

**ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ<sup>ii</sup> 14, ULUSAL KONGRESİ<sup>i iv</sup>**  
**16 - 22 EYLÜL 1991 • DEÜ •**

**1**

**EMO • TÜBİTAK • DEÜ**



## ÖNSÖZ

Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası ve Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'nun işbirliği ile 16-22 Eylül 1991 tarihleri arasında düzenlenen Elektrik Mühendisliği 4. Ulusal Kongresine hoşgeldiniz.

Öç paralel oturum halinde D.E.Ü. Rektörlük binası anfilerinde gerçekleşecek Kongremizde 54'ü poster olmak üzere toplam 213 bildiri sunulacaktır.

iki ayrı ciltte toplanan bildirilerin, Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği, Kontrol ve Sistemler ile Enerji Sistemleri konuları birinci ciltte, Bilgisayar, Elektronik, Haberleşme, işaret işleme, Biomedikal ve Enstrümantasyon, Elektromagnetik Alanlar, Mikrodalga ve Antenler ile Eğitim konuları ise ikinci ciltte yer almıştır.

ilk duyurularını bir yıl önce yaptığımız kongremize 299 adet bildiri özeti gönderilmiş, Bili» Kurulu bunlardan 277'sini kabul etmiş, 22 adet bildiri özetini ise iade etmiştir. 64 adet bildiri basıma verildiği tarihe kadar elimize ulaşmadığı için Kongre Bildirileri kitabında yer almamıştır.

üniversite-sanayi işbirliğinin geliştirilmesi ve Kongremize yansımalarının sağlanması amacı ile ilk kez oluşturulan Kongre Danışma Kurulunda, EMO ve üniversitelerin temsilcilerinin yanı sıra kamu ve özel sektör temsilcileri de yer almıştır.

Süperiletkenlerin Elektrik Mühendisliğinde Uygulamaları, 2000'li Yıllarda ülkemizin Haberleşme Sistemleri ve Ülkemiz Elektrik Enerjisi Sistemleri konularında sunulacak çağrılı bildirimlerle Kongremizin yalnız izleyicilere değil tüm kamuoyuna önemli mesajlar vereceği inancındayız.

Kongremizde Elektrik Mühendisliği Eğitimi ve Elektronik Teknolojisi konularında sorunların tartışılacağı, çözüm ve önerilerin geliştirileceği, ilgili kurum ve kuruluşlara önemli yararlar sağlayacağını umduğumuz bir ortam yaratacak panellerimiz olacaktır.

Çağrılı Bildiri ve panellerimize katılacak değerli bilim adamları ile özel ve kamu kuruluş yetkilisi meslektaşlarıma çok teşekkür ediyorum.

Sunulacak tüm bildirilerin özverili çalışmalarla ortaya çıktığını hepimiz biliyoruz. Yürütme Kurulumuz bu çabaları desteklemek ve genç araştırmacıları teşvik etmek amacı ile kongrede sunulan en iyi üç bildiri sunucusunu ödüllendirmeyi kararlaştırmıştır. Beş kişilik jüri tarafından yapılacak değerlendirme sonucu üç sunucuya ödülleri kapanışta verilecektir.

Kongremizin, izleyiciler ve delegeler için başarılı olmasını, ülkemizin bilimsel ve teknolojik çalışmalarına yön ve ivme vermesini diliyor, hazırlık çalışmalarımıza özenle katkı koyan değerli Bilim Kurulu, Danışma Kurulu, Yürütme Kurulu ve Sosyal Kurul üyeleri ile emeği geçen tüm arkadaşlarıma destek ve katkıları için teşekkür ediyorum.

Prof. Dr. Kemal ÖZMEHMET  
Yürütme Kurulu Başkanı

**ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ**  
**4. ULUSAL KONGRESİ**  
**16-22 EYLÜL 1991**  
**DEÜ REKTÖRLÜK BİNASI - IZHİR**

**DÜZENLEYEN KURULUŞLAR**

- . TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI
- . DOKUZ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ
- . TÜBİTAK

**YÜRÜTME KURULU**

Kemal OZMEHMET	(Prof. Dr. - Başkan)
Nihat ÖZGÜL	(EMO - Koordinatör)
Teoman ALPTÜRK	(TMMOB - EMO Başkanı)
Canan TOKER	(Prof. Dr. - ODTÜ - TÜBİTAK)
Süha BAYINDIR	(Doç. Dr. - DEÜ)
Maait MUTAF	(EMO izmir Şubesi)
Sedat GÜLSEN	(EMO izmir Şubesi)
Mehmet KUNTALP	(Araş. Gör. - DEÜ)

**DANIŞMA KURULU**

Ufuk ATAÇ	(EMO)	Atila OKYAR	(VESTEL)
ibrahim ATALI	(EMO-ADANA)	Vuslat ÖZTOPÇU	(TRT)
Emir BİRGÜL	(EMO-BURSA)	Serhat ÖZYAR	(EMO-ANKARA)
Yurdakul CEYHUN	(TELETAŞ)	Muharrem SAYIN	(M.G.)
Sıtkı ÇİĞDEM	(EMO-İSTANBUL)	Hasan S. ŞİŞİKOĞLU	(PTT)
Orhan ERYOL	(PTT)	Necmi OYAR	(ETİ TAS)
Aykut GÜSAR	(SIMKO)	Cengiz ÜNDEYOĞLU	(TEK)
Cihan İLKER	(ASELSAN)	Turhan TUNALI	(Eü)
Aydın KAYACIK	(ALPET)		

**BİLİM KURULU**

Abdullah ATALAR	(Prof.Dr.-BİLKENT)	Erol KOCAOLAN	(Prof.Dr.-ODTÜ)
Süha BAYINDIR	(Doç.Dr.-DEÜ)	Tarık ORANÇ	(Y.Doç.Dr.-DEÜ)
Atila BİR	(Prof.Dr.-İTO)	Emrah ORHON	(Prof.Dr.-Eü)
Yurdakul CEYHUN	(TELETAŞ)	Kadri ÖZÇALDIRAN	(Doç.Dr.-BÜ)
İlhami ÇETİN	(Prof.Dr.-İTÜ)	Kemal OZMEHMET	(Prof.Dr.-DEÜ)
Muammer ERMIŞ	(Doç.Dr.-ODTÜ)	Osman SEVAIOOLU	(Doç.Dr.-ODTÜ)
Bülent ERTAN	(Prof.Dr.-ODTU)	Mete SEVERCAN	(Prof.Dr.-ODTÜ)
Mustafa GÜNDÜZALP	(Y.Doç.Dr.-DEÜ)	Oğuz SOYSAL	(Doç.Dr.-KTÜ)
Avni GÜNDÜZ	(EMO)	Necmi TANYOLAÇ	(Prof.Dr.-Bü)
Hasan GÜRAN	(Prof.Dr.-ODTÜ)	Turhan TUNALI	(Doç.Dr.-Eü)
Güngör GÜRSEL	(EMO)	Erginer UNGAN	(Y.Doç*.Dr.-DEÜ)
Kemal HALICI	(Prof.Dr.-YÜ)	Yıldırım ÜÇTÜS	(Doç.Dr.-ODTÜ)
Erare HARMANCI	(Prof.Dr.-İTÜ)	Zafer ÜNVER	(Prof.Dr.-ODTÜ)
Aibankan HIZAL	(Prof.Dr.-ODTÜ)	Birgül YAZGAN	(Prof.Dr.-İTÜ)
Mithat İDEMEN	(Prof.Dr.-TÜBİTAK)	Erdem YAZGAN	(Prof.Dr.-İİO)
ÖscaN KALENDERLİ	(Y.Doç.Dr.-İTÜ)	Melek YÜCEL	(Doç.Dr.-ODTu)
Haldun KARACA	(Y.Doç.Dr.-DEÜ)	Nusret YÜKSELER	(Prof.Dr.-İ Tu)

**SOSYAL KURUL**

Macit MUTAF	(EMO)	Birsen MALKOÇ	(EKO)
Recai KOLAY	(DEÜ)	Gülderen YARIM	(DEÜ)

Not: Danışma Kurulu ve Bilim Kurulu alfabetik olarak dizilmiştir.

TEKNOLOJİK FREKANSLI BESLEME GERİLİMLERİ İÇİN  
MİKROİŞLEMCI TABANLI SABİT ATEŞLEME ACISI  
DENETİMİ

M. Yakut.

Yıldırım Üniversitesi Kocaeli Müh. Fak.  
Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümü

ÖZET:

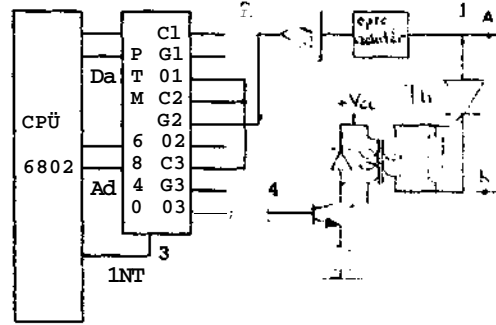
Özellikle endüstriyel motorlarında değişken frekanslı rotor geriliminde anisotropik olarak sabit kalması istenir. Bu nedenle ateşleme açısını besleme frekansındaki değişimlerden etkilenmeden sabit tutmak için bir algoritma geliştirilmiştir. Üstünlüğüne göre bir sistemde ait yapımla gerçekleştirilmiş ve tristorların sabit acı ile ateşlenmesi sağlanmıştır. Gerçekleştirilen düzen ile besleme frekansındaki değişimlere en geç bir cevap verilmektedir. Bazı durumlarda aynı işlemi gerçekleştirmek üzere önerilen gerilim frekans dönüştürücülerin, özellikle düşük frekanslar için ortaya çıkan sakıncaları, kullanılan denetim düzeni yardımıyla ortadan kaldırılmıştır. Geliştirilen düzende besleme frekansı programlanabilir bir sayıcı ile ölçülmekte ve yine benzer şekilde programlanabilir bir zamanlayıcı ile tristor sabit ateşleme açısında ateşlenmektedir. Kullanılan sayıcı ve zamanlayıcıların frekansının 5-50 Hz. arasında besleme frekansına göre hassasiyette cevap verilebilmektedir. 5-50 Hz. frekans aralığı da endüstriyel motoru için yeterlidir. Bu çalışmada sadece sabit ateşleme açısı üzerinde durulmuş endüstriyel motoru hız denetimine girilmemiştir.

1. Giriş:

Değişik uygulama alanlarında, tristorlar için çok çeşitli ateşleme düzenekleri mevcuttur. Bazı endüstriyel motorları için, tristorun ateşleme açısının denetiminde rotorun kayama frekansı ile senkronlanmış tek darbe ya da darbe katarı gerekmektedir. Anot frekansının birkaç Hz.'den 50 Hz.'e kadar değişimine cevap verecek nitelikteki ateşleme düzeneklerini, birkaç değişik yoldan elde etmek mümkündür. Bu yöntemlerde gecikme (ateşleme açısı), gerilimin doğrusal ya da doğrusal olmayan

fonksiyonu ile denetlenerek tristorun ateşlenmesi sağlanır. Ateşleme işlemi anod besleme kaynağının değişken frekansıyla senkron ateşleme devreleri üretilir. Ancak bu yöntemlerin en büyük sakıncası, anod besleme frekansının düşük frekanslarla birlikte, tristorun ateşleme açısının değişmesidir. Sabit, zaman zaman kullanılmasıyla frekansın azalmasıyla ateşleme açısı büyümekte ve azaldıkça, ateşleme açısı da küçülmektedir. Hatta sabit zaman gecikmesi, frekansdaki artma belli sınırları aşarsa, bu durumda artık tristorun tetiklenmesi mümkün olmaz. Bu tür ateşleme düzeneklerinde, ateşleme açısının sabit tutulması istenirse, her frekans değeri için kontrol geriliminin de değiştirilmesi gerekir. Bu amaçla benzer devreler için frekans-gerilim dönüştürücü kullanılır. Bu durumda, endüstriyel motoru hız denetimi gibi frekansın düşük olduğu durumlarda, yöntemin kullanılması pek uygun değildir.

Yapılan çalışmada ise sayıcı kullanılarak, anod kaynağındaki değişimler tespit edilmiş ve ateşleme açısını sabit tutmak için zamanlayıcı kullanılarak, gecikme miktarını uygun şekilde denetleme işlemi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 1. Kullanılan Ateşleme Düzeni

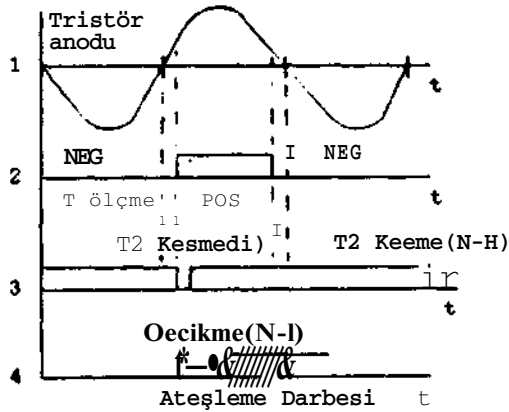
## II. ATKSLKMK DOZKMKİt:

Ateşleme düzeneği Şekil 1'de görüldüğü gibidir. Düzenek CPU (6802), PIM (programlanabilir zamanlayıcı modül, 6840), opto izolatör, schmitt tetiklemeli tampon, tristörü ateşlemek için bir sürücü transistor ve bir ateşleme transformatöründen oluşmaktadır. Devreden kolayca anlaşılacağı gibi, periyot ölçümünde pozitif yarı periyot ile negatif yarı periyot arasında, opto izolatör iletim-keem gerilimi ve schmitt tetikleyici çek gerilimi nedeniyle bir fark oluşmaktadır. Ortaya çıkarı bu sıfır geçle hatası btr yarı periyodun XI'i civarındadır. Bu hatayı, farklı donanımla daha düşük düzeylere indirmek mümkün olduğu gibi, yasilim ile de hatanın etkisini daha küçük sınırlara indirmek mümkündür.

Devrede defisken besleme kayışatının frekansı T2 sayıcısı ile ölçülmektedir. T2 aynı zamanda kesme üretici olarak da işlev görmektedir. Anot besleme frekansının bir yarı periyodu ölçüldükten sonra, T3 zamanlayıcısı yarı periyot süresine ve ateşleme açısına bağlı gecikme sayısı ile yüklenir. Zamanlayıcı geri sayma lalemi bittikten sonra Q3 çıkışından pozitif bir darbe üreterek trietörün ateşlenmesini sallamaktadır. Kurulan düzenekte tristör için yeterli ateşleme akımını aallaatak üzere bir yükselteci katı kullanılmıştır. PTH'den (6840) sallanan darbenin süresi trietörü ateşlemeye yetecek uzunluktadır.

## III.A. ATEŞLEME DÜZENEKİ YAZILIMAZHI:

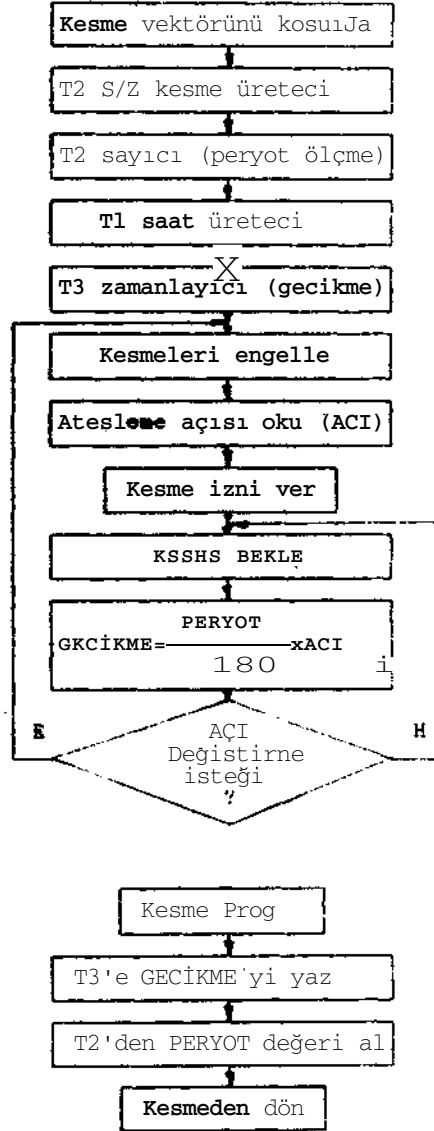
Ateşleme düzeneği yazılımı, üzerinde PTM (6840) bulunan ve 1MHz. saat frekansında çalışan bir 6802 mikroişlemci deney kartı ile gerçekleştirilmiştir. PTM (8640) Üzerinde, üç adet 16 bitlik sayıcı/zamanlayıcı (S/Z) bulunan bir çevrebirimdir. Herbir S/Z'ya ait kontrol



Şekil 2. DüseneAe ait işaretler

yazıcısı yardımı ile S/Z'ların değişik fonksiyonları seçilebilmektedir.

Düzenegin çalışması için Şekil 2'de görüldüğü gibi, Kesme geldikten sonra T2 sayıcısı önceden hesaplanan gecikme sayısını yüklenerek uygun miktarda sağlanmakta ve daha sonra pozitif bir darbe ile tristör ateşlenmektedir. Kesme geriliminin opto izolatörü süresince gerilim seviyesi ve daha aşağısı da negatif kabul edilmektedir, test için negatif kabul edildiği takdirde T2 tarafından sayılarak belirlenmektedir.



Şekil 3. Ateşleme programı akışı

Negatif yarı periyodun sonunda tekrar kesme oluşur ve aynı işlemler devşir eder.

5-50 Hz. arasında anot kaynak frekansından bakımsız olarak önceden veirlen acı değeriinde trietörü ateşleyen algoritma Şekil 3' te verilmiştir.

Programda ilk olarak kesme vektörü koşullanır. T2 S/Z birimi saat işareti üretmek üzere T2 S/Z birimi periyot ölçümü için zamanlayıcı moduna geçirilir aynı zamanda T2'den taşma gelip gelmemesi durumunda kesme ürtecek şekilde ön koşullama yapılır. T3 S/Z birimi ise sıfır geçişten sonra gerekli ateşleme gecikmesini sağlamak üzere zamanlayıcı moda koşullanır. Ön koşullama işlemi tamamlandıktan sonra geçici olarak kesme izni kaldırılır. Bu durumda kullanıcıdan tristör için ateşleme AÇİeı istenir. Girilen ateşleme AOİsı değeri bellekte saklanır. Bu anda itibaren tekrar kesme izni verilir, ilk anda periyot bilinmediği için gecikme değeri, min frekans için alınabilecek max değere set edilir, ilk periyodun ölçülebilmesi için T2'den kesme gelmesi beklenir. Kesme alt programında gecikme değeri T3 zamanlayıcısına yüklenir ve T2 sayıcısında hazır bulunan PERİYOT'a ait sayma değeri okunur. Kesme programından geri dönlüğükten sonra T2den okunan PERİYOT değeri 180'e bölünerek 1 dereceye karşılık gelen sayma defteri hesaplanır ve bu değer AÇİ değeri ile çarpılarak bir sonraki adımda kullanılacak yeni GECİKME değeri elde edilir. Elde edilen GECİKME değeri kesme programının kullandığı gecikme gözüne yazılır. Bir sonraki adımda yeni aç değeri istenip istenmediği test edilir, değişiklik istenmiyorsa kesme bekleme çevrimine girilir diğer durumda yeni aç değeri okunarak tekrar kesme bekleme çevrimine girilir. Düzenekte kullanılan mikroişlemci sisteminde kesme altprogramı 30 mikrosn.den daha kısa sürede yürütölmektedir. Bu nedenle kesme altprogramı gecikmelerinin oldukça küçük olduğu varsayılarak anot besleme frekansının 5-50 Hz. arasındaki değışimleri için tristör ateşleme açısının değışmediği kabul edilebilir, hatta ortaya çıkan yaklaşık 30 mikrosn. hata, yazılım ile de kompanze edilebilir.

Kullanılan düzenekte periyot ölçme ile ilgili işaretleler tristör anot-katod uçlarından alındığı için faz sayısı ve faz sırasından bağımsız olarak çalışılabilmektedir. Besleme geriliminin opto izolatörü sürebilecek birkaç voltun üzerinde olduğu sürece normal çalışmasına devam edecektir.

Programın akışından da anlaşılacağı gibi düzenekte önce periyot ölçölmekte ve bu ölçölen periyot değeri için hesaplanan gecikme değeri bir sonraki pozitif yarı

periyotta tristörü ateşler. Bu işlemler kullanılmaktadır. Bu işlemler anot besleme frekansının değışmediği varsayılmıştır.

#### IV.SÖZÜM:

Gerçeklenen frekansın Hz. değışmelerine, diğer düzelemlerle çok daha hızlı ve kararlı bir cevap verebilmektedir. B\* H-J- ateşleme açısının sabit istendiği, indüksiyon m. rotordan hız denetiminde kullanılabilir. Lüzen- ta: suyl- /A- sırasından ayrıca fazların> bağimsiz olarak çalıştırılması

#### REFERANSLAR:

/1/ R. Arookiasamy. S. Doripandy. A Novel Scheme to Obtain V. to Obtain V. Time Delay Suitable for Thyristor; IEEE Tran. Ind. Eln. Cont. Int-t. Feb.11-12

/2/ Fairchild 6800 Family Microprocessors and Microcontrollers User Manual 1982

/3/ ECCB 6802 Deneysel Bilgisayar Denetim Kartı Kullanılma El Kitvbtı Ankara Nükleer Araştırma Merkezi Elektronik Bölümü 1986

ELEKTRİK MAKİNALARI İLE TAHRİK SİSTEMLERİNDE  
BİLGİSAYAR DESTEKLİ KESTİRİHCİ BAKIM PLANLAMASI

Canan AYTAÇOĞLU  
Mithat SEÇİLMİŞ

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ  
KOCAELİ MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ  
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ

**ÖZET**

Günümüzün gelişen teknolojisi altında, tesisler mevcut üretim kapasitelerinin ekonomik gelişmeye yeterince katkıda bulunabilmesi ve minimum maliyette maksimum üretime geçebilmesi için çeşitli çalışmalar yarmaktadırlar. Endüstrimizde, otomasyonun yaygınlaşması işletmelerin bakım sorunlarını daha bilinçli hale getirmektedir.

Bu bildiride planlı bakım yöntemlerinden BİLGİSAYAR DESTEKLİ KESTİRİHCİ BAKIM PLANLAMASI hakkında bilgi verilecektir. Bu bakım planlaması geçmişten ve bugün alınan verilerin.

- titreşim
- sıcaklık
- basınç
- gürültü ölçümleri

ile eğilim analizi yöntemi kullanılarak gelecek hakkındaki oluşumun belirlenmesidir. Ve makinanın çalışma süresinin makina çalışırken alınan ölçümlerle izlenmesi teknolojisi.

Amaç arıza çıkmadan arızanın önüne geçmek, harcanacak iş gücünü minimuma indirmektir.

**1. GİRİŞ**

Mevcut VB yeni kurulan tesisler verimli bir işletme ortamına sahip olacak şekilde kurulursa, ekonomik gelişmeye yeterince katkıda bulunurlar. Verimin düşük olmasının sebebi makina duruşu ve arızadır. Bakım ve onarımın makina durdukça veya çoğu zaman gerekmediği hallerde dahi periyodik olarak makina durdurularak yapılması, kalite ve verimin düşmesine bu nedenle de üretim maliyetinin artmasına, gerekenden fazla makina ve teçhizat ortaya çıkmasına, finansman sıkıntısı ve ödemeler dengesinin bozulmasına neden olmaktadır.

**2. BAKIM YÖNTEMLERİ: /8/**

Planlı ve plansız bakım yöntemleri olarak ikiye ayrılmaktadır.

**2.1 Plansız bakım: (Eroergeny maintenance)**

Arıza çıktıkça yapılan bakımdır. Bu tür plansız bakım bir sistemde çıkabilecek başka arızalarda meydana getirebileceğinden ve onarım sırasında üretim akışını etkileyeceğinden ekonomik olarak niteliğini yitirmiştir.

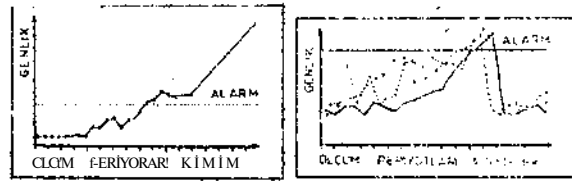
**2.2 Planlı bakım:**

**2.2.1 Koruyucu bakım: (Preventive maintenance)**

Bir önceki sisteme göre daha ekonomik olan bu bakım sistemi belirlenen periyotlar dahilinde makinaların bakımlarının yapılması, parçalarının değiştirilmesidir. Bu sistemin dezavantajı ise eistemde arıza yapmamış daha uzun süre ihtiyacı karşılayabilecek makina ve parçalarının önceden değiştirilmesi ve üretim akışının lüzumsuz yere durdurulması ya da aksatılmasıdır. Ayrıca parça üretim hatası, montaj hatası gibi sebeplerden dolayı değiştirilmesi planlanan periyoddan önce arıza çıkabilir. Bu durumda periyodik bakım değil plansız bakım yapılmış olmaktadır. Bunu önlemek için bakım periyotları kısa tutulmalıdır. Sonuçta bakım için fazla zaman harcanmaktadır ve değiştirme süreleri geldiğinde daha uzun süre çalışabilecek parçaların dahi değiştirilmesi gerekmektedir. Ekonomik olarak bu program da niteliğini yitirmiştir.

**2.2.2 Kestirimci bakım : (Predictive maintenance)**

Kestirimci bakım planlaması, gelecek hakkında bugün ve geçmişten alınan ölçüm defterlerinin eğilim çözümleme yöntemi kullanılarak gelişimin takip edilmesi ana temasına dayanır. Makinaları akis sürecinde takip ederek durumu yakından izleme olanağı doğuran bu sistem, lüaümsüz durdurmaları ortadan kaldıracağı gibi gereksiz parça değiştirmelerini de önlemektedir. Arıza çıkabilecek sistem önceden algılandığından, geleceğe yönelik bir bakım onarım programı oluşturulmasını sağladığı gibi, doğabilecek ani duruşlara neden arızaları da orta-tan kaldırmaktadır.



Sekil 1. Tek nokta eğilim grafiği

Sekil 2. Çok nokta eğilim grafiği

### 3. Kikim Yöntemlerinin Bir Örneği »erinde Kısmi İhtiyaç / I/

Ölçüm : Isı Eşanjörü  
Giriş ve Çıkıştaki Basım; Farkı  
Arıza Durumunda Kayıp :5.000.- \$/saat  
(Örnekleme ABD de yapılmış olup, işçi ve malzeme masrafları dikkate alınmamıştır.)

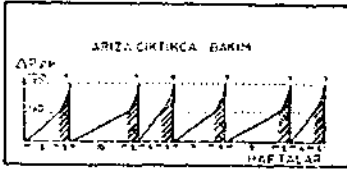
**Ana\* çıktık.-» fıkım rı/gulatrıHKİ:** Eçanjörde tıkanma gerçekleşince sistem durdurulmakta ve gerekli temizlik yapılmaktadır. Her tıkanma sonucu takım işlemleri 1H saat sürmektedir. Şekil 3.1 de de görüleceği gibi yıl boyunca altı duruş gerçekleşmiştir.  
Yıllık üretim kaybı: 6 di.in.is/yıl X 16 saat / duruş x 5.000.- \$/saat

: 480.000.- \$/yıl  
**Konuyu bakım yapan zamanı:** Tıkanma olmadan takım yapılırsa temizleme işlemleri 2 saat sürmektedir. Şekil 3.2. Bundan dolayı tıkanmaya olanak vermemek amacıyla eçanjör her dört haftada bir temizlenmektedir, yıl boyunca 13 kes temizleme işlemleri gerçekleştirilmektedir.  
Yıllık üretim kaybı: 13 duruş / yıl x 2 saat / duruş x 5.000.- \$ / saat

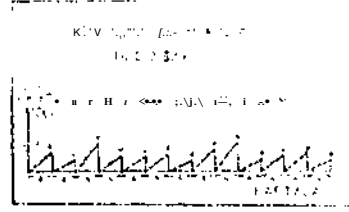
: 130.000.- \$ / yıl  
**Kestirimci bakım uygulaması:** Şekil 3.1 de görüldüğü gibi diferansiyel basınç 50 psi kadar normal bir ivme göstermekte, bu değerin üstüne yakıncaya hisli bir artış yaşanmaktadır. Bu veriden hareket ederek 50 psi alarm seviyesi olarak kabul edilmiş ve basınç değeri bu değere ulaştıkça temizleme işlemleri yapılmıştır. Şekil 3.3 de de görüleceği gibi yıl boyunca değişkenlik gösteren periyotlar dahilinde bakım gerçekleştirilmiş, kimi zaman 10 hafta boyunca bakıma ihtiyaç duyulması işten kimi zaman da 4 haftalık bir süre sonunda bakıma ihtiyaç duyulmuştur. Sonuç olarak yıl boyunca altı duruşa ihtiyaç duyulmuştur. Tıkanma olmadan yapılan temizleme bakımının iki saat sürdüğü ikinci örnekte tanımlanmıştır. Buradan hareketle,

Yıllık üretim kaybı: 6 duruş / yıl x 2 saat / duruş x 5.000.- \$ / saat  
: 60.000.- \$ / yıl çıkmaktadır.

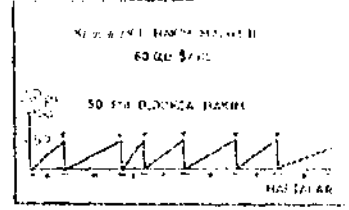
**Düzeltilen bakım:** Kestirimci bakım planlaması uygulayan işletme, arıza çıktıkça bakım uygulayan işletmeye göre 420.000.- \$ / yıl, koruyucu bakım planlaması uygulayan işletmeye göre 70.000.- \$ / yıl daha az bir harcama yapmakta, masraftan tasarruf etmektedir. Sonuç olarak ürününü daha ucuz mal etmekte, rakiplerine karşı avantajlı duruma geçmektedir.



Şekil 3.1 Arıza çıktıkça bakım



Şekil 3.2 Koruyucu bakım



Şekil 3.3 Kestirimci bakım

### 4. Kestirimci Bakım İnceleme Yöntemleri:

**4.1 Statü profilleri:** Sonuca ulaşmayı en pratik şekilde dönüştürme çalışmaları, kestirimci bakım amaçlı inceleme grafiklerine bir yenisini ilavetmiştir. Bu statü profil grafiğidir. Frekans içindeki 6 ayrı bölge ve genel okuma değerleri ter grafik şeklinde görüntülenir. Sürekli monitörlerde kullanılan bu yöntem Kestirimci Bakım yöntemine de katılmıştır. Getirişi kritik nokta ve bölgenin görsel olarak direkt iftilanmasıdır.Şekil 4.1.



Şekil 4.1 Statü profili

**4.2 Eğilim takipme Grafikleri:** (Trend grafikleri) Trend adı ile anılan Eğilim İşleme Grafiği, statü ölçümleri için her ölçüm pozisyonunda tek kanallı olarak takip edilir. Dinamik ölçümler ise frekans isgeleri ile detaylandırılmaktadır. Bu noktaların eğilim islenmesi, frekans isge grafiğinin arızayı nedenlerine göre bölgelere ayrılarak, bu her bölge\* eğiliminin islenmesi şeklinde gerçekleşmektedir. Arıza kaynağı tesbiti amaçlı bölgelendirmede dünya standardı altı bölgedir. Titreşim ölçümü, akustik ölçüm birer dinamik ölçümdür. Son gelişmelerle elektrik motor arızaları tesbiti için akım ölçümlerinde dinamik ölçüm sınıfına katılmıştır.

**4.3 Sonuç Raporları:** ölçüm turu sonunda veri toplayıcıdan bilgisayar hafızasına aktarılan veriler, bir tarama programından geçirilir ve limit üzerindeki ölçümler, istenilen bilgilere göre raporlanır. Ancak kritik pozisyona gelmiş







## ÖZET

PSPICE programını kullanarak analog güç devrelerinin simülasyonu için ideal olmayan tristör ve triyak makro modelleri geliştirilmiştir. Bu modellerde PSPICE analiz programında tanımlanmış ideal gerilim kontrollü anahtar kullanılmıştır. Aşırı gerilim, on ve off zamanları, kapı tetikleme eşik gerilimi ve nonlinear on-durum karakteristikleri gibi önemli ikinci mertebeden etkiler modellerde gösterilmiştir. Herhangibir tristör ve triyak için verilen modellerde tanımlanan parametreler, kataloglarda verilen bilgilerden kolaylıkla elde edilebilmektedir. Önerilen analiz yöntemiyle güç elektroniği sistemlerinin simülasyonları başarılı bir biçimde yapılabilir. Bazı iyi bilinen güç elektroniği devrelerinin simülasyonları yapılmış, bilinen kuraasaldeneysel sonuçlarla elde edilen simülasyon sonuçları arasında iyi bir uygunluk gözlenmiştir.

## 1. GİRİŞ

Başlangıçta SPICE programı küçük güçlü devre simülasyonları için geliştirilmesine rağmen, eğer parametreler dikkatlice tanımlanırsa, diyot, BJT, FET ve MOS tranzistör modelleri büyük sinyaller için yeterli doğrulukla uygulanabilir. Son bir kaç yıldan beri güç entegre devreleri ve mantık güç devrelerinin tasarımları için SPICE algoritmaları kullanılmaya başlanmıştır. SPICE programında, diyot ve tranzistör mikro modelleriyle birlikte işlemsel kuvvetlendirici, gerilim regülatörleri ve zener diyodu gibi güç kontrol devre elemanları için makro modeller alt devreler biçiminde tanımlanır. Güç elektroniği sistemlerinin çoğunda tristör ve triyaklarla karşılaşılır. Bilgisayar destekli tasarımlarda, güç elektroniği devrelerinde iki tür problemle karşılaşılır. Birincisi bu akım ve gerilim seviyeleri için modeller yoktur, ikincisi büyük akım ve gerilim seviyeleri nedeniyle yakınsama problemleri ortaya çıkar.

Literatürde tristörler için çok değişik bilgisayar modelleri önerilmiştir. Hu-Ki ve modifiye Hu-Ki modellerinde tristör iki tranzistör, bir diyot ve bir dirençle modellenmiş ve simülasyon programı olarak SPICE2 kullanılmıştır/1/,/2/. J3 SCR modelinde tristör üç pn jonksiyon yapısıyla modellenmiş ve simülasyon SPECTRE programıyla yapılmıştır/3/. İlk defa SPICE2 'de tanımlanan bir makro anahtar modeliyle ideal SCR 'nin geçici rejim analizleri yapılmıştır /4/. Daha sonra SPICE programını kullanarak analog güç devrelerinin simülasyonu için on parametreyle tanımlanan bir SCR makro modeli geliştirilmiştir/5/.

## 2. MODEL GELİŞTİRME

SPICE programı ortaya çıktığından beri, bu program ile birlikte kullanılacak bir tristör ve triyak modeline gereksinim duyulmuştur. Tristör ve triyaklı devreler SPICE analizine önemli karmaşıklıklar getireceğinden, tristör modeli mümkün olduğu kadar basit olmalıdır. Bir tristör modeli minimum olarak aşağıdaki koşulları sağlamalıdır.

1) Yalnız anot-katod gerilimi pozitif olduğu zaman, küçük bir pozitif kapı gerilimi anahtarı on konumuna getirmelidir.

2) Anot akımı akarken anahtar on konumunda kalmalıdır ve,

3) Anot akımı pozitif polariteyle sıfıra gittiği zaman, anahtar off konumunda olmalıdır.

Triyak için de benzer koşullara gereksinim vardır. Son yıllarda SPICE programında tanımlanan ideal gerilim kontrollü anahtar ve ideal akım kontrollü anahtar elemanları, tristör ve triyak elemanlarının basit bilgisayar modellerinin elde edilmesinde kullanılabilir.

## A. Tristör Modeli

Basit tristör modelinin alt devresini tanımlayan PSPICE programı aşağıda verilmiştir.

```
*SUBCKT SCR 3 2 1
.MODEL DGAT D(VJ.(VJ) RS-(RCATE))
DGATE 2 5 DGAT
VGS 5 0 0
SSCR 3 4 6 0 SSCR
VAS A 0 0
.MODEL SSCR VSVITCH(RON-(RON) ROFF=(ROFF) VON=1 VOFF
-0)
FSENSE 0 6 POLY(2) VGS VAS 0 (P1) (P2)
RSENSE 6 0 1
CR 6 0 (CR)
.ENDS
```

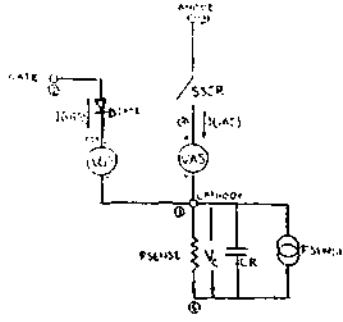
Bu modelde parentez ( ) içindeki büyüklükler, tristör modelinde tanımlanan parametrelerin nümerik değerleridir. Tristör için programa uygun devre modeli sekili.'de gösterilmiştir.

Tristörün on durumunda çalışması aşağıdaki gibidir:

1) 2 ucundaki kapıya VG genliğinde pozitif bir tetikleme darbesi uygulandığında, kapı akımı I(VGS)

## B. Triyak Modeli

Bir triyak modeli iki tri-törün birleştirilmesiyle elde edilmiştir. Bir tek tri-törün kullanılarak, yaklaşık 1/10'ü ile 1/100'ü kadar basit ve efektif bir model elde edilmiştir. Kendi kendine tetikleme problemlerini çözebilen ok devre elemanlarıyla birlikte tam bir triyak modeli Model 2.'de verilmiştir.



Şekil11. Tri-tör için bilgisayar modeli

oluşur. Kapı DGATE diyodu ve VGS gerilim kaynağıyla modellenir.

2) Bu kapı akımı, FSENSE akım kontrollü akım kaynağını  $P1 \cdot I(VGS)$  akımıyla aktive eder.

3) FSENSE darbe akımı RSENSE ve CR uçlarındaki gerilimin hızla yükselmesine neden olur.

4) RSENSE-CR gerilimi yükselirken, SSCR anahtar direnci ROFF' dan RON'a azalır.

5) SSCR anahtar direnci azalırken  $I(VAS)$  akımı artar, elde edilen anot-katod gerilimi pozitifdir ve FSENSE akımı  $P2 \cdot I(VAS)$  değeri kadar artar. VC gerilimi IV olurken, RON değerine hızlıca sürülen SSCR anahtar direnciyle anot akımı  $I(VAS)$  akıma devam eder.

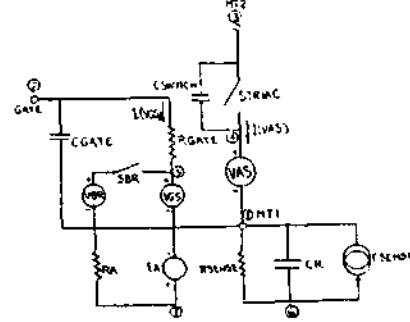
Tri-törün off çalışması aşağıdaki gibidir:

1)  $I(VAS)$  negatif olurken, FSENSE akımı ters olur ve kapı akımı hiç bir zaman olmamalıdır.

2) CR kapasitesi FSENSE akımıyla RSENSE içinden boşalır. CR gerilimi 1V'un altına düştüğü zaman, SSCR anahtar direnci RON'dan ROFF değerine yükselir.

3) CR gerilimi 0 olurken, ROFF'a hızlıca sürülmüş olan SSCR direnciyle tekrar yeniden üretim koşulu sağlanır.

Herhangi bir tri-törün simülasyonunu yapabilmek için, model parametreleri uygun seçilmelidir. Anahtar parametreleri  $VON=1V$ ,  $VOFF=0$  ve  $RSENSE=1$  ohm olarak serbestçe seçilir. ROFF off durum direnci =  $V_{RMS}/IDRM$  eşitliğine göre seçilir. RGATE değeri kapı tetikleme karakteristikleri kullanılarak, model çalışmasına uygun seçilir. P1 çarpanı  $P1=VON \cdot RGATE \cdot RSENSE/VGP$  eşitliğinden hesaplanır. Burada VGP kapı tetiklemesi için gerekli kapı darbesinin genliğidir. Ayrıca P1 çarpanının seçiminde CR etkisi dikkate alınmalıdır. P2 çarpanı, anot-katod gerilimi  $VDRM=600V$  olduğunda kendi kendine tetikleme (kapı akımı=0) olacak biçimde,  $P2=VCI \cdot RSI/VDRM$  eşitliğinden bulunabilir. Burada VCI ve RSI RS'in dönüm noktasındaki değerlerdir. RS RON ve ROFF değerleri arasındaki SSCR anahtar direncinin değeridir.



Şekil12. Triyak için PSPICE devre modeli

Bu modelde gerilim kontrollü akım kaynağı,

$$FSENSE = P0 + P1 \cdot I(VCS) + P2 \cdot I(VAS) + P3 \cdot I(VCS)^2 + P4 \cdot I(VGS) \cdot I(VAS) + P5 \cdot I(VAS)^2 \quad (0)$$

eşitliğiyle hesaplanabilir. P0, P1, P2, P3, P4 ve P5 katsayıları triyak karakteristiklerinden kolayca bulunabilir. Gerilim kontrollü gerilim kaynağı,

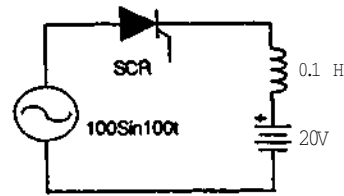
$$EA = P2 \cdot V(3,1)^2 \quad (2)$$

$$P2 = VON/VDRM^2 \quad (3)$$

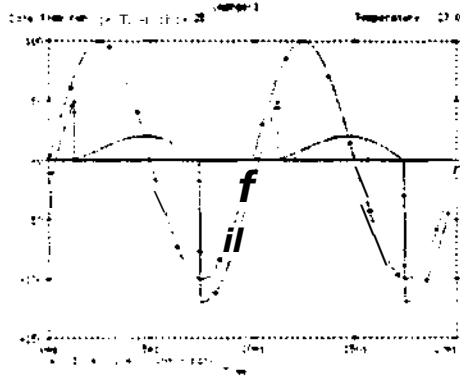
eşitlikleriyle formüle edilir.  $V(3,1)=VDRH$  ve  $EA \gg VON$  olduğu zaman, gerilim kontrollü ideal anahtar SBR VGS' den geçen akımla, triyakin kapı tetiklemesini ON yapmak için kapanır. Triyak devre modelindeki model parametreleri kataloglarda verilen datalardan kolayca bulunabilir.

### 3. DEVRE SİMÜLASYONLARI VE SONUÇLAR

Şekil13a.'da verilen basit bir batarya doldurma devresinin, önerilen tri-törün bilgisayar modeli kullanılarak PSPICE programıyla simülasyonu yapılmış ve elde edilen simülasyon sonuçları şekil13b.'de gösterilmiştir.

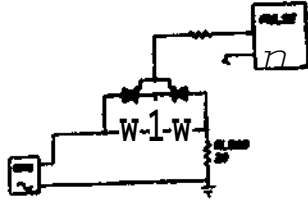


Şekil13a. SCR batarya doldurma devresi

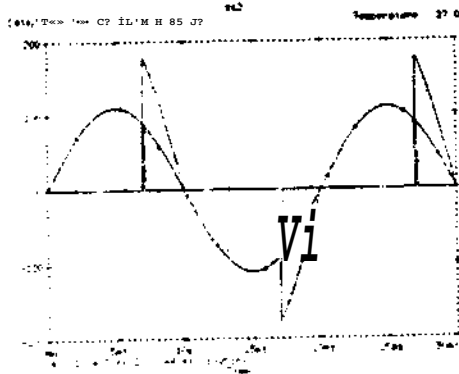


Şekil 15b. SCR batarya doldurma devresinin akı ve gerilim dalga «ekilleri

Ters-paralel bağlı İki trlöstörün triyak olarak çalışması göstermek amacıyla «ekil 15a'da verilen statik anahtarın «imulasyonunu gene aynı analiz yöntemi kullanılarak yapılsa\* «e simülasyon sonuçları «ekil 15b'de gösterilmiştir. Simülasyon sonuçlarının daha önce aynı devre içle elde edileen deneysel ve kuramsal sonuçlarla tam olarak uyumlu olduğu gözlenmiştir.



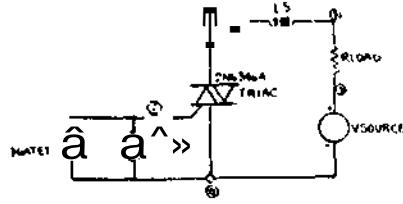
Şekil 14a. Statik anahtar devresi



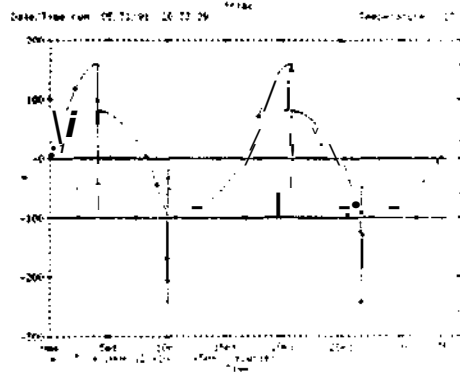
Şekil 15b. Statik anahtar dalga şekilleri

Şekil 15a.'da verilen basit triyak devresinin, önerilen triyak modeliyle simülasyonu yapılmış ve elde edilen simülasyon sonuçları şekil 15b.'de grafik olarak

şekil 15a. Basit triyak devresi



Şekil 15a. Basit triyak devresi



Şekil 15b. Triyak devresi dalga şekilleri

Bunlardan başka bir çok inverter ve konverter devrelerinin, önerilen analiz yöntemi kullanılarak simülasyonları yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarının kuramsal analiz ve deneysel sonuçlara uygun olduğu görülmüştür.

Bilgisayar destekli tasarım için tristör ve triyak makro modelleri geliştirilmiştir. Bu geliştirilmiş modeller, pratikte kullanılan cihazların davranışına göre eşik kapı gerilimi-akımı, RON, ROFF, on ve off süreleri, aşırı gerilim ve akın gibi etkilerin modellenmesiyle elde edilmiştir. Sonuç olarak gürlü endüstri koşullarında güç anahtarlama devrelerinin başarılı bir biçimde simülasyonları yapılmıştır. Katalog dotalarından doğru model parametrelerinin seçimi için basit bir yöntem verilmiştir. Simülasyonu yapılan devrelerden elde edilen sonuçların kuramsal analiz sonuçları, imalatçı firma katalog dotaları ve ideal olmayan tristör ve triyak davranışlarıyla tam uyumluluk içinde olduğu gözlenmiştir.

#### KAYNAKLAR

- /1/Avant R.L., Lee F.C. A practical SCR model for Computer aided analysis of ac resonant charging circuits, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. TE-29, No. 4, November 1982.
- /2/Avant R.L., Lee F.C. A unified SCR model for continuous topology CAD, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. IE-31, No. 4, November 1984.
- /3/Avant R.L., Lee F.C. Y., The J3 SCR model

**applied to resonant converter simulation,**  
IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.IE-32, No.1  
February 1985.

/A/Liang Y.C., Gosbell V.J..A versatile  
switch model for power electronics PSPICE2  
simulations, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.36,  
No.1, February 1989.

/5/Gracia F.J., Arizti F., Arenceta F. J., A non-  
ideal macromodel of thyristor for transient  
analysis in power electronic systems, IEEE  
Trans. Ind. Electron., Vol.37, No.6, December  
1990.

FAZ AÇISI VF. KIYICI KONTROLLÜ DA MOTOR KONTROL SİSTEMLERİNİN DİNAMİK CEVAPLARININ ÖNGÖRÜLERİ  
İÇİN HSPICE ANALİZ YÖNTEMİ

M. Ün

İ. Ü. Mühendislik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü, Avcılar, İstanbul

ÖZET

Tristör kontrollü devrelerin simülasyonunda kullanmak amacıyla lineer doğru akım (da) motorları ve tristörler için bilgisayar modelleri verilmiştir. Bu modeller yardımıyla tristör kontrollü da motor kontrol sistemlerinin simülasyonu için PSPICE analiz yöntemi geliştirilmiştir. Önerilen analiz yönteminin uygulamaları olarak önce, faz açısıyla kontrol edilen da motor hız kontrol sisteminin simülasyonu yapılarak sisteme ilişkin dinamik cevaplar öngörülmüştür. Daha sonra alçak geçiren bir filtre ve kıyıcıyla sürülen armatür gerilim kontrollü bir da motor kontrol sisteminin dinamik cevaplarının öngörülerinde önerilen PSPICE analiz yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca pratik uygulamalarda çok karşılaşılan geçici rejim koşullarındaki performanslar önerilen analiz yöntemiyle öngörülmüştür ve öngörülen değerlerin kuramsal ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılması yapılmıştır.

1. GİRİŞ

Faz açısı kontrol yöntemi, bir ac kaynağından sürülen da motorlarının yarı iletkenlerle kontrolünde çok kullanılır. Son yıllarda tristör kontrollü da motor sürücüler klasik Ward-Leonard motor-generatör setlerinin yerini almıştır. Yarı iletken da motor sürücülerinin; minimal bakım, daha küçük hacim ve ağırlık, daha yüksek verim ve daha hızlı zaman cevabı gibi avantajları vardır. Yarı iletken da motor sürücülerinde motor akımı sabit değildir ve kaynak akımı hiç bir zaman sinüsoidal olmaz. Bu faktörler motor performansına etki eder [1].

Tristör kıyıcılar da motorlarının hız kontrolünde çok yaygın kullanılır. Genellikle kıyıcıların çıkış gerilimi, zaman olan kontrolü veya akım sınırlama yöntemiyle kontrol edilir. Kıyıcı ya sabit bir frekans ve değişken on ve off zamanlarıyla ya da sabit on (veya off) zamanı ve değişken frekansla çalışır. Akım sınırlama kontrolünde uygun bir tetikleme tekniği kullanılarak, yük akımının özel maksimum ve minimum değerler arasında kalması sağlanır. Değişken on zamanı ve sabit frekanslı olan kıyıcılar tercih edilir. Çünkü bunlar geniş hız kontrol bölgesi, hızlı cevap ve kontrolde esneklik sağlar [3]. Çıkış gerilimi kare dalga veya yaklaşık kare dalga olarak alınabilen bazı kıyıcı devreler vardır. Fakat bir çok kıyıcı devrenin çıkışı kare dalga değildir.

TaVeuchi [3] mağnetik devrenin nonlineerliklerini ihmal ederek, kare dalga çıkış gerilimli darbe ge-

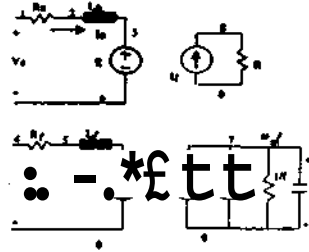
nişlik modülasyonu yapan kıyıcıyla beslenen bir da motorunun analizini yapmıştır. Serbest uyarımlı bir da motorunun sürekli durum performans analizi i Pa-rimelalagan ve Rajgopalan/A/ tarafından yapılmıştır. Bu çalışmada komütasyon süresince akımın sabit olduğu varsayılmış, armatür akımındaki dalgalanmalar ve komütasyon aralığı ihmal edilmiştir. Franklin/V akım sınırlama kontrol yöntemine göre kıyıcıyla sürülen bir da seri motorun performans analizini yapmıştır. Sing ve arkadaşları [6] kıyıcı kontrollü kaynakla sürülen serbest uyarımlı bir da motorunun performansının bulunmasında, Laplace transformu ve yük gerilimi dalga şeklinin Fourier transformunu kullanmıştır.

Bu bildirinin ana amacı, tristör kontrol devresi, motor, yük ve kaynaklardan oluşan da motor kontrol sisteminin doğru ve hızlı olarak simülasyonunu yapmak ve sistemin performans karakteristiklerini öngörmektir. Tristör kontrollü da motor kontrol sistemlerinin dinamik cevaplarını incelemek amacıyla PSPICE analiz yöntemini kullanarak, genel bir analiz yöntemi geliştirilecektir.

2. BİLGİSAYAR MODELLERİ

A. Lineer da makina modeli

İdeal bir da makinası için performans denklemleri şekli 'de verilen devreden elde edilebilir.



Sekli. Lineer da makina PSPICE modeli.

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_m \quad (D)$$

$$W = \frac{L_a}{f} \frac{d^2 i_a}{dt^2} \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + (A + B\omega) + T_L = k_m i_a \quad (3)$$

$$E_m = (b_a + b_i) w \quad (4)$$

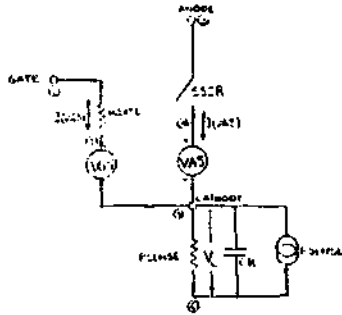
Burada  $V_a$ ,  $V_f$  sırayla armatür ve stator alanlarının uç jeri ilimlidir.  $R_a$ ,  $R_f$  sırayla armatür ve stator alan dirençleridir.  $L_a$  ve  $L_f$  sırayla armatür ve alan şelfleridir.  $J$ , yük momenti,  $w$  makina açısal hızı,  $J$  dönme eylemsizliği ve  $k_m$  emk sabitidir.  $A$  ve  $B$  statik ve viskos sürtünme katsayılarıdır.  $E_m$  ters emk,  $b$  ve  $b_i$  makina sabitleridir. Kalıcı akı nedeniyle olan ters emk  $E_0 = b_i w$  olur. Alan uyarma sargıları ters veya paralel sargı olabilir. Sekili.'deki bütün devre elemanları PSPICE programında kolaylıkla modellenilebilir.

#### B. Tristör modeli

Basit bir tristör modeli altdevresini tanımlayan PSPICE deyimleri aşağıda verilmiştir.

```
.SUBCKT 3 2 1 SCR
RGATE 2 5 (RGATE)
VGS 5 1 0
SSCR 3 4 6 1 SSCR
VAS 4 1 0
.MODEL SSCR VSWITCH(ROFF=(ROFF) ROFF=(ROFF) VON=1
VOFF=0)
FSENSE 1 6 POLY(2) VGS VAS 0 (P1) (P2)
RSENSE 6 1 1
CR 6 1 (CR)
.ENDS
```

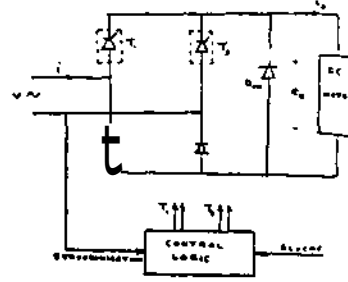
Bu deyimlerde parantez içindeki büyüklükler tristör modelini göstermekte kullanılan nümerik değerlerdir. Model parametreleri olarak tanımlanan bu nümerik değerler, tristör katalog bilgileri yardımıyla kolayca bulunabilir. Tristör için bilgisayar altdevre modeli şekil2.'de gösterilmiştir.



Şekil2. Tristör için bilgisayar modeli.

#### 3. TRİSTÖR KONTROLLÜ DA MOTOR SİMÜLASYONU

Tek fazlı doğrultucu sistem için temel devre şekil-3a.'da verilmiştir, da motoru yarı kontrollü bir tam dalga doğrultucu devreyle sürülmektedir.  $T_j$  ve  $T_z$  tristörleri, sırayla besleme kaynağının pozitif ve negatif yarı periyotları süresince iletimde-



Şekil3a. Tek faz doğrultucuyla sürülen da motoru

dir. Simülasyon deneyinde kullanılan da motorunun nominal giriş değerleri: 1kW, 220V, 1600-2000 r/min

Armatür direnci  $R_a = 2.95$  ohm

Alan direnci  $R_f = 2.14$  ohm

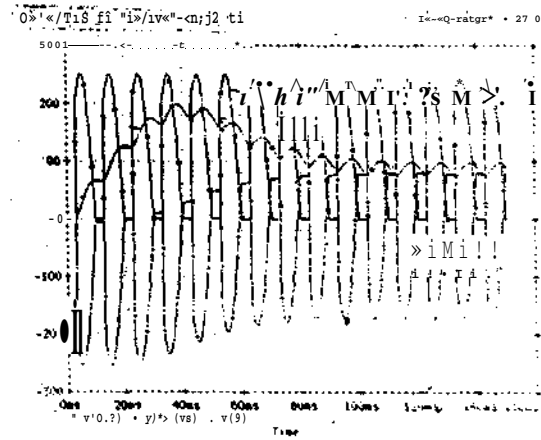
Armatür indüktansı  $L_a = 0.233$  H

Alan indüktansı  $L_f = 0.131$  H

Makina sabitleri:  $b = 0.3V/A$  rad/s,  $t_{\tau} = 0.019V/rad/s$

Yük sabitleri:  $A = 0.22Nm$ ,  $T = -5.39Nm$ ,  $B = 0.0003Nm/rad/s$ ,  $J = 0.01kgm^2$

Önerilen lineer motor ve tristör modelleri kullanılarak, farklı tetikleme açıları için şekil3a.'da gösterilen sistemin PSPICE ile simülasyonu yapılmış ve çıkış büyüklükleri olarak elde edilen motor girişi dalga şekli, armatür akımı ve motor hız değişimleri şekil3b.'de verilmiştir.

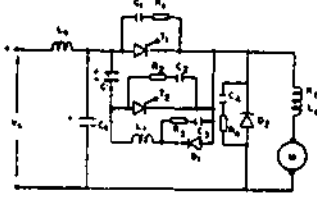


Şekil3b. Tek faz doğrultucuyla sürülen da motoruna ilişkin dalga şekilleri.

#### 4. KIYICI KONTROLLÜ DA MOTOR SİMÜLASYONU

Kıyıcı kontrollü da motor devresi şekil14a.'da verilmiştir. Bir alçak geçiren filtresi olan kıyıcıyla armatür gerilimi kontrol edilen da motor kontrol



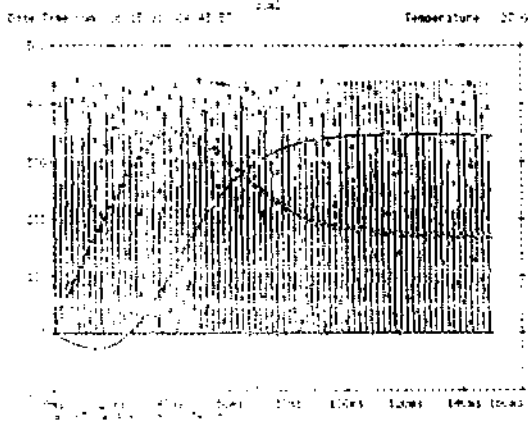


ŞekilAa.Kıyıcı kontrollü da motor kontrol sistemi.

sisteminin geçici rejim analizleri, önerilen lineer motor ve tristör modelleri kullanılarak PSPICE programıyla yapılmıştır ve geçici rejim cevaplarının önemi tartışılmıştır. Simülasyon deneyinde Bölüm3.'de kullanılan seri motor kullanılmıştır. Bundan başka;

Komütasyon kapasitesi: 8 $\mu$ F, 600V, metalik  
Giriş şok bobini: 0.10H, 0.136ohm, 15A, demir çekirdekli.  
Giriş filtre kapasitesi: 2100 $\mu$ F, 600V, elektrolitik  
Ters rezonans bobini: 80 $\mu$ H, 0.148ohm, hava çekirdekli.  
Ana tristör T1: 22A, 700V  
Komütasyon tristörü T2: 10A, 800V  
Komütasyon diyodu D1: 10A, 600V  
Motor koruma diyodu D2: 12A, 1000V

Elde edilen simülasyon sonuçları şekil4b.'de grafik olarak gösterilmiştir.



ŞekilUb.Kıyıcı kontrollü da motor kontrol sistemi dalga şekilleri.

Daha önce elde edilen kuramsal ve deneysel sonuçlarla önerilen PSPICE analiz yöntemiyle elde edilen simülasyon sonuçları karşılaştırılmış ve tartışılmıştır. Karşılaştırma sonucunda bilgisayarla yapılan simülasyon çalışmalarının doğruluğu kanıtlanmıştır

ve bir kapalı çevrim kontrol edicinin sentezinde önerilen analiz yönteminin kullanılabileceği gösterilmiştir. Ayrıca pratik uygulamalarda karşılaşılan besleme kaynağındaki değişme ve off anaht.-ırlama koşullarında kıyıcı kontrollü da motor kontrol sisteminin dinamik cevap öngörülere yapılmıştır.

## 5. SONUÇLAR

Yarı iletkenlerle kontrol edilen da tahrik motorlarının dinamik cevaplarının öngörülere için pratik ve basit PSPICE analiz yöntemi önerilmiştir. Analiz yönteminde lineer makina modeli ve altdevre olarak tanımlanan tristör modeli kullanılmıştır. Bu bilgisayar modelleri yardımıyla, doğrultuca ve kıyıcıyla sürülen da motor kontrol sistemleri için PSPICE analiz programı kolayca yazılabilmektedir.

Önerilen yöntemin uygulamaları olarak önce, faz açısı kontrol yöntemiyle hız kontrolü yapılan da motor tahrik sisteminin simülasyonu yapılmış ve simülasyon sonuçlarının deneysel ve kuramsal olarak elde edilen dalga şekillerine uygun olduğu gözlenmiştir. Daha sonra kıyıcıyla sürülen armatür gerilim kontrollü da motor hız kontrol sisteminin simülasyonu yapılmış ve simülasyon sonuçları kuramsal ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

Geçici rejim cevapları kontrol sistemi eleman değerlerinin bulunmasında ve kıyıcı eleman çalışmalarının gerçekleşmesinde önemlidir. Kararlılık limitleri ve geçici rejim karakteristikleri sistem denklemlerinden elde edilebilir. Kontrol sistemlerinin öngörülere yapan bir analiz yöntemi, sistem hızının bulunması ve kontrol edicinin optimal performansı için yararlı olacaktır. Önerilen analiz yöntemiyle elde edilen simülasyon sonuçlarına göre kontrol edici seçilebilir. Kontrol edici tasarımı, kıyıcı kontrollü da motor kontrol sistemlerinin ve faz açısıyla kontrolü yapılan da motor kontrol sistemlerinin optimal cevapları için gereklidir.

## KAYNAKLAR

- 1/Paresh C.S., Doradla S.R.. Evaluation of control schemes for thyristor controlled de motors. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. IECI-25, no. 3, August 1978.
- 2/Dubey G.K., Shepherd W.. Comparative study of chopper control techniques for de motor control, J. IE (India), EL6, vol. 58, p. 307, June 1978.
- 3/Takeuchi T.J., Theory of SCR circuits and application to motor control, Tokyo, Japan: Tokyo Electrical Engineering College Press, 1968.
- 4/Parimelalagan R., Rajgopalan V., Steady-state investigations of a chopper-fed de motor with separate excitation, IEEE Trans. Ind. Gen. App., vol. IGA-7, p. 101, 1971.
- 5/Franklin P.W., Theory of de motors controlled by power pulses. IEEE Trans. Power App. Syst., vol. 122, no. 12, p. 1397, 1975.
- 6/Singh S.N., Kohli P.R. Analysis and performance of a chopper controlled separately excited de motor, Trans. Ind. Electron., vol. IE-29, no. 1, February 1982.

RAYLI ULAŞIM SİSTEMLERİNDE İŞLEMSSEL  
KONTROL BİRİMLERİ

E. Bütün . S. Kulçak

Yıldız Üniv. Koc. Müh. Fak.  
Elektrik Müh. Böl.

1. ÖZET

Toplu taşımacılık işlemsel kontrol sistemlerinin geliştirilmesinde bazı aşamalar vardır.

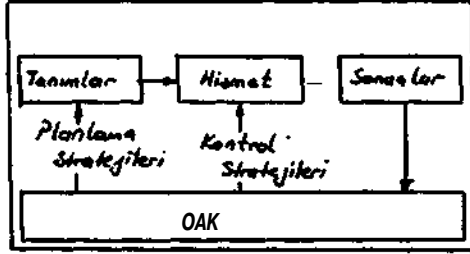
\* Son zamanlarda ulaşımın ekranlaması işlemlerinin bir merkezde toplanması daha çok bir merkezden yapılmaya başlandı. Bu da hataların anında görülebilmesi ve bunun giderilmesi demektir.

\* Bundan sonraki aşama radio yardımıyla haberleşmenin daha fazla kullanılmasını idi. Sürücü şimdi her türlü hatayı yada kesiklikleri anında kontrol merkezine ulaştırılmaktadır.

2. Otomatik Araç Kontrol (OAK) Sistemlerinin Teknik Özellikleri:

2.1 Temel Kavramlar:

Toplu taşımacılıkta kontrol işlemi bir kapalı çevrim olarak tasarlanabilir.



Sekil 1

Servis üzerindeki kontrol zaman tablosunu taban olarak alır. Buda servisin nasıl olması gerektiğini belirleyen teknik özellikleri oluşturur. Bunlar dahili ve harici (Trafik koşulları, kazalar, güç kesilmeleri gibi) olmak üzere ikiye ayrılır. Bunlar oluşursa OAK sistemi hizmetin normal konumuna mümkün olduğunca çabuk gelmesini ve yedeklemeyi sağlar. Açıkça çözümleyici süreç daima başarılı olmalıdır. Meydana gelmiş kopukluklar belirlenir ve sevk edicilere bildirilir.

t.;; Kontrol Odası Dizaynı

En önemli noktalardan bir tanesi kontrol odası dizaynı ve kontrol masalarının düzenlenmesidir. Bu aşamada gerekli olan faktörleri şöyle sıralıyabiliriz:

\* Kontrol masalarından panelin her bölgesine optimum ulaşım.

\* Telefon, radyo, birbiriyle haberleşme, masalardaki TV monitörleri gibi birimleri içeren kilitleme sistemlerinin kontrolünün insanlar tarafından yapılmasının düzenlenmesi.

\* Yeterli hava soğutması ve ısıtması.

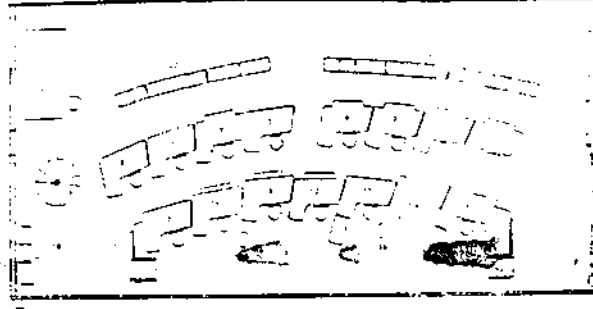
\* Gölgeler ve göz kamaştırıcı ışıklardan arındırılmış aydınlatma.

Bir yönetim panelinden tüm cer sistemleri idare edilmesi için bir plan gerçekleştirilmemiştir. yerine iki idare paneli geliştirilmiştir. Bu daha temiz ve açık bir görüntü sağlar. Böylece değişik işlem masalarına sahip dokuz adet sevk edici konumunun atanmasını kolaylaştırır. Yönetim paneli, yolcu istasyonu binaları, platform sonları ve yolcu durakları yönetim aletlerini, bazı yönlendirmedeki bazı birleşim noktalarını hafif metro sisteminin terminal çevrimleri ve nakliye duraklarını içerir. Bu panel yaklaşık olarak 8.10 m uzunluğunda ve 2.54 m yüksekliğindedir.

TULIN TANIMLAYICISI:

Tüm anahtarlama bölgeleri elektronik tanımlayıcıları ile donatılmıştır. Yaşlı olarak yolcu istasyonu tren numarasıyla birlikte 20Ü tren numarası göstergesi "ardır. Kontrolün alt bölümleri ile uyumlu olarak, bir tren tanımlayıcı sistemi, yolcu istasyonunda iki idare paneli her için oluşturulur. Her bir tren tanımlayıcısı ek olarak iki tren numarası yazıcısına sahiptir. 1U9 tren numara göstergesi ve 85 anahtarlama ve depolama göstergesi yönetim bölgesinde ki idare panelinde bulunurlar. tren numarası göstergelerini, aynı zamanda bir tren numarası yazıcısı ile donatılmış, üçüncü bir tren tanımlayıcı sistemle işaret verilir.

Alan sınırları. uzun- mesafeli çerlerle birlikte tünel bölümleri ve tüm hafif metro ru'(Uruu) içeren bölümlere bölünmüş 7 veya 6 alt bölümden oluşmaktadır. Kendisini bir id : - alcını 000 m uzaklığındaki R1 kilitte »e kulesindeki nakliye bölgesinden idare edilebilir. Bu bölgedeki az trafik süre :;iicc. işlemsel fonksiyonlar kendi set edi CıIJ tarafından alınmalıdır. İdare bölgesin deki idare paneli tüm depolama alanlarını ve 20 anahtarlama sıra. hafıza bilogunu ve işletim ve yönetim elemanlarını. içerir.



Sekil 2. Kontrol Odası

Genellikle sinyal aletleri, kontrol masa- larından işletilirler. Basma butonlar yöne tim panelindeki yerlerini mozayik taşı seklinde yer alır. idare panellerinin, bü- yük boyutlarına göre kontrol masaları gö- rüntü aralıklarını sevk edicileri verecek sırada panrllerden genellikle uz<flf\*\*ft)esafe de. merkezi kilitleme kulesindeki operas- yon kontrol odasına yerleştirilmelidir. 7 seyment göstergeleri, tren numaralarının daha iyi okunabilmesi için aşağıdaki ge- reksinmelere göre tanımlanmalıdır.

- Uzaklığa rağmen iyi okunabilmek
- Uzun çalışma süresi
- Yönetim paneli üzerindeki mozaik yapıya uyum
- Tren numara benleğinde çıkan işlemlerin rahatlıkla okunabilmesi

Göstergelerinin çeşitli tiplerinin mukaye se edilmesi ile 7 seyment uaz deşarjı göstergesinin en iyi cevabı verdiği görül müştür.

Bir gösterge paneli 24 göstergenin monta- jıyla oluşur. Gösterge elemanları iskeleti. ba- Jlantı kabloları ve montaj bu parçaların çabuk değiştirilmesini sağlayacaktır. 6-di- git 7-segment göstergenin görülmesi için video bilgisi tren numara sinyalini bellek mantisinde okunur ve bir video sinyaliymiş gibi gösterge kontrol iskelesine iletilir. Burada sinyal bir kod kontrolünden geçiri- lecek hemen hafızaya alınır. Video siifydli kod çözücü ile 7-segment göstergesi ulaşı- rır. Daha sonra saniyede 70 defa göster- genin her bir elemanına birkaç impuls sağla yan frekansa ulaştırılır. Böylece numaralar titreşimsiz okunabilir. <flş

Bu şekildeki işlemler aşırı derecedeki bü yük panellere gereksinim duyulmasına neden olurlar. \*eP&tk-

Çözüm, kontrol masasındaki anahtarlama sı- ra belleklerinin tren numaralarının hafıza lanması ve yan yol rotalarını set için bel lek hafızalanması gibi aynı anda yapılır.

Yönetim bölgesindeki idare panelinde 5 bel lekli her biri 20 anahtarlama sıra bellek blokları vardır. Bu bellek blokları sevk edicinin her biriyle seçilebilir.

Onbeş bellek bloğu, motorlara veya yan yol çalışmasına rastgele atanır. Beş bellek için her bir bloğun en alttaki bellek yan yol biriminin m\*tor yâda tren numarası yan yol rotasının tamamlanmasının giriş-çıkış bilgi zamanı yukarıda belirtilen bellekte tutulur. En üstteki üç bellek yürütülecek sıklıkta kısmi yan yol rotaları için jiriş çıkış sıralarını hafızalamakta kullanılır. Beş bellek bloğu idare bölgesindeki süre k li tabandaki yan yol motor işlemine kesin lik leatancil ıdır. idare panelinde özel renk lere atanır Kır. Anahtarlama komutları tüm belleklere veya belleklerden sevk ediciler le iptal edilebilir yada girilebilir. Bunun la birlikte yalnız üç sevk edici anahtarla ma özelliklerine sahiptir. Beş sevk edici tren numaralarını girebilir veya iptal ede bilir.

Kontrol masalarındaki diğer tus tanımlama- ları şöyledir.

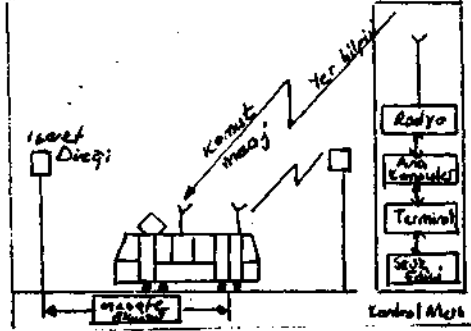
- idare panelindeki tren numaralarının anahtarlama, aracın ray üzerindeki mev cüdiyeti ile bağımlı. değildir ama rotada

sırjlar., sol edilmesi sevk edicilerle ger  
ç-V.1c,t:r:1:r.

- Tre;, mu.-araları . giriş cer bölümü tren  
numarası göstergesinden otomatik olarak  
y .- yol rotasının birinci parçası yürütül  
duğunde LoiU-k bloğuna iletilir.

- Van yol rotasının son parçasının yürütü  
lmesi tren dışı bellek bloğundan, iste  
rif. çel bölü:unun tren numarası göstergesi  
ne iletilir.

- İK'il'ir yon yol birimi pozisyonu tam asa  
reli giriş-çıkış bilyisi sonucu oluşan ve  
tren numarası bilgisi bir bellek bloğunda  
saklanır.



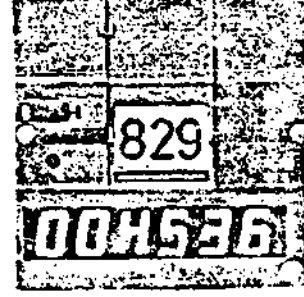
Sekil 3. Otomatik araç kontrolü

Bir deşarj göstergesi aşağıdaki özellikler  
le seçilmelidir.

- Kavuniçi ışık
- Yüksek ışık yoğunluğu
- Ayarlanabilir parlaklık
- Şekillerin açısız keskinliği
- Kolayca ayırt edilebilen şekiller

Yönetim panelindeki 6-digit tren numarası  
3 standart mozaik yapıda yer alır.Ayrılabilir  
saydam masa paneli altında üç digit  
fisi göstergesi e'emanı vardır.

Masa paneli elle numara seçimi ve iptali  
için bir tuş gereklidir.



7-Segment Display için  
TREN numarası göstergesi

Tren numarası göstergesi için karakteris  
tik data

Masa boşluk boyutu

(yükseklik ve genişlik) 35\*105 mm

Sayıların yüksekliği 14 mm

Sayıların genişliği 7 mm

Sayıların mesafesi 13.5 mm

Tanımlama açısı 130

Tren gösterge birimleri, anahtarlama pane  
ündeki daha düşük bölümdeki fonksiyon kab  
lolarıyla düzenlenen fişlerle yönetim pane  
linin iskeletine kontrol edilerek baolanır

#### CER DURUMUNUN YÖNETİM BÖLGESİNDEN GÖSTERİMİ

Şef sevk edici yönetim bölgesindeki tüm du  
rumlarının konularına göre sürekli veriler  
sağlar. Elektronik dingil sayıcıları cer  
bölgelerinin giriş ve çıkış noktalarında  
kullanılır.Değerlendirme mantığı, verilen  
her zamanda cer bölgesindeki dingil sayısı  
kadar oluşturulan gösterimi yada, silmeyi  
sağlar.Dingil sayıcı biriminden gelen bil  
gi. yönetim paneline iletilir.Burada data  
yönetim panelindeki 7 segment göstergeler  
için pulslere dönüştürülür.



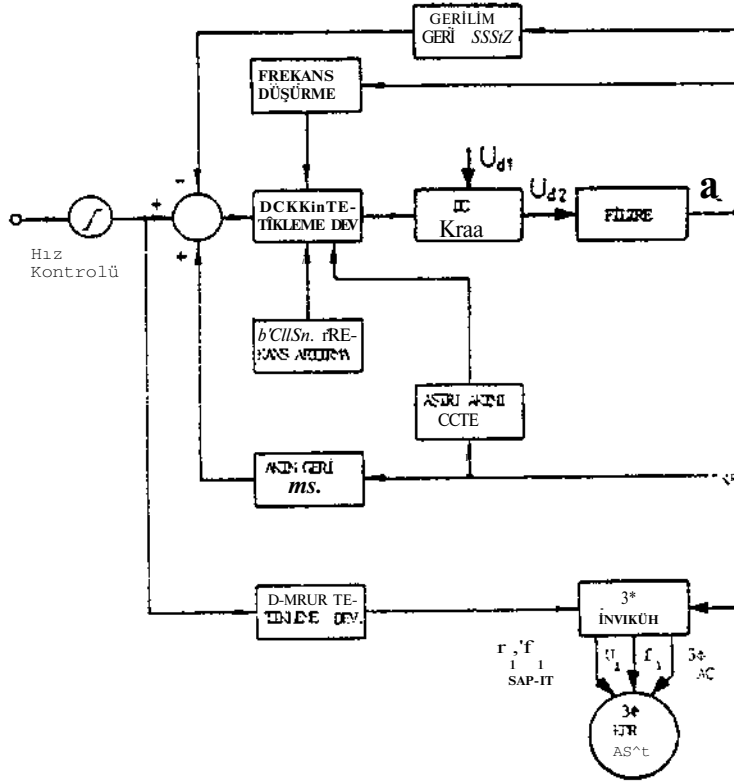


sureti/le, takriben 50 V ile 490 V arasında ayarlanır. 2C kıyıcı çıkımındaki kıyılmış dalgalı de gerilim, filtre ile süzülerek sürekli ve sabit hale getirilir, filtre üzerinde gözükten serbest geçiş diyodu, de kıyLC.nm kesirtde oliğu sürece yük H:1J1U1 geçicini ve devicmi sağlar.inverter şjsülmüş ae gerilimi i "azli ae gerilime çevirip aotoru besler. Inverfer çıkışındaki motor faz gerilLai takriben 40 V ile 390 V ve frekans 2,5 Uz ile 50 Hz .fasında değişmektedir, "otor aynı mile uilyı bix generatfir tarafından yüklenmiştir.

Sistenin denetimini sağlayan kontrol devresinde , hız kontrolü referans geriliminin d eğiştir ilme- siyle yapılır. Inverfer tetüCLesne devresi, gerilim/frekans dönüştürücüsü yardımıyla, referans gerilimine göre belirlenen frekansta Inverferin

çalışması için gerekli sinyalleri üretir. DC kıyıcı tetikleme devresi ise, referans gerilisi ile geri besleme akım ve gerilimine göre belirlenen bağıl geçime süresiyle, de kıyıcının çalışması için gereken sinyalleri üretir.

DC kıyıcı, normalde sabit frekansa çalışıp bağıl geçime süresinin değiştirilmesiye çıkı. gerilimini ayarlar, ancak, sistem çalışmaya yeni bağladığında de kıyıcının frekansı düşük delerlerden başlayarak yavaş yavaş normal değerine çıkar. Sistemin düşük yükte veya boşa çalışması durumunda, bağıl geçime süresinin minimum olmasına karşılık, komütasyon kondansatörünün etkisiyle çıkış geriliminin yüksek olması halinde, de kıyıcı frekansı düşürülür. Ayrıca, de kıyıcıda aşırı akı çekildiğinde çalışma durdurulur.



Şekil 1.2. "Kontrolsuz doğrultucu-dc kıyıcı-inver- ter" gurubu ile asenkron »otor hız kont- rolü sisteminin, kontrol devresi blok diyagramı.

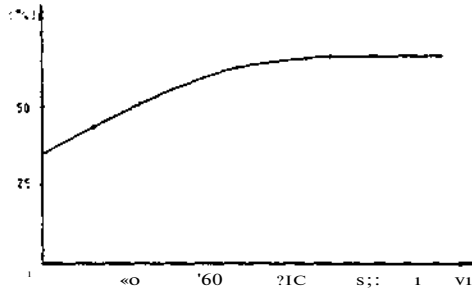
## 2UYSUBIA HSVHESİÜEH ALİNİ» SONUÇLAR

Uygulama devresinden muhtelif inverter çıkış gerilimleri için, gerilim-i<sub>1</sub>, i<sub>2</sub>, ölçü aletleri ile elde edilen değerler Tablo 2.1'de toplu olarak görülmektedir.

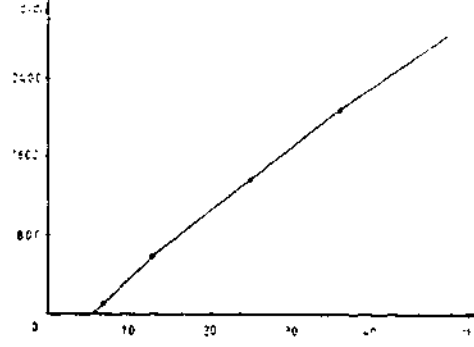
Tablo 2.1. Muhtelif inverter çıkış gerilimleri için, uygulama devresinden ölçü aletleri ile elde edilen değerler.

YÜKLEME DURUMU	Per akımı (A)	MS				
		3.70	5.40	7.10	10.30	11.0
F <sub>1</sub> gerilimi (V)	220	220	220	220	220	220
Toplam aktif güç (W)	1380	1380	1380	1380	1380	1380
cos φ (l-apasıcıl)	0.990	0.997	0.996	0.994	0.991	0.991
TEKNOLOJİ	PC Jkm (A)	12.7	12.7	12.7	12.7	12.7
	PC jürilim (A)	5	5	5	5	5
	nc g-s (W)	536	1651	1175	1761	623h
SİSTEMİN GENEL DEĞERLERİ	Faz akımı (A)	12.7	12.7	12.7	12.7	12.7
	Faz gerilimi (V)	220	220	220	220	220
	Frekans (Hz)	50	50	50	50	50
	>> (V)	15	15	15	15	15
	Toplam aktif güç (W)	1380	1380	1380	1380	1380
	cos φ (l-apasıcıl)	0.990	0.997	0.996	0.994	0.991
	Sistem verimliliği (%)	57	57	57	57	57

Aşağıda, Tablo 2.1'de verilen değerlere göre çizilen üç grafik görülmektedir.

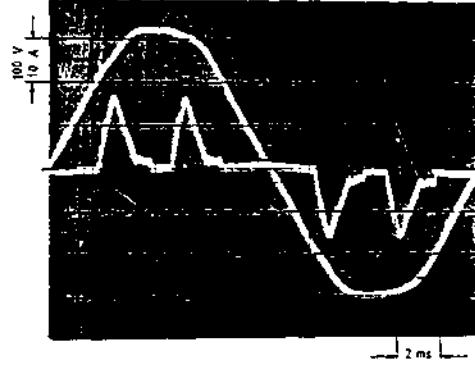


Şekil 2.1. İnverter çıkış gerilimine göre sistem veriminin değişimi.

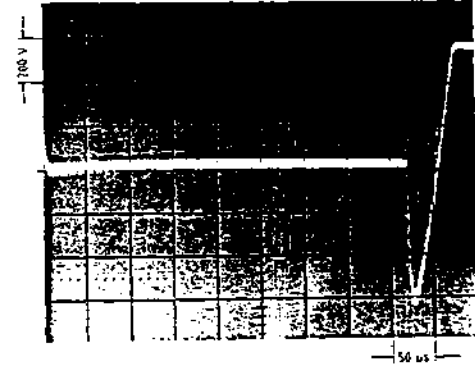


Şekil 2.2. Frekansa göre motor devir sayısının değişimi.

Ayrıca ise, devrenin çalışması durucunda, oioskoptan alan bazı resimler görülmektedir.

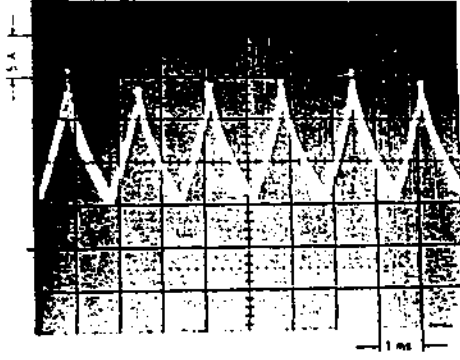


Şekil 2.3. Şebeke faz gerilini ile faz akımı.

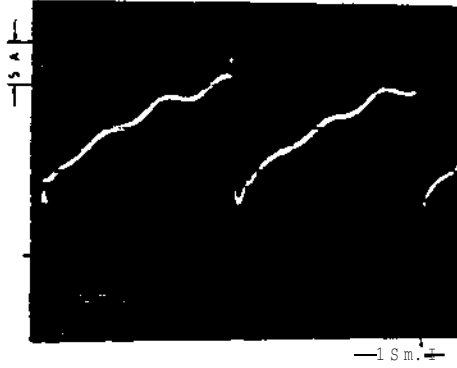


Şekil 2.4. DC kıyıcı ana akım triyorU uçlarındaki gerilim.





Şekil 2.5. BC kıyıcı filtre endüktansından geçen «ki».



Şekil 2.6. İndüktansın etkisiyle geçen «ki».



Şekil 2.7. Motor faz gerilimi ile faz akımı.

### UYGULAMA DİĞİTİMİ SONUÇLARINI İZLEMEK İÇİN

Laboratuvarında uygulanır yapılar. Bu sistemden ölçü aletleri ve osiloskop ile ölçülen sonuçlara göre aşağıdaki irdelemeler yapılmıştır. 1.

1.Yapılan uygulama sisteminin sıhhatli, bir şekilde çalıştığı gözlenmiştir.

2.AC şebeke tarafındaki güç katsayısı 1'e yakın değerler almakta olup, de kıyıcı girişinde bulunan küçük değerli kondansatörün etkisiyle hep kapasitif özellikli kalmaktadır.

3.Düşük frekans değerlerinde, motor reaktansının azalması direncinin etkili olmasıyla, motor güç katsayısının 1'e yaklaştığı görülmektedir.

4.Küçük değerli çıkış güçlerinde sistem kayıplarının daha etkili olmasından dolayı düşük olan giriş, çıkış gücü nominal değere yaklaştıkça %BO mertebesine erişmektedir.

5.Çok düşük frekans değerlerinde, motorun yük altında kalkabilmesi için, U/f oranına göre gerilimin biraz daha yüksek tutulması gerekir.

### REFERANSLAR

- A/ BODUR, H., "Kontrolsüz Doğrultucu-DC Kıyıcı-İnverter" Gurubu ile Asenkron Motor Hız Kontrolünde Kinetik Şartlarının İyileştirilmesi ve Sistemin Şebekeye Etkisinin İncelenmesi, Doktora Tezi, Y.O. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 1990.
- /2/ AUCUN, R., Güç Elektronikğine Giriş, Doyuran Matbaası, İstanbul, 1937.
- /3/ SCH Manual, General Electric Company, Syracuse, New York, 1972.
- A/ LİHDES, C., Power Electronics, Be GRAW-HILL (UK), 1981.
- /4/ BIRD, B.H., KINGSLEY, M Introduction to Power Electronics, John Wiley and Sons, Ken York, 1983.
- /6/ JJS, D.A., Variable Frequency Drives and Power Factor, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No.4, pp.771-777, 1985.
- /7/ BIRD, B.K., Power Electronics and DC Drives, Prentice-Hall, 1986.
- /8/ KUSKO, A., Solid State DC Motor Drives, KIT Press, 1979.
- /9/ HEOUAI, K., Basic Principles of Power Electronics, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1986.

KOMÜTASYON ŞARTLARI İYİLEŞTİRİLMİŞ GELİŞTİRİLMİŞ  
ÜÇ FAZLI GERİLİM BESLEMELİ BİR İNVERTER DEVRESİ

Hacı BODUR

Y.O.İ.İ. Mühendislik Fakültesi, Elektrik Müh. Bölümü, İSTANBUL

ÖZET

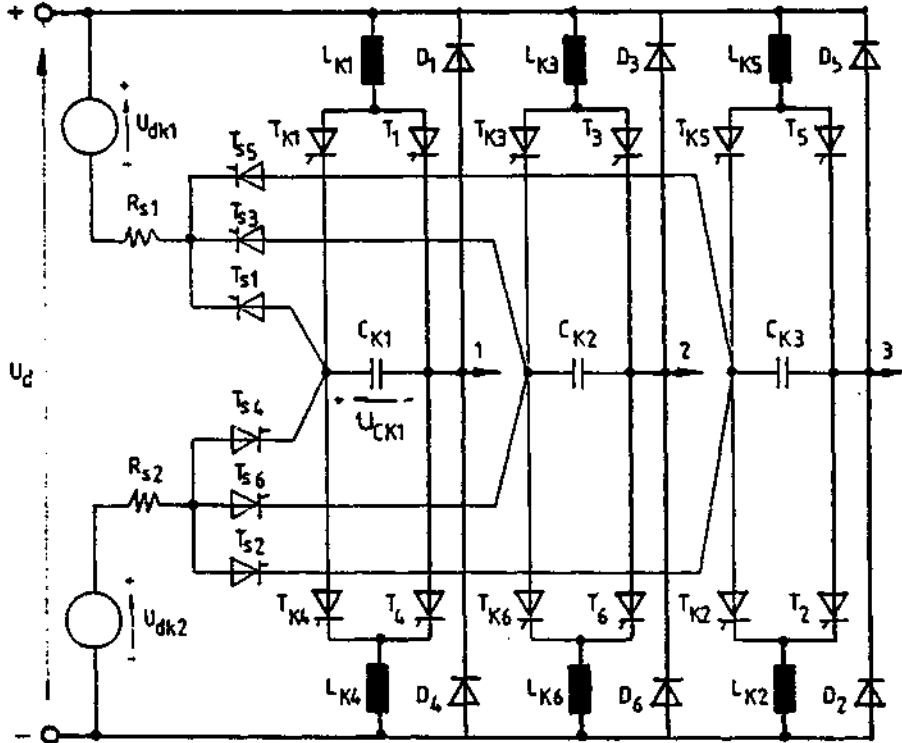
Bildirinin konusu, iki adet düşük güçlü de gerilim kaynağı ve altı adet küçük akımlı tristör ilave edilmesiyle, komütasyon şartları iyileştirilerek geliştirilen Üç fazlı gerilim beslemeli inverterdir. önce bu inverterin devresi ile ilgili değişimleri verilerek çalışması incelenmiştir. Sonra komütasyon amacıyla devreye konulan gerilim kaynağının gücü ve komütasyon olayının teorik etüdü yapılmıştır. Saha sonra laboratuvar uygulamasına yer verilerek, elde edilen sonuçlar sıralanmıştır.

GİRİŞ

Komütasyon şartları iyileştirilerek geliştirilmiş üç fazlı gerilim beslemeli köprü tipi inverterin devresi Şekil 1.1'de, tristörlerin iletim ve tetikleme durumları ile çıkış gerilimi dalga şekilleri Şekil 1.2'de ve bu devrenin çalışmasıyla ilgili değişimler Şekil 1.3'de görülmektedir.

1.1. İlaavesiz Devrenin Genel Olarak çalışması

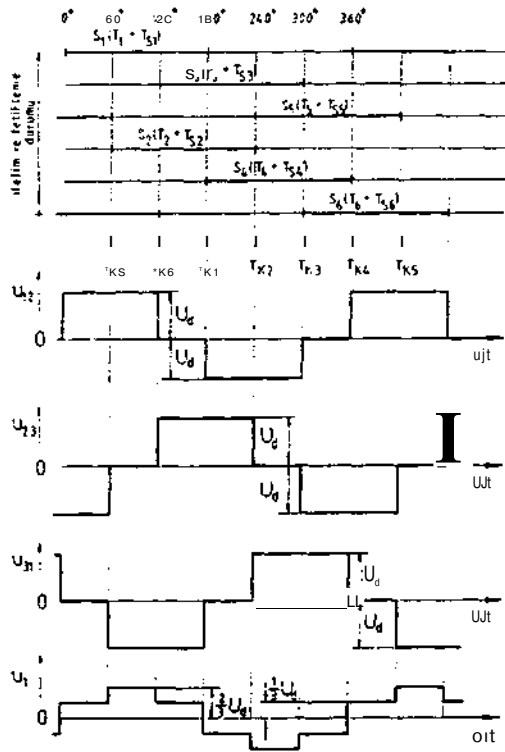
İlave elemanlar dikkate alınmadığında Şekil 1.1'de verilen inverter devresinde, üç faz kolu birbirinden tamamen bağımsız olup, bir faz kolunda



Şekil 1.1. Komütasyon şartları iyileştirilerek geliştirilmiş gerilim beslemeli Üç fazlı köprü tipi inverter devresi.

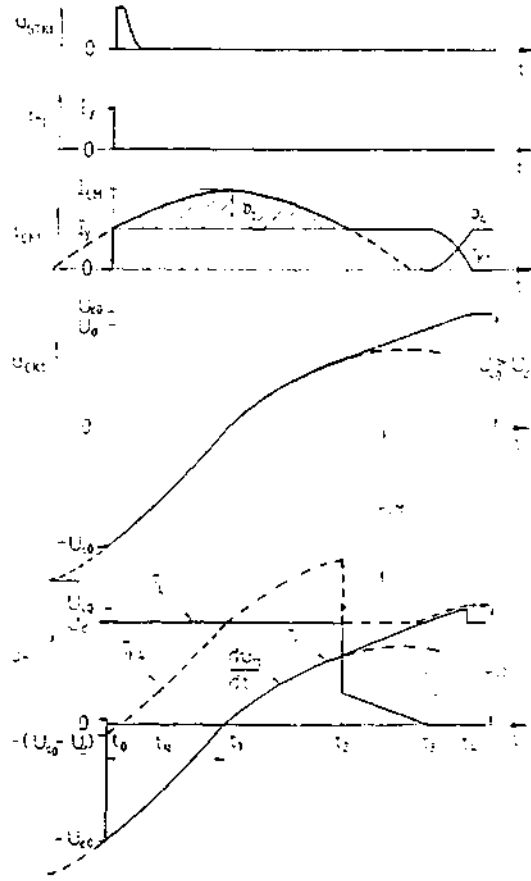
yük akımını geçir m bir T<sup>ana</sup> tristöü, ^yayı numaralı T<sub>K</sub> komütasyon tristöü. Un tet iki çjn esiyile söner. Koütasyon olayı sonunda, a<sub>K</sub> kander.oatörü =ym fu^ kolına ait âi^er 7 tri3törücü söndürecek yönde dolar ve söndürme işlemine kadar dolu kalır. I<sub>K</sub> endaktaisları,koütasyon esnasında C<sub>K</sub> kondansatörlerinin bir ifada boşalmalarına meni oldukları gibi, akım ve gerilim yükselme hızlErini sınırlama görevini de yaparlar. Bu devre 120° ve 180° iletimli olarak çalıştırılabilir.

**Örneğin, yük akımını geçirmekte olan T<sub>1</sub> tristöü söndürölmek üzere T<sub>K1</sub> tristöü tetiklendiğinde, bir taraftın, yük akımını T<sub>2</sub> tristöünün üstlenesiyle T<sup>^</sup> tristöü hemen söner. Diğer taraftan, T<sub>K1</sub>-C<sub>K1</sub>-D<sub>1</sub>-I<sub>K1</sub>-T<sub>K1</sub> kapalı çevresi üzerinden, C<sub>K1</sub>**



Şekil 1.2. 180° iletimli serilim beslemeli üç fazlı köprü tipi inverterlerde, tristörlüh iletim ve tetikleme durumları ile çıkış gerilimi dalga şekilleri.

yıptı L<sub>21</sub>-a<sub>1</sub> sevi re:..^:.; \* v<sub>2</sub> : A<sub>2</sub>; C<sub>2</sub> : 2<sub>2</sub> iv<sub>2</sub> J başlır. İuk ve a<sub>2</sub>L rvsr.^: j :o:-.ze; i ^:; i : : : : kondansatör ;c:-iainL ;--:;ir ol=-c /c :..LJ-; u ütLr,- ün V<sub>1</sub>-^ ^ trijter. -n^af -g.-Ui;^c i-Ui-jr: :-- lir. Yüü ve rezonans devrosi ai\_jnuu i'üıya. J<sub>22</sub> icondansatör-i,yarı rc:c:-\*3 periyodu s-ıtıda 23 j<sub>22</sub> yodunun iletimden çıkmasında: acnr.ı sUccc yÜ. a- kımını taşır. T<sub>21</sub> aidUktaiJiinin etl-tiniyie,ka- du- satör geriliminin U<sub>d</sub> kaynala ger il imini tn b^yOk bir U<sub>co</sub> değerine erişmesi ve yak akımın D<sub>4</sub> diyodunun üstlenmesiyle ^ tristöü sonar. Şöylece, C<sub>2</sub> kondansatörü, S<sub>4</sub> tristörij:ü stindureek yinne doluş olup söndürme iglenine kadar dolu kalır.



Şekil 1.3. Inverter devresi

özel

Elektrik makinalarında akı yollarının çizdirilmesi araştırmacılara ve tasarımcılara önemli bilgiler vermektedir. Bir elektrik makinasının tasarımı ve projelendirilmesi esnasında bu bilgilerden yararlanır. Akı yollarının makinanın bütün bölgelerindeki magnetik büyüklüklerin değişim yoğunluklarını göstermektedir. Dizayn edilecek bir elektrik makinasının bazı özellikli bölgelerine, bu bölgedeki magnetik büyüklüklerin dağılım yoğunluklarına göre şekil verilir. Ayrıca elektrik makinalarında sonlu elemanlar ve sonlu farklar yöntemi kullanılarak yapılan hesaplamalarda, çözüm bölgesi üçgen, dörtgen vb. şekillere bölünür, bu yöntemle yapılan hesaplamalarda sonuçların doğruluğunu artırmak için magnetik değişimin fazla olduğu bölgeleri daha küçük elemanlara bölmek gereklidir. Magnetik değişimin fa/b olduğu bölgeleri belirlemek için de akı yolu çizimlerinden faydalanılır. Bu çalışmada bir lineer asenkron motorun akı yolları haritası bilgisayara çizdirilecektir.

### 1. Giriş

Bilgisayarların sağlamış oldukları sürat ve hesaplama kolaylıkları sayesinde, sınır değer ve ilk değer problemlerinde ortaya çıkan kısmi diferansiyel denklemlerin yaklaşık çözümleri için çeşitli sayısal yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden en çok kullanılanları sonlu farklar ve sonlu elemanlar yöntemidir. Sonlu farklar yönteminin esası, çözüm bölgesinin tamamını dikdörtgen ızgaralara bölmek, her düğüm için sonlu fark denklemlerini kurmak ve bu işlemlerin sonunda oluşan denklem sistemlerini iteratif veya doğrudan yöntemlerle çözerek, düğüm potansiyellerini bulmaktır. Sonlu elemanlar yönteminin esası ise karmaşık sınır koşulları nedeniyle tüm çözüm bölgesi için bir potansiyel fonksiyonu bulmanın mümkün olmadığı durumlarda, parça parça bir yaklaşım ile çözümün tanımlanan sonlu küçük elemanlar içinde aranmasına dayanır. Yaklaşık bir çözüm oluşturmak üzere, sınırlar içinde kalan bölge, elemanların geometrik yapısı aynı kalmak koşulu ile, şekilleri ve konumları tamamen keyfi seçilebilen sonlu küçük elemanlara bölünür. Bu elemanlara ait cebirsel denklemler birleştirilerek sonuçta sonlu farklar yönteminde olduğu gibi çözülmesi gereken cebirsel denklem sistemi elde edilir. Bu denklem sistemi çözülerek elemanların köşe noktalarının potansiyelleri bulunur.

Elektrik makinalarını matematiksel olarak modelleyen Laplace ve Poisson denklemleri; Maxwell denklemleri, hareketli bir ortam için ohm kanunu ve Denk. 1'deki vektör potansiyel tanımı kullanılarak elde edilir /1/-2/-3/.

$$\nabla \times \vec{A} = \vec{B} \quad (D)$$

Bu çalışmada bir lineer asenkron motorun akı yolları bilgisayara çizdirileceği için, Maxwell denklemlerinden faydalanarak lineer asenkron motoru matematiksel olarak modelleyen denklemler; Rotor bölgesi için Denk. 2'deki gibi, diğer bölgeler için Denk. 3'deki gibi elde edilir /4/-5/.

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu_0 (J_z - \nabla \cdot \vec{v}) \quad (2)$$

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = 0 \quad (3)$$

Elektrik makinalarını matematiksel olarak modelleydi bu denklemler sonlu elemanlar veya sonlu farklar yönteminden faydalanarak çözümleri ve çözüm bölgesindeki bütün düğümlerin vektör potansiyel değerleri bulunur.

Denk. 1'deki vektör potansiyel tanımından anlaşılacağı gibi, çözüm bölgesindeki eş vektör potansiyel noktaları bulunup, bu noktaları birleştirilerek elde edilen eş vektör potansiyel eğrileri haritası aynı zamanda akı yolları haritası olur /6/-7/-8/-9/-10/-11/-12/.

Eş vektör potansiyel eğrileri çizilirken, çözüm bölgesindeki dörtgen, üçgen vb. elemanların üzerindeki bir noktanın vektör potansiyel değerini hesaplamak yerine; dörtgen, üçgen vb. elemanların kenarları üzerinde, haritası çizilecek olan ve önceden belirlenen bir vektör potansiyel değerine eşit noktaların koordinatları aranır. Bunun için akı yolu çizilecek olan vektör potansiyel değer önceden ve iki ayrı yolla tesli edilirdi.

### 1- Toplam harita çizgi sayısını önceden belirlemek

### 2- Harita çizgileri arasındaki farkı önceden belirlemek

Toplam harita çizgi sayısı belirlenerek yapılan çizimde: çözüm bölgesindeki en küçük vektör potansiyel değer ile en büyük vektör potansiyel değer arasındaki fark, belirlenen harita çizgi sayısına bölünerek, harita çizgileri arasındaki fark vektör potansiyel değeri ekle edilir. Bu fark artım miktarı olarak tanımlanacaktır. Bu yöntemde en küçük veya en büyük vektör potansiyel değerden haklanarak çizim yapılabilir. Bir sonraki harita çizgisinin vektör potansiyel değeri, bir adım önce çizilen harita çizgisinden artım miktarı kadar farklı alınarak diğer çizimler yapılır. Çizim işlemi bittiğinde elde edilecek harita çizgi sayısı, önceden belirlenen çizgi sayısı kadar olacaktır.

Harita çizgileri arasındaki farkın yani artım miktarının belirli bir değerde olması istenirse, bu durumda tekrar en büyük veya en küçük vektör potansiyel değerden başlanarak çizim yapılır. Bir sonraki harita çizgisinin vektör potansiyel değeri artım miktarı kadar farklı olur. Bu yöntemle toplam çizgi sayısını en büyük vektör potansiyel değer ile en küçük vektör potansiyel değer arasındaki farkın, artım miktarı ma oranı belirler.

Çizimi yapılacak olan harita çizgisinin, vektör potansiyel değeri; dörtgen, üçgen veya benzeri elemanların her komşu iki köşesinin vektör potansiyel değeri ile karşılaştırılır. Eğer çizimi yapılan vektör potansiyel değer, bu iki köşenin vektör potansiyel değerlerinden birine eşit veya bu iki vektör potansiyel değer arasında bir değer ise, bu komşu iki köşenin kenarı üzerinde, mutlaka vektör potansiyel değeri çizimi yapılan harita çizgisinin vektör potansiyel değerine eşit bir nokta vardır. Bu karşılaşılmadan sonra bu noktanın koordinatları, bu komşu köşelerin koordinatları ve vektör potansiyel değerlerinden hesaplanır.

Şekil 3.1.(a)'dalcı eş d eğ ar derrenln çözümlenmiş, Kayıpsız LC rezonans devresi maksimum akımı,

$$I_{\text{ccmax}} = U_{\text{co}} \cdot \sqrt{C_K / L_K} \quad (3.1)$$

Restn\*13 devresinin ideal 3alonn frekansız,

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{L_K \cdot C_K} \quad (3.2)$$

Yük akımına nok:3imua değeri  $I_{\text{ymax}}$  olmak üzere,

$$\varphi_c = \arctg(I_{\text{ccmax}} / I_{\text{ymax}}) \quad (3.3)$$

re iletinden çıkan bir triatMrün negatif gerilimle tutulma süresi,

$$t_N = \varphi_c / \omega_0 \quad (3.4)$$

şeklinde elde edilmiştir.

#### 4LABCRAÜV4B UYOTUUSI

Çekil 1.1'de verilen geliştirilmiş inverter devresi, el analları aşçıdaki listeye göre seç il er el labara-tuvarda gerçaleştirilmiştir.

T<sub>J1</sub>, T<sub>J2</sub>, T<sub>J3</sub> : HIC CS 15,9-08 hu2  
 X<sub>1</sub>, X<sub>2</sub>, X<sub>3</sub> : 3 12 12 m  
 S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub> : S 12 12 m  
 U<sub>1</sub>, U<sub>2</sub>, U<sub>3</sub> : Ut 2006 S, > 2006 H  
 R<sub>S1</sub>, R<sub>S2</sub> : 5 fi - 10 I  
 L<sub>K1</sub>, L<sub>K2</sub>, L<sub>K3</sub> : 500 µH  
 C<sub>K1</sub>, C<sub>K2</sub>, C<sub>K3</sub> : 3 pF - 600 VAC  
 U<sub>AK1</sub>, U<sub>AK2</sub> : t 300 WD - 5 W

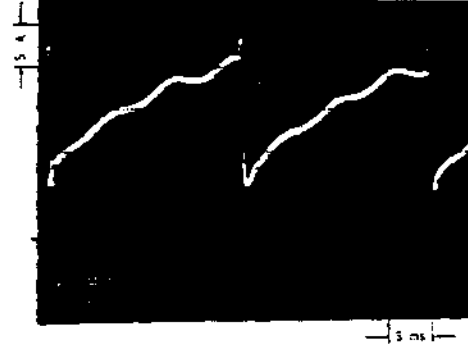
Mbar\*toT«rt« gerçekte» tiril «a inverter devresi, \$«5 MPlı\* kxs\* derre rotorla bir aaeakrai aotora hı« kontrolaj\*», «triben giri» gerilla! 50 T U« 490 T r« fir«k«ua 2,5 Bs Ue 50 H» aralığında deiUtlTL/TJr «aretile geritırıUnftır.tnTerterd«realnta deSİBİUB gırl^ gerili>!, frtkaua ve 7«lerde nMtttl bir |IWİde ç«la»tıga gö«lenmijtir. örsele olarak, inverter (İşerinden beslenen Oggea b»8h astarm fa» «erilimi Ue faz akım ve tarerter akaa deJlajilleTinln oalloakoptaa alman reattleri Şekil 4.1 re 4.2"4e cBrüüMktadır.

5.30KİÇ

leorlk etüdu rapılaa, kematmjm ««ruarı trUe»-ttrUerek geH»tixil«l^ gerili» beslemeli Ue faali kıtyU tl\*t tnaic devrealnıB, giri, geriliminin genit sınırlar içsrlstads s/ariaamasına,değışksjı ylatlerde, S0tox«a re hatta başta çalışmaya laka\* saglaAılı., laboratorar «nulsjnsı ile de değıral anası tur.



Şekil 4.1 . Motor faz gerilimi ile faz akısı.



Şekil 4.2 . Inverterin çektiji »kı«.

#### HEKRANSUR

- A/ BÖKE, H., "Kontrolsuz Degrultucu-DC Kıyıcı-İnverter" Gurubu ile isenkr<n Uotor Hız Kontrolunda EooUtaayon şartlarının İyileştirilmesi ve Sistemin Şebekeye Eticiainln İncelemesi, Doktora Tezi, Y.tl. Fen 3UÜsleri İstıtüsü, İstmbul, 1990.
- /i./ OÖÖOH, H.. Oüç Elektronigine Giriş, Doıuran Matbaası, İstanbul, 1987.
- /3/ IJSiaB, C.V., Power Electronica, Hc GEAS-HILL (< ), 1981.
- A/ JAC, D.A., Tariale rrequency Orivea and Fo«er yaotor.IEEE Trana. on Induatry Application\*, Yol. IA-21, 5o.4, pp.T71-777, 1985.
- /5/ BOSE, BJC, fofsr Electronics and AC Drivea, Prentlee-Hall, 1986.
- /S/ HEtatUn, K., Basic Princlples of Power Slectrenies, 3priager-Terlag, Berlin, 1906.

Hasan KÜRÜM, Sefa AKPINAR\*

F. Ü. Müh. Fak. Elk-Elektronik Müh. BOL. Elazığ  
K. T. Ü. Müh. Fak. Elk-Elektronik Müh. Böl., Trabzon

## ÖZET

Elektrik makinalarında akı yollarının çizdirilmesi araştırmacılar ve tasarımcılara önemli bilgiler vermektedir. Bir elektrik makinasının tasarımı ve projelendirilmesi esnasında bu bilgilerden yararlanır. Akı yollarının makinanın hülûn bölgelerindeki magnetik büyüklüklerin değişim yoğunluklarını göstermektedir. Dizayn edilecek bir elektrik makinasının bazı özellikli bölgelerine, bu bölgedeki magnetik büyüklüklerin dağılım yoğunluklarına göre şekil verilir. Ayrıca döktük makinalarında sonlu elemanlar ve sonlu farklar yöntemi kullanılarak yapılan hesaplamalarda, çözüm bölgesi üçgen, dörtgen vb. şekillere bölünür, bu yöntemle yapılan hesaplamalarda sonuçların doğruluğunu artırmak için magnetik değişimin fazla olduğu bölgeleri daha küçük elemanlara bölmek gereklidir. Magnetik değişimin fazla olduğu bölgeleri belirlemek için de akı yolu çizimlerinden faydalanılır. Bu çalışmada bir lineer asenkron motorun akı yolları haritası bilgisayara çizdirilecektir.

## 1. Giriş

Bilgisayarların sağlamış oldukları sürat ve hesaplama kolaylıkları sayesinde, sınır değer ve ilk değer problemlerinde ortaya çıkan kısmi diferansiyel denklemlerin yaklaşık çözümleri için çeşitli sayısal yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden en çok kullanılanları sonlu farklar ve sonlu elemanlar yöntemidir. Sonlu farklar yönteminin esası, çözüm bölgesinin tamamını dikdörtgen ızgaralara bölmek, her düğüm için sonlu fark denklemlerini kurmak ve bu işlemlerin sonunda oluşan denklem sistemlerini iteratif veya doğrudan yöntemlerle çözerek, düğüm potansiyellerini bulmaktır. Sonlu elemanlar yönteminin esası ise karmaşık sınır koşulları nedeniyle tüm çözüm bölgesi için bir potansiyel fonksiyonu bulmanın mümkün olmadığı durumlarda, parça parça bir yaklaşım ile çözümün tanımlanan sonlu küçük elemanlar içinde aranmasına dayanır. Yaklaşık bir çözüm oluşturmak üzere, sınırlar içinde kalan bölge, elemanların geometrik yapısı aynı kalmak koşulu ile, şekilleri ve konumları tamamen keyfi seçilebilen sonlu küçük elemanlara bölünür. Bu elemanlara ait cebirsel denklemler birleştirilerek sonuçta sonlu farklar yönteminde olduğu gibi çözülmesi gereken cebirsel denklem lakımı elde edilir. Bu denklem sistemi çözülerek elemanların köşe noktalarının potansiyelleri bulunur.

Elektrik makinalarını matematiksel olarak modelleyen Laplace ve Poisson denklemleri; Maxwell denklemleri, hareketli birorların için ohm kanunu ve Denk. 1'deki vektör potansiyel tanımı kullanılarak elde edilir /1/-/2/-/3/.

$$\nabla \times \vec{A} = \vec{B} \quad (D)$$

Bu çalışmada bir lineer asenkron motorun akı yolları bilgisayara çizdirileceği için, Maxwell denklemlerinden faydalanarak lineer asenkron motoru matematiksel olarak modelleyen denklemler: Rotor bölgesi için Denk. 2'deki gibi, diğer bölgeler için Denk. 3'deki gibi elde edilir /4/-/5/.

$$\frac{\partial^2 A_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_x}{\partial y^2} = H_0 \left( J_0 A + v \frac{\partial A_x}{\partial x} \right) \quad (2)$$

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = 0 \quad (3)$$

Elektrik makinalarını matematiksel olarak modellediği gibi, denklemler sonlu elemanlar veya sonlu farklar yöntemiyle faydalanarak çözümler ve çözüm bölgesindeki bütün düğümlerin vektör potansiyel değerleri bulunur.

Denk. 1'deki vektör potansiyel tanımından anlaşılacağı gibi, çözüm bölgesindeki eş vektör potansiyel noktaları bulunup, bu noktaları birleştirerek elde edilen eş vektör potansiyel eğrileri haritası aynı zamanda akı yolları haritası olur /6/-/7/-/8/-/9/-/10/-/11/-/12/.

Eş vektör potansiyel eğrileri çizilirken, çözüm bölgesindeki dörtgen, üçgen vb. elemanların üzerindeki bir noktanın vektör potansiyel değerini hesaplamak yerine; dörtgen, üçgen vb. elemanların kenarları üzerinde, haritası çizilecek olan ve önceden belirlenen bir vektör potansiyel değerine eşit noktaları koordinatları aranır. Bunun için akı yolu çizilecek olan vektör potansiyel değer önceden ve iki ayrı yolla teskil edilir.

1- Toplam harita çizgi sayısını önceden belirlemek

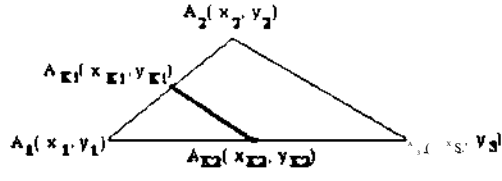
2- Harita çizgileri arasındaki farkı önceden belirlemek

Toplam harita çizgi sayısı belirlenerek yapılan çizimde; çözüm bölgesindeki en küçük vektör potansiyel değer ile en büyük vektör potansiyel değer arasındaki fark, belirlenen harita çizgi sayısına bölünerek, harita çizgileri arasındaki fark vektör potansiyel değeri elde edilir. Bu fark aralımı miktarı olarak tanımlanacaktır. Bu yöntemde en küçük veya en büyük vektör potansiyel değerden başlanarak eşit aralımı yapılabilir. Bir somaki harita çizgisinin vektör potansiyel değeri, hır adını önce çizilen harita çizgisinden aralımı miktarı kadar farklı alınarak diğer çizimler yapılır. Çizim işlemi bittiğinde elde edilecek harita çizgi sayısı, önceden belirlenen çizgi sayısı kadar olacaktır.

Harita çizgileri arasındaki farkın yani aralım miktarının belirli bir değerde olması istenirse, bu durumda tekrar en büyük veya en küçük vektör potansiyel değerden başlanarak çizim yapılır. Bir sonraki harita çizgisinin vektör potansiyel değeri aralım miktarı kadar farklı olur. Bu yöntemde toplam çizgi sayısını en büyük vektör potansiyel değer ile en küçük vektör potansiyel değer arasındaki farkın, aralım miktarına oranı belirler.

Çizimi yapılacak olan harita çizgisinin, vektör potansiyel değeri; donken, üçgen veya benzeri elemanların her komşu iki köşesinin vektör potansiyel değeri ile karşılaştırılır. Eğer çizimi yapılan vektör potansiyel değer, bu iki köşenin vektör potansiyel değerlerinden birine eşit veya bu iki vektör potansiyel değer arasında bir değer ise, bu komşu iki köşenin kenarı üzerinde, mutlaka vektör potansiyel değeri çizimi yapılan harita çizgisinin vektör potansiyel değerine eşit bir nokta vardır. Bu karşılaştırmadan sonra bu noktanın koordinatı, bu komşu köşelerin koordinatları ve vektör potansiyel değerlerinden hesaplanır.

Şekil 1'deki hüzmesi çizilen  $A^{\wedge}$  vektör potansiyel eğrisi.  $A_j$  ve  $A_1$  vektör potansiyel değerleri üzerindeki kabul edilecek vektör potansiyel değeri doğrusu değiştirilerek kabul edilecek vektör potansiyel değeri  $A_k$  olarak alınır.  $A_k$  vektör potansiyel değeri  $A_1$  vektör potansiyel değeri ile aynı olmalıdır.  $A_k$  vektör potansiyel değeri  $A_1$  vektör potansiyel değeri ile aynı olmalıdır.  $A_k$  vektör potansiyel değeri  $A_1$  vektör potansiyel değeri ile aynı olmalıdır.



Şekil - 1. Bir üçgen elemanındaki eş vektör potansiyel doğrusu

$$x_k = \frac{(A_2 - A_1)(x_1 - x_2) + (A_1 - A_2)(x_2 - x_3) + (A_3 - A_1)(x_3 - x_1)}{A_2 - A_1} \quad (5)$$

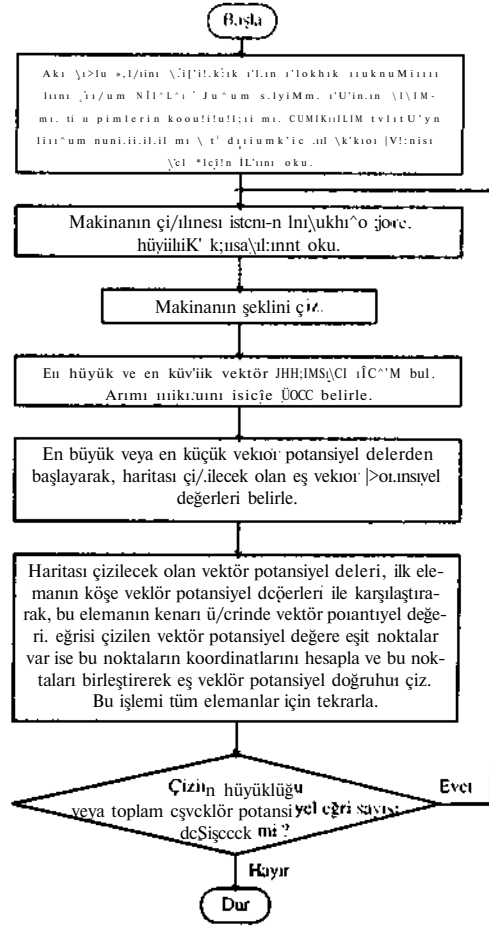
$$y_k = \frac{(A_2 - A_1)(y_1 - y_2) + (A_1 - A_2)(y_2 - y_3) + (A_3 - A_1)(y_3 - y_1)}{A_2 - A_1} \quad (6)$$

Eğer bir üçgen, döngü veya benzeri bir elemanın bir kenarı üzerinde vektör potansiyel değeri haritası çizilen eğriye eşit bir nokta var ise, mutlaka bu elemanın diğer kenarlarının üzerinde de vektör potansiyel değeri çizimi yapılan eğriye eşit bir nokta vardır. Bu noktanın koordinatı ilk  $A_1$  noktasına benzer şekilde hesaplanır. Şekil 1'deki üçgen elemanın  $A_1A_2$  kenarları üzerinde vektör potansiyel değeri, çizilen eğrinin vektör potansiyel değeri olan  $A_k$ 'ya eşit bir nokta bulunduğuna göre, mutlaka diğer kenardan biri üzerindeki bir noktanın vektör potansiyel değeri  $A_k$  değerine eşittir.  $A_k$  vektör potansiyel değeri bu kenarlardan hangisinin köşe potansiyelleri arasında ise  $A_{k2}$  noktası bu kenar üzerindedir. Bu  $A_{k1}$  noktasının koordinatları Denk. 7 ve Denk. 8'den faydalanarak bulunur.

$$x_{k2} = \frac{(A_3 - A_1)(x_1 - x_3) + (A_1 - A_3)(x_3 - x_1)}{A_3 - A_1} \quad (7)$$

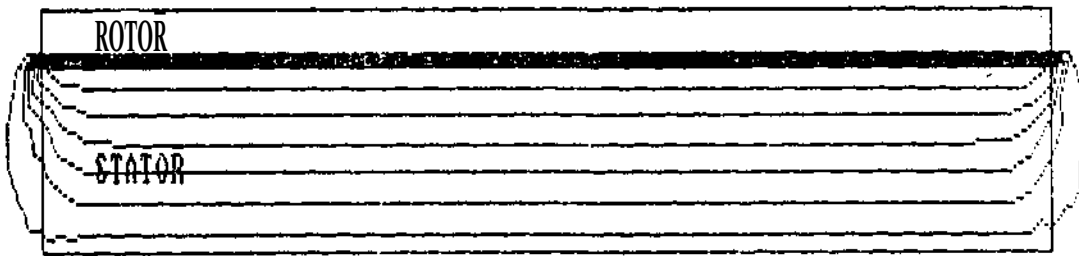
$$y_{k2} = \frac{(A_3 - A_1)(y_1 - y_3) + (A_1 - A_3)(y_3 - y_1)}{A_3 - A_1} \quad (8)$$

Bulunan  $A_{k1}$  ile  $A_{k2}$  noktalarını birleştiren doğru eş vektör potansiyel doğrusudur. Bu işlemler bütün elemanlarda tekrarlanarak bulunan eş vektör potansiyel doğrularından, elemanların yeterince küçük olması koşulu ile eş vektör potansiyel eğrileri elde edilmiş olur. Böylelikle elde edilen eş vektör potansiyel eğriler elektrik makinalarının akı yollarını göstermektedir. Bilgisayar programı akış şeması Şekil 2'de görülmektedir.



Şekil - 2. Akı yolu haritası çizen bir bilgisayar programı akış şeması

Bu çalışmada akı yolu eğrisi çizilecek olan lineer asenkron motorun geometrik parametreleri Denk. 2'de verilmiştir. Bu komplekslik çözümlenecek denklemlerin kompleks olması nedeniyledir. Kompleks katsayı bu denklemlerin çözümü ile elde edilen vektör potansiyel değerlerde kompleks olur. Vektör potansiyel değerlerin bu kompleks ifadesini genliği, reaktif kısmı ve imajiner kısmı ayrı ayrı kullanılarak çizilen eş vektör potansiyel eğriler, diğer ifadeyle akı yolları lineer asenkron motorun  $s=0.26$  kayma değerinde çalışma durumu için Şekil 3, Şekil 4 ve Şekil 5'de görülmektedir.



Şekil - 3.  $s=0.26$  Kayma değerinde çalışma durumu için kompleks eş vektör potansiyel değerlerin, genlik eğrilerinin değişimi



Şekil - 4.  $s=0.26$  Kayma değerinde çalıştırma durumu için kompleks eşvektor potansiyel değerlerin, rotor kısmınının dağılımı



Şekil - 5.  $s=0.26$  Kayma değerinde çalışma durumu için kompleks eşvektor potansiyel değerlerin, inajiner kısımlarının dağılımı

#### Referanslar

- İM Nasar. S.A.. Certain approaches to the analysis of single-sided linear induction motors.. Proc. IEE. Vol. 120. No.4. April 1973
- İli Tuncay. R.N., Yıldırım. A. Tek yanlı çelik sekonderli lineer asenkron motorun sonlu farklar yöntemi ile analizi.. Elektrik Mühendisliği Ulusal Kongresi. Sayfa 581-586. 25-27 Eylül. Adana. 1985
- IV Chari. M.V.K., Silvester. P.P.. Finite element in electrical and magnetic field problems. John Wiley and Sons. New York. 1984
- /4/ Nasar. S., Boldea. I., linear Motion Machines. John Wiley Sons. New York. 1976
- /5/ Penman. J., Chalmers. B.J., Kamar. A.M.A., Tuncay. R.N.. The Performance of solid steel secondary linear induction machines.. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. Pas-100. No.6. pp.2927-2935. 1981
- /6/ Wollram. Slanek.. Neues verfahren für iterativen Lösung grober Gleichungssysteme mittels Extrapolationsalgorithmen. angewendet auf elektranagige Feklprobleme Von der Abcillung Elektroethnik der Universitat Dortmund genehmigte. Dortmund, 1980
- /7/ Tandon. S.C.. Finite element analysis of induction machines. IEEE.

- Transactions on Magnetics, Vol. Mag-18. No.6. pp. 1722-1724. November. 1982
- /8/ John. S.. Calculation of magnetic fields for engineering. IEEE Transactions on Magnetics. Vol. Mag-12. No.6. pp.1030-1035. November. 1976
- AV Preslon. T.W., Rcecc. A.B.J.. The contribution on the finite-element method to the design of electrical machines: An industrial view. IEEE Transactions on Magnetics. Vol. Mag-11. No.6. pp.255-261. November. 1983
- /10/ Chari. M.V.K., Silvester. P.. Analysis of turboalternator magnetic field by finite elements. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. Pas-90. No.2. pp.451-464. March-April. 1971
- /11/ Chari. M.V.K., Silvester. P.. Finite element analysis of magnetically saturated d-c machines.. IEEE Winter Power Meeting. New York. N.Y.. January 31-February 5. 1971
- /12/ Tandon. S.C., Richter. E., Chari. M.V.K.. Finite elements and electrical machine design.. IEEE Transactions on Magnetics. Vol. Mag-16. No.5. pp.2375-2380. September. 1980



**S ± L ± ND ± R ± K SARGILI TRANSFORMATSRLERDE  
ALAN DAŞILIMININ SONLU ELEMANLAR VSN "TEM İ  
± LE HESABI**

Dilek YILDIZ, Nurdan GÜZELBEYO2LU  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Fakültesi  
Gümüşsüyü - İstanbul

**ÖZET**

Bu çalışmada transformatörlerde alan dağılımının hesaplanması için sayısal bir yöntem olan Sonlu Elemanlar Yöntemi tanıtılmaktadır. Bu yöntemin esası toplam magnetik enerjinin minimum olduğu zamanki Poisson kısmi diferansiyel denkleminin çözümünü gerektirmektedir. İnceleme iki boyutlu simetrik alanlar için yapılmıştır.

**1. Giriş**

Transformatörün alan dağılımını belirlemek amacıyla kullanılan yöntemlerden biri de son yıllarda elektromagnetik alan problemlerinin incelenmesinde yaygın olarak kullanılan sonlu elemanlar yöntemidir.

Sonlu elemanlar yöntemi diferansiyel denklemler veya eşdeğeri durumlar ile gösterilebilen problemlerin çözümü için kullanılan bir yöntemdir /1/-/2/.

Yöntem, karmaşık sınır koşulları nedeniyle çözüm bölgesinin tümü için bir potansiyel fonksiyonu bulmanın mümkün olmadığı durumlarda, parça parça bir yaklaşımla çözümün tanımlanan sonlu küçük elemanlar içinde aranmasına dayanır /3/. Bunun için öncelikle çözüm bölgesi üzerinde geometrik yapı aynı kalmak üzere, sonlu küçük elemanları belirleyen bir ağ oluşturulur. Ağ üzerindeki her düğüm noktası için fark denklemleri yazılarak elde edilen denklem takımı iteratif ya da doğrudan çözüm yöntemlerinden biri kullanılarak çözülür. Eksenel simetrinin bulunduğu durumlarda iki boyutlu bir inceleme yeterli olacağından üçgen, dörtgen gibi yüzeysel elemanların kullanılması yeterli olacaktır.

**2. Sonlu Elemanlar Yönteminin Tanıtımı**

Bu bölümde yöntem hakkında temel bilgiler verilerek, fark denklemlerinin nasıl yazılacağı ve katsayılar matrisinin nasıl oluşturulacağı basit birer örnekle gösterilmektedir.

**2.1. Elemanlara İlişkin Denklemlerin Elde Edilmesi**

Bir elemanın içindeki  $\phi^*$  değerini polinom olarak belirtmek diferansiyel alma işlemini kolaylaştıracaktır, üçgen bir eleman için  $\phi^*$  değeri,

$$\phi^*(x,y) = a_0 + a_1x + a_2y \quad (1)$$

polinomundan belirlenir. Elemanların içinde  $\phi^*$  nin sürekli olması koşulundan bölgenin tümü için bir yaklaşık çözüm bulunabilir. N, çözüm bölgesinin bölündüğü eleman sayısı olmak üzere, çözüm bölgesinin tamamına ilişkin bağıntı,

$$\phi(x,y) = \sum_{i=1}^n \phi_i^*(x,y) \quad (2)$$

olacaktır.  $\phi^*$ , e elemanın içinde sıfırdan farklı bir değerde, elemanın içinde ise sıfır değerindedir.

Şekil-1'deki gibi bir üçgen elemanın üç noktasındaki  $\phi$  değeri (1) numaralı denklemin yardımıyla yazıldığında aşağıdaki denklem takımı elde edilecektir.

$$\begin{pmatrix} \phi_1^* \\ \phi_2^* \\ \phi_3^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (3)$$

Buradaki  $a_0, a_1, a_2$  katsayıları

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \phi_1^* \\ \phi_2^* \\ \phi_3^* \end{pmatrix} \quad (4)$$

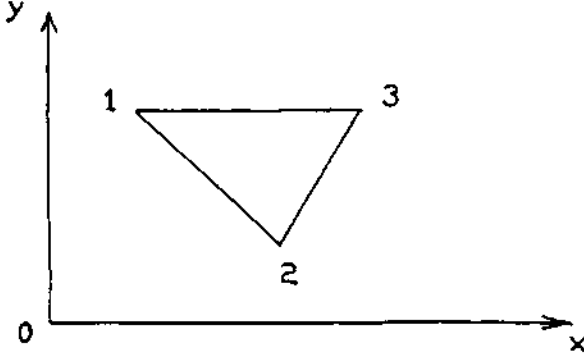
ve

$$a_0 = \frac{1}{2A} (\phi_1(x_1 y_2 - x_2 y_1) + \phi_2(x_2 y_1 - x_1 y_2) + \phi_3(x_1 y_2 - x_2 y_1)) \quad (5)$$

$$a_1 = \frac{1}{2A} (\phi_1(y_1 - y_2) + \phi_2(y_2 - y_1) + \phi_3(y_1 - y_2)) \quad (6)$$

$$a_2 = \frac{1}{2A} (\phi_1(x_2 - x_1) + \phi_2(x_1 - x_2) + \phi_3(x_2 - x_1)) \quad (7)$$

olarak bulunur.



Şekil-1. Bir üçgen eleman

A, e elemanın alanını belirtir ve yönü saat yönünün tersinde pozitif olmak üzere

$$A = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} \quad (8)$$

şeklinde hesaplanır. (5), (6) ve (7) nolu denklemlerde

$$a_1 = x_2 y_3 - x_3 y_2 \quad a_2 = x_3 y_1 - x_1 y_3 \quad a_3 = x_1 y_2 - x_2 y_1 \quad (9.a)$$

$$b_1 = y_2 - y_3 \quad b_2 = y_3 - y_1 \quad b_3 = y_1 - y_2 \quad (9.b)$$

$$c_1 = x_2 - x_3 \quad c_2 = x_3 - x_1 \quad c_3 = x_1 - x_2 \quad (9.c)$$

olmak üzere

$$\phi^e(x, y) = \frac{1}{2} \phi_1(a_1 + b_1 x + c_1 y) + \phi_2(a_2 + b_2 x + c_2 y) + \phi_3(a_3 + b_3 x + c_3 y) \quad (10)$$

ve

$$\alpha_i = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (11)$$

eşitlikleri elde edilir.

$\alpha_i^e$  fonksiyonu şekil fonksiyonu ya da

interpolasyon fonksiyonu olarak adlandırılır. Bu fonksiyon bir düğümde birim değer\* ik^n di-jü düğümlerde sıfırdır.

$$\alpha_i = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (12)$$

$$\alpha^e = \begin{pmatrix} \alpha_1^e \\ \alpha_2^e \\ \alpha_3^e \end{pmatrix} \quad (13)$$

olmak üzere

$$I(\phi) = \frac{1}{2} \int |\nabla \phi|^2 ds \quad (14)$$

fonksiyonelinde,

$$\phi(x, y) = \sum_{i=1}^3 \alpha_i^e \phi_i^e \quad (15)$$

ve N, çözüm bölgesinin bölündüğü 3it eleman sayısı iken

$$\phi(x, y) = \sum_{i=1}^N \phi_i^e(x, y) \quad (16)$$

olacaktır. Bu durumda

$$\nabla \phi^e = \sum_{i=1}^3 \alpha_i^e \nabla \phi_i^e \quad (17)$$

eşitliği (11) numaralı denklemde yerine koyularak

$$I^e = \frac{1}{2} \int |\nabla \phi^e|^2 ds \quad (18)$$

eşitliği ve buradan da

$$I^e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \alpha_i^e \alpha_j^e \left( \int \nabla \phi_i^e \nabla \phi_j^e \right) \phi_i^e \phi_j^e ds \quad (19)$$

eşitlikleri elde edilir.

$$k_{ij}^e = \int \nabla \alpha_i^e \nabla \alpha_j^e ds \quad (20)$$

olmak üzere, bir eleman için 3x3 boyutunda olan katsayılar matrisinin elemanları

$$k_{11}^e = \frac{1}{4A} [(y_2 - y_3)^2 + (x_2 - x_3)^2] \quad (21)$$

$$k_{22}^e = \frac{1}{4A} [(y_3 - y_1)^2 + (x_3 - x_1)^2] \quad (22)$$

$$k_{33}^e = \frac{1}{4A} [(y_1 - y_2)^2 + (x_1 - x_2)^2] \quad (23)$$

$$k_{12}^e = k_{21}^e = -\frac{1}{4A} [(y_2 - y_3)(y_3 - y_1) + (x_2 - x_3)(x_1 - x_3)] \quad (24)$$

$$k_{13}^e = k_{31}^e = -\frac{1}{4A} [(y_2 - y_3)(y_1 - y_2) + (x_2 - x_3)(x_1 - x_2)] \quad (25)$$

$$k_{23}^e = k_{32}^e = \frac{1}{4A} [(y_3 - y_1)(y_1 - y_2) + (x_3 - x_1)(x_1 - x_2)] \quad (26)$$

olarak belirlenir.  $K'$  matrisi simetrik ve tekil bir matristir. Genel katsayılar matrisinin oluşturulmasıyla (18) numaralı ifade

$$[K] = \frac{1}{2} [K']^T [K'] [K'] \quad (27)$$

şekline dönüşür.

## 2.2. Elemanların Birleştirilmesi

Bölgenin genel katsayılar matrisinin elde edilmesi için tek tek elemanların katsayılar matrislerinin birleştirilmesi yöntemi bir örnek üzerinde gösterelim. Şekil-2' de gösterildiği gibi iki elemandan oluşan bir sonlu elemanlar grubunu gözönüne alalım. Dıştaki numaralar düğümlerin genel numaraları, içteki numaralar ise bir elemana ait olan yerel numaraları belirtmektedirler. Yerel numaralandırma saat yönüne ters olmak üzere herhangi bir düğümden başlayabilir.

Bu sistem\* ait katsayılar matrisi

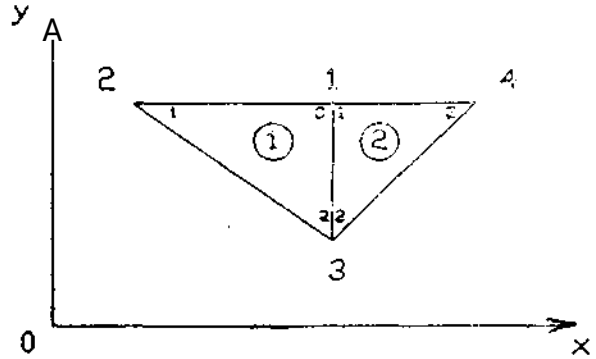
$$[K] = \begin{pmatrix} k_{11}^1 & k_{12}^1 & k_{13}^1 & k_{14}^1 \\ k_{21}^1 & k_{22}^1 & k_{23}^1 & k_{24}^1 \\ k_{31}^1 & k_{32}^1 & k_{33}^1 & k_{34}^1 \\ k_{41}^1 & k_{42}^1 & k_{43}^1 & k_{44}^1 \end{pmatrix} \quad (28)$$

olacaktır. Katsayılar matrisinin herhangi bir  $k_{ij}$  elemanı,  $i$  ve  $j$  düğümleri arasındaki bağlantıyı göstermektedir,  $i$  ve  $j$ 'nin  $K$  matrisindeki konumları elemanların  $i$  ve  $j$  düğümlerini kapsayıp kapsamamasına göre belirlenirler.

Elemanların birleştirilmesi durumunda çözümlenilen bölgenin denklemi

$$[K] \{ \phi \} = [F] \quad (29)$$

şeklinde elde edilir. Bu şekilde oluşturulan denklem sistemi sayısal çözüm yöntemlerine en uygunu kullanılarak çözülebilir.



Şekil-2. Elemanların birleştirilmesi

## 3. Sonlu Elemanlar yönteminin Silindirik Sargılı Transformatörlere Uygulanması

Transformatördeki alan dağılımını bulmak için kullanılan programda iki boyutlu bir yazılım düşünülmüştür. Problem incelenen  $k$ -n sargılı bölgeleri bobin parçaları olarak tanımlanmıştır. Sargılar, akım yoğunluğu ve iletken düzenleri bakımından düzgün kabul edilirler. Ayrıca, ampersarım dağılımının da dengeli olması gerekir VA.

Bilindiği üzere sargılı ve sargısız bölgeler arasında bir alt elemandan diğerine; geçişte ani değişiklikler meydana gelir. Bu tür sınırlar da alanların davranışları Maxwell yasaları sonucunda belirlenirler. Sonlu elemanların oluşturulmasında ve bu elemanların biraraya getirilişinde  $V$  skaler ve  $A$  magnetik vektör bileşenleri sınır yüzeyleri boyunca sürekli alınmıştır. Bu süreklilik şartı diğer sınırlamalar uygulanmadan önce üçgen fonksiyonlar için bir ön şart olarak alınmıştır \5).

Kullanılan program standart FORTRAN 77 program dilinde yazılmıştır. Bu program çalıştırıldığında, genel düğüm numaraları ile elemanlara ilişkin yerel düğüm numaraları ve düğüm koordinatları kullanıcı tarafından başlangıçta verilmelidir. Problemin kabul

eoieoiiir t'i oc-jruikta çözülebilmesi için,  
oöj>rrin vet-i'li -ravidn al-r. elern'na büünrr>e?i  
gerekir. Anc3< alte i -eratin lan .1 v-uğunl uçunun  
ötün bç>ia^-.te av'i oim3?ı -jer-kme;:.



Şekil-3. Çözüm için oluşturulan ağı



Şekil-4. Ydiini pencere vükseki iğindeki  
tranfornatör sargısında kaçak alan dağılımı

örnen olarak ait ve üst Jrf; i-m : irri^ 1 -> i  
yükseklikte olan kl.ışık silindiri'. ut -> i  
transtörTTKatörün varını i';rn:-rre .ç> i 1 -^'Ki-avi  
kaçak .5ijn dağ'. İlmı fine i-rnniitit : LLJ pı^'^:mi  
incelenmesi için oluşturul'n ^ ^-i i l'-' j->  
çösteri 1 m'ktedir".

Sonlu elemanlar yönteminin uvouianrrası i 1-  
or-tava çıkan kaçak a i an sekli ,ek i 1 - u ' d-  
veri ln>ektedi r.

#### 4. Sonuç

Transformatör" sarğı l.arındaki alan .la'ı 1 um m n  
belirlenmesinde en gelişmiş yöntemin sonlu  
elemanlar yöntemi olduğu görülmektedir-, çünkü bu  
vöntsme alan dağılımının her noktadaki ciëyen'  
hesaol an-ab ilmektedi r. özellikle transformatörün  
sargı l-ınnn kısa devre akımındaki kuvvetlerinin  
hesabında kullanılacağı gibi Foucault ve  
histerizis kavı DI an m n tam olarak  
hesaplanmasına da olanak saklamaktadır. Ağı'da-i  
düşüm savısı, dolâvısıyla eleman savısı  
arttırılarak alan çizgilerinin daha sürekli  
çizgiler halinde elde edilmesi mümkündür.

#### Kaynaklar

- \ 1 \ Zienkiewicz, O.C., The Finite Element Method in Engineering Science. Mc ûraw-Hill, London. 1971
- \ 2 \ Silvester, P.P., Finite Elements in Electrical and Magnetic Fiejd Problems. The Fundamental Eduations of Electric and Magnetic Fields, s. 33-i>8. John Wilev & Son?, Chichestei . New York, Brisbane. Toronto
- \ 3 \ Sadiku. M.N.O.. A Simple Introduction to. Finite Element. An3İvsis of Electromagnetic Problems, IEEE Transactions on Education, vol.32. no.2. Mav 1989. s.85-93
- \ 4 \ Andersen. O.W.. Transformer Leakage Flux Program Based on the Finite Element Method. TEEE J PAS-92, March/Ao'i 1. 1973
- \ 5 \ Silvester, P.P.. Ferrari, R.L.. Finite Element for Electrical Engin-eer , Cambr i. :lo- University Press. 1983

ÜÇ FAZLI BİR ELEKTRİK MAKİNASINI BESLEYEN İDEAL KARE DALGA GERİLİM KAYNAĞI İNVERTERİNİN

d-q SİSTEMİNDE ANALİZİ

M.Hadi SARUL, Kemal HALICI, İhsan DÖŞEYEN

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ

ÖZET

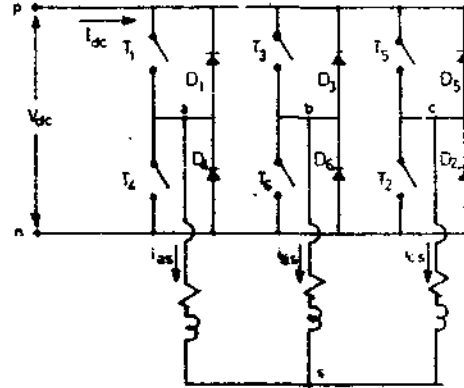
Bir doğru gerilim kaynağından beslenen ideal gerilim kaynağı inverterinde çıkış uçlarındaki gerilim ve akımların ifadeleri a,b,c faz sistemine göre elde edildikten sonra, bir transformasyonla d-q-n koordinatları adı altında yeni bir sabit eksen takımına indirgenmiştir. d-q-n sistemindeki çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri girişteki doğru gerilim ve akım cinsinden belirtilmiştir. Bu işlemler için her bir zarar aralığı o aralıkta iletimde bulunan elemanlar kombinasyonuna bağlı olarak belirli bir devre bağlantısı ile temsil edilmiştir. Daha sonra Fourrer açınımları uygulanarak temel ve harmonik bileşenler elde edilmiştir. Sabit d-q-n sisteminde elde edilen gerilim denklemleri bir transformasyon daha yapılarak, temel dalga hızına eşit «a. açısız hızında dönen d-q referans eksenlerinde temsil edilmiştir.

1. İNVERTERİN AKIM VE GERİLİM DENKLEMLERİ :

Bir ideal kare dalga gerilim beslemeli köprü inverterinde, a) Yarı iletken anahtarlama elemanlarının iletim durumunda uçlarındaki gerilim düşümü ihmal edilebilir. Kesim de ise sonsuz dirence sahip olduğu kabul edilir. b) Komütasyon ve anahtarlama zamanları

ihmal edilebilir. Şekil 1'de bir gerilim kaynağı inverteri devresi verilmiştir. Inverterin ayarlanabilir bir DC kaynağından beslendiği farzedilmiştir.  $V_{dc}$  ve  $I_{dc}$ , inverterin girişindeki doğru gerilim ve doğru akımı göstermektedir. Diyotlar 0 harfi ile gösterilmiştir. SCR'leri, GTO'ları veya güç transistörlerini temsil eden anahtar T harfi ile gösterilmiştir. Anahtarların numaralanışı A-B-C çıkış uçlarında doğru faz sıralı  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$ ,  $V_{CA}$  gerilimlerini elde etmek üzere kapanış sırasına göre; Inverterin çıkış dalga şekilleri. İki veya üç anahtarın aynı zamanda iletiminde bulunmasıyla elde edilebilir, üç anahtar aynı zamanda iletimde bulundurma metodu en avantajlı olanıdır. Dolayısıyla burada da bu metod ele alınmıştır.

Üç anahtarın aynı anda iletiminde, her bir periyot içindeki anahtarlama sırası  $T_1 - T_2 - T_3 - T_4 - T_5 - T_6$  dir. Her bir anahtar bir periyotta  $180^\circ$



Şekil 1-1. Statoru yıldız bağlı bir asenkron motorun inverter ile beslenmesi.

iletimde kalır ve sonra kesime geçer. Yukarıda belirtilen anahtarlama sırasına uygun olarak çıkış dalgalanının her bir  $60^\circ$  için yeni bir anahtar iletim geçer.  $180^\circ$  iletim durumunda çıkış dalga şekilleri Şekil 2'de verilmiştir.

A-B-C uçlarındaki gerilimler 0C gerilim barasına nazaran aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$V_{an} = V_{as} + V_{sn} \quad (1)$$

$$V_{bn} = V_{bs} + V_{sn} \quad (2)$$

$$V_{cn} = V_{cs} + V_{sn} \quad (3)$$

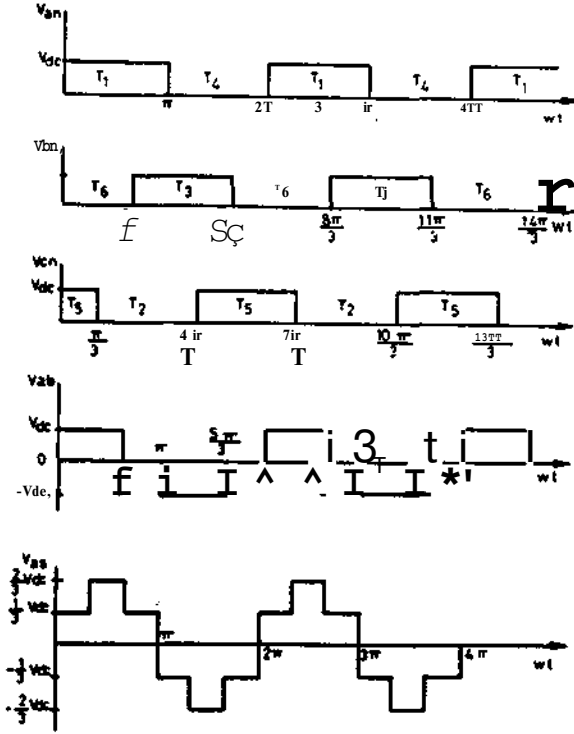
Asenkron motorun statoru nötr noktası S ile gösterilmek üzere, dengeli, üç fazlı yıldız bağlı olduğuna göre;

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (4)$$

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (5)$$

dir. (1), (2), (3) toplanıp (4) şartı da hesaba katılırsa şu ifade elde edilir.

$$V_{sn} = -\frac{1}{3} (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (6)$$



Şekil-2: 180° iletim durumunda çıkış dalga biçimleri

(6) yi (1), (2) ve (3)'te yerlncyazarak faz gerilimleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$V_{as} = \frac{2}{3} V_{an} - \frac{1}{3} V_{bn} - \frac{1}{3} V_{cn} \quad (7)$$

$$V_{bs} = -\frac{1}{3} V_{an} + \frac{2}{3} V_{bn} - \frac{1}{3} V_{cn} \quad (8)$$

$$V_{cs} = -\frac{1}{3} V_{an} - \frac{1}{3} V_{bn} + \frac{2}{3} V_{cn} \quad (9)$$

Böylece fazlar arası gerilimler de aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (10)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (11)$$

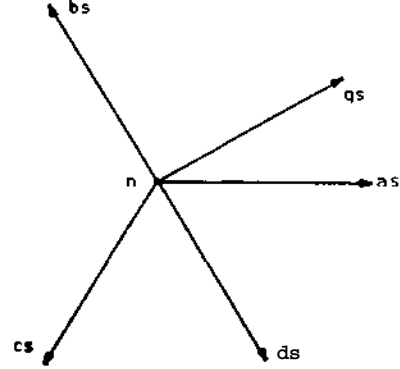
$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (12)$$

Bütün faz ve hat gerilimleri Şekil 2'de görüldüğü gibi aralarında 120° ile sıralanmışlardır.

## 2. ALTI ADIMLI GERİLİM KAYNAĞI İNVERTER İÇİN d - q-n BAZINDA ÇIKIŞ GERİLİM VE AKIM DENKLEMLERİ.

Herhangi bir simetrik dengeli, üç fazlı yıldız bağlı sistemin faz değişkenleri Seki 13'te görüldüğü gibi "d - q - n" eksenleri adı altında yeni

bir sabit referans eksenleri takımında temsil edilebilir, "q" ekseninin as eksenine nazaran bir Q açısı kadar ileride olduğu farzedilmisti. "d" eksenini, q eksenini 90° gerisindedir."a-n" ekseninin ise, d-q eksenleri düzlemine normal OICJ-ğu kabul edilmiştir.



Şekil-3. d-q-n ve abc eksenleri

Herhangi faz değişkenlerini A-B-Ç eksenleri sisteminden d-q-n eksenleri sistemini dönüştürmek için gerekli denklemler aşağıdaki gibidir. ( f gerilim ve akımları temsil edebilir.)

$$f_{qs} = \frac{2}{3} ( f_{as} \cos Q + f_{bs} \cos (Q - \frac{2\pi}{3}) + f_{cs} \cos (Q + \frac{2\pi}{3}) ) \quad (13)$$

$$f_{ds} = \frac{2}{3} ( f_{as} \sin Q + f_{bs} \sin (Q - \frac{2\pi}{3}) + f_{cs} \sin (Q + \frac{2\pi}{3}) ) \quad (14)$$

$$f_{ns} = \frac{1}{3} ( f_{as} + f_{bs} + f_{cs} ) \quad (15)$$

Statora nazaran sabit d-q-n gerilimlerini a-bc gerilimleri cinsinden gösteren dönüşüm denklemleri:

$$V_{qs}^* = \frac{2}{3} V_{as} - \frac{1}{3} V_{bs} - \frac{1}{3} V_{cs} \quad (16)$$

$$V_{ds}^* = \frac{1}{\sqrt{3}} ( V_{cs} - V_{bs} ) \quad (17)$$

$$V_{ns}^* = \frac{1}{3} ( V_{as} + V_{bs} + V_{cs} ) \quad (18)$$

elde edilir.

Bu son denklemlerde (7) (8),(9) bağıntıları kullanarak (4) ifadesi hesaba katılırsa gerilim denklemleri şu hale gelir.

$$V_{qs}^s = \frac{2}{3} V_{an} - \frac{1}{3} V_{bn} - \frac{1}{3} V_{cn} \quad (19)$$

$$V_{ds}^s = \frac{1}{\sqrt{3}} (V_{ur} - V_{Or}) \quad (20)$$

$$V_{is}^s = C \quad (21)$$

d-q-n akımları için de aynı dönüşümle benzer sonuçlar elde edilir.

$$i_{qs}^s = \frac{2}{3} i_{as} - \frac{1}{3} i_{bs} - \frac{1}{3} i_{cs} \quad (22)$$

$$i_{ds}^s = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{cs} - i_{bs}) \quad (23)$$

$$i_{ns}^s = 0 \quad (24)$$

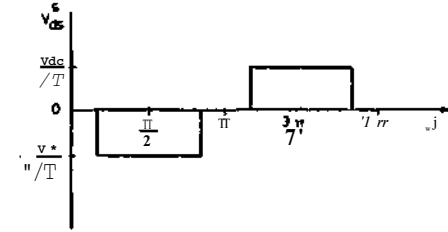
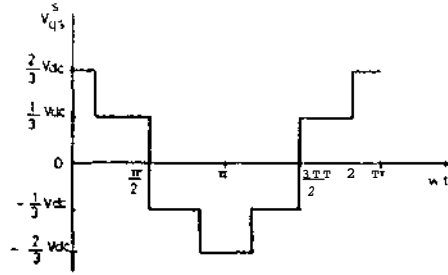
d-q gerilimleri için (19) - (21) ve d-q akımları için (22)-(24) denklem takımlarını kullanarak (d-q) gerilim ve akım dalga şekilleri, sırasıyla  $V_{dc}$  ve  $I_{dc}$  cinsinden yazılabilir. Bu işlemler şekil 4'te özetlenmiş olup, her bir zaman aralığı iletimdeki anahtarlara bağlı olarak belirli bir devre bağlantısı ile gösterilmiştir.

Zaman Aralığı	Bağlantı	İçerik
1	A	
2		
3		
4		
5		
6		

Şekil-4: Çalışma periyodunun altı aralığı içindeki d-q gerilim ve akımları

Çıkış d-q gerilimlerine ait dalga şekilleri şekil 5'te gösterilmektedir. Burada  $V_{qs}^s$ , ideal bir

\*1: nötr stator gerilimini,  $V_{cs}^s$  ise a-e-a' bir fazlar arası gerilimi temsil etmektedir.



Şekil 1-5: Altı adımlı gerilim kaynağı inverterinin  $V_{qs}^s$  ve  $V_{ds}^s$  çıkış gerilimleri.

Şekil 5'deki dalga şekilleri için Fourier serisi açılımı yardımıyla,  $V_{qs}^s$  ve  $V_{ds}^s$  gerilimleri şöyle belirtilebilir.

$$V_{qs}^s = \frac{2}{\pi} V_{dc} \left( \cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5 \omega t - \frac{1}{7} \cos 7 \omega t - \frac{1}{11} \cos 11 \omega t + \frac{1}{13} \cos 13 \omega t + \frac{1}{17} \cos 17 \omega t \dots \right) \quad (25)$$

(K = 1,2,3,...∞)

$$V_{ds}^s = \frac{2}{\pi} V_{dc} \left( -\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega t - \frac{1}{11} \sin 11 \omega t - \frac{1}{13} \sin 13 \omega t + \frac{1}{17} \sin 17 \omega t \dots \right) \quad (26)$$

### 3. d-q İNVERTER GERİLİM DENKLEMİNİN SENKRON DÖNEN REFERANS EKSENLERİNDE TEMSİL EDİLMESİ.

Senkron dönen referans eksenleri, temel dalga hızına eşit  $\omega_e$  açısal hızında dönen eksen sistemidir. Senkron dönen referans eksenlerine göre olan değişkenler, aşağıdaki dönüşüm matrisini kullanarak, sabit referans eksenlerindeki değişkenlerden doğrudan doğruya bulunabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^e \\ V_{ds}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\sin \omega_e t \\ \sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (27)$$

(27) ifadesinde (^5) ve (26) eşitlikleri de dikkate alınarak gerekli kısaltmalar yapılırsa, inverterin çıkış d-q gerilimleri senkron dönen referans eksenlerinde aşağıdaki ifadelerle belirtilir.

$$V_{qs}^* = \frac{2}{\pi} V_{dc} \left( 1 + \frac{2}{35} \cos 6 \omega t - \frac{2}{143} \cos 12 \omega t + \dots \right) \quad (28)$$

$$V_{ds}^* = \frac{2}{\pi} V_{dc} \left( \frac{1}{35} \sin 6 \omega t - \frac{24}{143} \sin 12 \omega t + \dots \right) \quad (29)$$

4.SONUC : Elektrik makinalarının modern kontrolü ve güç elektroniği devre analizlerinde d-q transformasyon tekniği sistem denklemlerini basitleştirmekte ve sürekli ve geçici rejim ve kararlılık analizlerinde büyük kolaylık sağlar, yukarıda adı geçen dönüşümlerle inverter sisteminin analizinde basitlik ve kolaylık sağlanmıştır.

REFERANSLAR :

- /I/ Sarioğlu.M.Kemal, Dynamics of Electrical Machines:  
Classnotes for EE 497 MKS  
University of Illinois, USA.
- /Z/ Lipo. T.A. and Turnbull, F.G..  
Analysis and Comparison of Two Types  
of Square-Wave Inverter Drives
- /3/ Gülgün, R, Güç Elektroniğine Giriş.  
Doyuran Matbaası. 1987



M. Hadi SARUL

Y.Ü. Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü

ÖZET

Asenkron motorun hızı stator geriliminin frekansı değiştirilerek ayarlanabilir. Asenkron makinalarda devrilme momenti hava aralığı akısının karesi ile orantılı olduğundan, devrilme momentinin değişmemesi istenirse  $V_s/f_s$  oranının sabit tutulması gerekir. Frekans ve gerilimi birlikte değiştirmek için ara devreli dönüştürücüler kullanılır. Bu sistemlerde kullanılan inverterlerin kesme özelliklerinden dolayı temel frekansın yanında harmonikler ortaya çıkar. Bu harmonikler stator ve rotorun aktif direncinde ek kayıpları meydana getirir. Bu çalışmada akım yığılması da dikkate alınarak rotor kayıplarının uelinlenmesi için bir metod gösterilmiştir.

1. ROTORDAKİ HARMONİK AKIMLARININ MEYDANA GETİRDİĞİ KAYIPLARIN TESBİTİ

Rotorda meydana gelen kayıplar,  $v$  inci harmonik için,

$$P_{v2} = I_v^2 R_{v2} \quad (D)$$

Şeklinde yazılabilir. Burada  $I_v$   $v$ 'inci harmoniğin efektif değeri,  $R_{v2}$  ise  $v$  inci harmonik için omik rotor direncidir.

$Z_{v2} = \sqrt{R_{v2}^2 + X_{v2}^2}$  ve  $I_v = \frac{V_v}{Z_{v2}}$  değerleri

denklemlerde yerine yazılırsa,

$$P_{v2} = \frac{V_v^2}{R_{v2}^2 + X_{v2}^2} \cdot R_{v2} \quad (2)$$

elde edilir. (2)' denkleminde  $X_{v2} = v k_{i2c} \cdot X_{e2}$

ve  $R_{v2} = k_{r2c} \cdot R_2$  olup,  $k_{i2c}$  ve  $k_{r2c}$  - akım yığılma faktörlerini gösterir,  $f = 50$  Hz için  $R_2$  ve

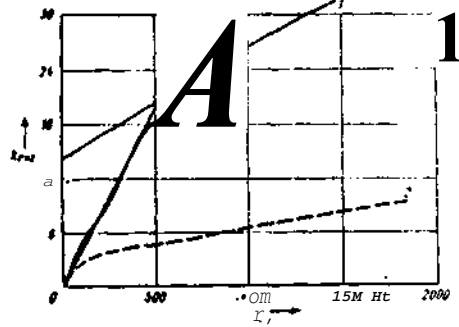
$X_{e2}$  değerleri yerine yazılırsa,

$$P_{v2} = \frac{V_v^2}{(k_{r2c} R_2)^2 + (v k_{i2c} X_{e2})^2} \cdot k_{r2c} R_2 \quad (3)$$

$$= \frac{V_v^2}{R_2} \cdot \frac{1}{k_{r2c} \left[ 1 + \left( v \frac{k_{i2c} X_{e2}}{k_{r2c} R_2} \right)^2 \right]} \quad (4)$$

elde edilir.

Frekansın fonksiyonu olarak  $k_{r2c}$  faktörünün değişimi Şekil 1. de görülmektedir. 1 nolu egrî çift oluklu rotor için, 2 nolu egrî ise normal yapıdaki oluk için  $k_{r2c}$  değişimini gösterir.



Şekil 1 :  $k_{r2c}$  faktörünün frekansına bağlı olarak değişimi.

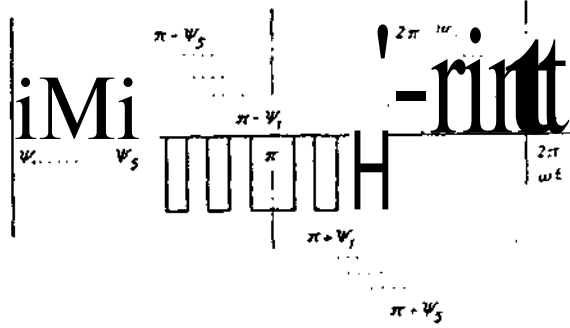
(4) nolu denklem incelenir ve diğer faktörler de gözönüne alınırsa, rotor kaçak endüktansı  $X_{e2}$ 'nin tesiri kayıplarda açıkça görülür.

2. KAYIPLAR VE GERİLİMİN HARMONİK ANALİZİ

Gerilimi ara devreli bir dönüştürücüde çıkış gerilimi şekil 2'de gösterilmiştir. Şekil 2'deki dalga şeklinin harmonik analizi yapılsa,

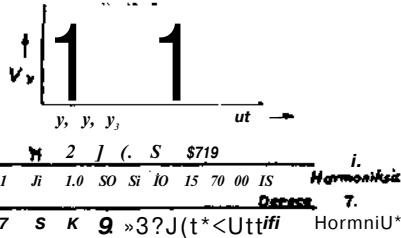
$$V_v = \frac{4}{\pi T} \frac{V_{do}}{v} (-\hat{T} \sin v \psi_x) \quad (5)$$

elde edilir.



Şekil 2 : Bir darbe örneğinin harmonik analizi

Şekil 3 te çeşitli açılara göre gösterilmiş bir darbe örneği gösterilmiştir. Bu darbe örneğinin harmonik analizinin sonuçları Tablo 1.de verilmiştir.



Şekil 3 : Darbe örneği

Harmonik Sırası	1. Ornejin Aplitütü	2. Ornejin Aplitütü
1	1	1
3	0	0.3
5	0.1	0.16
7	0.075	0
9	0	0.145
11	0.1	0.05
13	0.075	0.05
15	0	0.1
17	0.015	0.1
19	0.225	0.05
21	0	0
23	0.04	0.121
25	0.14	0.1
27	0	0.04
29	0.025	0.11
31	0.2	0.5
33	0	0.525

Tablo 1 : Resin 3'deki darbe örneğinin harmonik analizi

### 3. HARMONİK KAYIPLARI

Burada hangi sıra sayılarında kayıpların oluştuğu belirtilmelidir. Bunun için Resim 1 de değişimi verilen  $k_r$  daha doğrusu  $k_j$  faktörlerinin analitik olarak ifade edilmesi gerekir.  $K_{j2}$  faktörü yaklaşık olarak aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$k_{r2} = 0,5 (1 + -f2_ ) . 0,5 (1 + -J-) \quad (6)$$

Burada  $f_{20}$  mukayese frekansı (50 hz) dir.

$0 < v < 10$  aralığında  $k_{r2} = 0,04 f_{20} < t$   
 $v > 10$  aralığında  $k_{r2} = 14,4 + 0,012 f_{20}$  alınabilir.

a.  $v = 0$  ile 10 arasında kayıplar;

$$k_{r2} = \frac{v^2}{c} \cdot \frac{1}{0,04 f_{20} v + 0,5(1 + \frac{f}{v}) k_2 v} - W$$

Burada  $k_2 = \frac{X \cdot G^2}{R_2}$  -dir. (7) denkleminin paydasını

A ile gösterip v ye göre diferansiyelini alıp sifıra eklersek uç deyerleri belirlenebilir.

$$c = \frac{0}{0,04 \cdot f_{20}} \cdot 5k^2 \quad \text{dir.}$$

Yazılabilir. Paydanın v'ye göre türevi alınıp sifıra eşitlenirse A (v) nin uç deyeri bulunabilir.

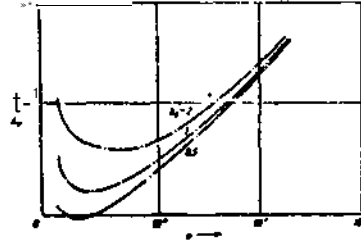
$$\frac{dA(v)}{dv} = 0 - 0,04 \cdot \left( -\frac{1}{v^2} \right) \quad (8)$$

$0,04 \cdot f_{20}$  i 0 olduyu için,  $a = \frac{1}{v}$  ile

$$a^2 = \frac{1}{v^2} + \frac{1}{c^2} \quad (9)$$

dir. Uç deyerleri  $\frac{X \cdot G^2}{R_2}$  ye bayii olarak

belirlenebilir. Şekil 4'de  $A(v) = f(v)$ , çift oluklu rotor için temsil edilmiştir. Bu fonksiyonun minimum olduğu yerde, kayıplar maksimumdur.



Şekil 4 :  $A^* = f(v)$  nin deyişimi

$$K_{r2} = \frac{X \cdot G^2}{R_2} = 0,5 \quad a, = +8,062 \quad v, = +0,124$$

$$\begin{aligned} &= 1 & & \pm 4,123 & = \pm 0,243 \\ &= 2 & & \pm 2,236 & = \pm 0,447 \end{aligned}$$

Tablo 2 : Çeşitli  $K_2$  deyerleri için uç deyerler.

b.  $v > 10$  aralığında,

$$k_{r2} = \frac{U^2}{R_2} \cdot \frac{1}{14,4 + 0,012 f_{20} v + 0,5 \cdot 1^2 \left(1 + \frac{f}{v}\right)^2 B(v)} \cdot J_{S_2} \quad \text{do}$$

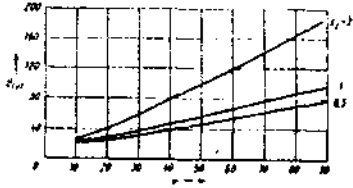
dir.  $v > 10$  için  $1 + \frac{f}{v} = 1$  yaklaşık ifadesi kullanı-

lırsa,

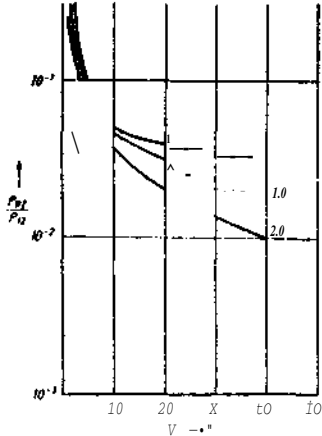
$$B(v) = (14,4 + 0,012 f v) \left[ 1 + \frac{0,25 \frac{f^2}{v^2}}{(14,4 + 0,012 f_{20} v)^2} \right] \quad (11)$$

elde edilir. Şekil 6 da  $B(v) = f(v)$  ni u j. icimi verilmiştir. Bu fonksiyonun uç deyeri yoktur. Şekil 7 de denklem 4'e göre hesaplanan i-aytlar çift oluklu rotor için temsil edilmiştir. Bunun için denklem aşağıdaki şekle dönüştürülmüştür.

$$P_{v2} \frac{R_2}{V_v} = \frac{1}{k_{rv2} \left[ 1 + \left( v \frac{k_{rv2} X_{G2}}{k_{rv2} R_2} \right)^2 \right]} \quad (12)$$



Şekil 6 : Çift oluk için  $8(\gg) = f(v)$  faktörünün değişimi



Şekil 7 : Sıra sayısına bağlı olarak çift oluklu rotor için kayıplar

#### 4. SONUÇLAR

Dönüştürücü beslemeli bir asenkron motorun rotodaki bakır kayıplarının belirlenmesi için aktif ve reaktif direncindeki akım yığılma tesiri dikkate alınmalıdır. Aktif dirençteki büyük artışlarda kayıpların belirlenmesi gerekir. Artan sıra sayısı ile kayıplar küçülmektedir. Küçük sıra sayısında harmonik için yok edilmesi gerekir.

Motorun dizaynına tesir eden  $X_{G2} / R_2$  oranı kayıplarda büyük bir tesire sahiptir. Burada aşağıdaki kurallara da riayet edilmelidir.

1.  $R_2$  omik direncinin değeri (50 Hz'de) küçük olması gerekir. Bunun ile iletken kesitinin verilen oluk şeklinde tesbiti yapılır.

2.  $X_{G2}$  reaktansının büyük değerlerinde kayıplar azalır. Denklem (13) de verilen motorun moment ifadesinde,  $X_{G2}$  reaktansının büyümesi ile maksimum momentin küçüleceği aşikardır.

$$M_k = \frac{m}{2T \text{ins}} \frac{10}{2 X_{G2}} \quad (13)$$

Bu yüzden devrilme momenti ile harmonik kayıplar arasında bir uzlaşma gerekir. Bundan başka  $k_2$  faktörünün tersinin devrilme kayması olduğuna dikkat edilmelidir.

$$\left( \frac{1}{X_{G2}} = sk \right). \text{ Kaçak enduktansın büyük bir}$$

değeri dik bir karakteristik gerektirir ve bu çalışmada ispat edildiği gibi daha az kayıplar meydana gelir.

İnverterin darbe şeklinin seçimi sayesinde kayıplara önemli ölçüde tesir etmek mümkündür. Bu yüzden motorun dizaynı ve inverter darbe şeklinin seçimi birlikte yapılmalıdır. Mümkün olan inverter darbe şekillerinin ve motor oluk şekillerinin çeşitliliğinden dolayı genel olarak geçerli ifadeler verilmaz.

#### REFERANSLAR

- 1/.Gülgün, R., Güç Elektronikğine Giriş Doyuran Matbaası, 1987
- 2/.P.-K. Buding, Drehzahlgestellte Drehstrom-asynchrommotoren Elektrie, Berlin 39 1985
- 3/.P.-K. Buding, Drehzahlvariable Drehstromantriebe Elektrie, Berlin 42 1988
- 4/.Bodur, H, "Kontrolsuz doğrultucu-DC-Kıyıcı-Inverter" Grubu ile Asenkron Motor hız Kontrolunda Komutasyon Şartlarının İyileştirilmesi ve Sistemin Şebekeye Etkisinin İncelenmesi, Doktora tezi, Y.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 1990
- 5/.Zach, F, Leistungselektronik, Springer-Verlag 1974
- İdi.Halıcı, K; Elektriğin Sanayiye Uygulanması II. Kısım, Y.Ü. Yayınları, 1989