o n . Basol on Vılt?ı;e Sp; < \* i; Vector; " , Ir?KE Tran; ; . lınl. Appl. Vül. Z-ı. No. 1. İtan F'-eb 1988. pp. 1 h2- / /; 0.

3 / . H o l t ; ; . P. Lammert. n H ü W. l o t ; ; a t . " H i g h - s p e - M . I [ > , i v e ü \* h t e m w i t h I J I t r a s o n i c İİOSI- İİT PWM Inverter and İnl; İe- Chip Hicrooresfor c- on İrn " İFEE Trans. İnd. Appl. Vül. İA- 23. Ne. 6. Nov- beo 1907, pp. 101.0-1015.

/ 2 / . U t ; a s a v a r a . İİ. Al \* a r r i . and A. Mabae, " A İ- J o v l P W M 3 c h e ? m e o ) V o l t - > ; - İ m - o > İnvı'M t i - l ' s ( İ ; > ; e d o n İ ' p a o e V i - - - İ - r r T t e o i v " A r c l l i v t ü r E İ f ; İ t o t i - ' o l m i l : ? n ( İ 9 v - ' O ' . pp. 3 ) - ' i l .



Ramazan AKKAYA, İ: " 3 İ v i l 2 M İ İ a A k s a r a y ' d a doğdu. 1986 yılında İ. İ ş a n s ve İ 9 5 0 de Y U k s e k L i s a n s o f i t i İ m i n i Y ı l d ı z . U n i v e r - s i t . O K İ E l e k t r i k İ n j i n i e r l i k B ö l ü m ü n d e t a m a m l a d ı . A y n ı D n i - v e r s i t e d e , 1 9 8 7 y ı - l ı n d a A r a ? t ı r m a G ö r e v l i s i o l a r - a k İ - a l ı j ı n a y a ve 1989 da G ü r E l e k t r o n i k d a l ı n d a D o k t o r s e ğ i t i m e b a ş l a d ı . H a l e n , g ö r e v i n e v e d o l t o r a t e z ç a l ı ş m a s ı n a d e - v a n e t m e İ ; t e o l u p , e v l i v e b i r ç o c u k b a b a a d ı r .



Hacı BUDUR, 19b9 yı- lında Ordu'da doğdu. Yı İ d i z T e k n i k U n i - v e r s i t e s i ' n d e 1 9 8 1 ' d e E l e k t r i k M ü h o n - d i s i , 1 9 0 3 ' d e Y ü l : : e k M U h e n d i s v e 1 9 9 < > ' İ B D o k t o r M ü h o n d i s U n - v a n ı n ı a l d ı . A y n ı " ü n i v e r s i t e d e 1 9 9 1 ' d e Y a r d ı m c ı D o ç s u t o l d u v e 1 9 9 2 ' d e E İ - ? k t r i k M ü h e n d i s l i ğ i D ö l ü m B a İ ; İ : a İ I Y ä i e l l i n c i İ l t ı t ı g ü r c v i n i ü e t l e n d i . Y ı l d ı z T e k n i k ; U n i v e r - s i t e s i ' n d e g ö r e v i n \* ? d e v a m e m e k t e o l a n H a c ı B O D U R , İ n ç i l i r e e b i l m e k t e o l u p , e v l i v e İ l e i < o - c u k b a b a s ı d ı r .