

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 14. ULUSAL KONGRESİ
16-22 EYLÜL 1991 • DGÜ « İZHIR

3

1

EMO • TÜBİTAK • DEÜ



Ö N S Ö Z

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.

üç 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, İşaret İşleme, Biomedikal ve Enstrümantasyon, Elektromagnetik Alanlar, Mlkrodalga ve Antenler ile Eğitim konuları ise ikinci ciltte yer almıştır.

ilk duyurularını bir yıl önce yaptığımız kongremize 299 adet bildiri özeti gönderilmiş, Bilin Kurulu bunlardan 277'sini kabul etmiş, 22 adet bildiri özeti 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 bildirilerle 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. Eeş 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 OZMEHMET
Yürütme Kurulu Başkanı

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

DÜZENLEYEN KURULUŞLAR

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

YÜRÜTME KURULU

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

DANIŞMA KURULU

ufuk ATAÇ (EMO)	Atilla OKYAR (VESTEL)
ibrahim ATALI (EMO-ADANA)	Vuslat ÖZTOPÇU (TRT)
Emir EIRGÜL (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 UYAR (ETİ TAŞ)
Aykut GÜSAR (SİMKO)	Cengiz ÜNDEYOGLO (TEK)
Cihan İLKER (ASELSAN)	Turhan TUNALI (Eü)
Aydın KAYACIK (ALPET)	

BİLİM KURULU

Abdullah ATALAR (Prof.Dr.-BILKENT)	Erol KOCAOĞLAN (Prof.Dr.-ODTÜ)
Süha BAYINDIR (Doç.Dr.-DEÜ)	Tarık ORANÇ (Y.Doç.Dr.-DEÜ)
Atilla BİR (Prof.Dr.-İTÜ)	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 SEVAIOĞLU (Doç.Dr.-ODTÜ)
Bülent ERTAN (Prof.Dr.-ODTÜ)	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 ÜÇTUS (Doç.Dr.-ODTÜ)
Erare HARMANCI (Prof.Dr.-İTÜ)	Zafer ÜNVER (Prof.Dr.-ODTÜ)
Aituncan HIZAL (Prof.Dr.-ODTÜ)	Birgül YAZGAN (Prof.Dr.-İTÜ)
Mithat. I DEMEN (Prof.Dr.-TÜBİTAK)	Erdem YAZGAN (Prof.Dr.-İİÜT)
Öncan KALESERLİ (Y.Doç.Dr.-İTÜ)	Melek YÜCEL (Doç.Dr.-ODTÜ)
Haldun KARACA (Y.Doç.Dr.-DEÜ)	Nusret YÜKSELER (Prof.Dr.-İTu)

SOSYAL KURUL

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

Not: Danışma Kurulu vs Bilim Kurulu alfabetik olarak dizilmiştir.

Fır:çAr;;r. DOĞRU AKIM MOTOR HIZ KONTROLÜ

R. KOI AY. (I. S. BAYINDIR, B. T. ORANÇ

D. E. V ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜH. BÖL. İZMİR

CCF.T

İZ. MOTOR SİSTEMİMİN İFAİSİ ve ÇALIŞI. ÇI-İ.V. 71

Bu bildiri de» pörjyon algılayıcı - Un , sayırlı hız do-vc ve elektronik a;ahı arjarm elomani. aıı . yardımı ile üç /aJı, sabit miknatırlı bir senkron motorun Fırçası! Doğru Akım Motoru modundaki çalışması incelenmiştir. Gerçek]enen sisteme mikrodenetlevici . doğru gerilim kıyıcısı ve açısız pozisyon kod J ayıcı ek 7 er. er ek mi krodenetl eyici ye yazılan orinal - tümlevsel kontrol algoritman aracılığı ile hız kontrolü yapılmış ve ionuçları incelenmiştir.

1. GİRİŞ

Doğru akımı motorları . yüksek hızlarda çalışabilmeleri , gerilim ile hız kontrolunun mümkün oluşu. tork hız karakteristiklerindeki doğrusallık, tork ile hızın birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesi gibi özelliklere ş;çhip olduklarından servo uygulamalarında tercih edilirler. Fakat bu motorlar uygun yapılarına rağmen fırça düzeneklerinin getirdiği aşınma, periyodik bakım gereksinimi gibi problemleri de beraberlerinde taşımaktadırlar.

Normal çalışma modunda senkron motorlar kaynak frekansı ile orantılı bir hızda çalışırlar. Bununla birlikte bu motorlar ÖİPI bir anahtarlama düzeneği aracılığı ile doğru gerilim kaynağından beslenerek de çalıştırılabilirler ve bu çalışma modundaki düzeneğe "Fırçasız Doğru Akım Motoru C FDAM 3" ismi verilir. Bu ismin verilmesinin tek nedeni ise doğru akımı motorlarının karakteristiklerinin bir çoğunun bu çalışma modunda da elde edilebilmişidir.

(İç fazlı sabit miknatıslı bir senkron motorun elektronik ateşleyici sis.t.emi ve 16-bit'lik bir mikrodenetlevici . yardımı ile oransal - tümlevsel hız kontrolü gerçekleştirilmiş ve bu sistemin bir Jir.pn doğru akım motorları ile benzer <Aar / Jım - hız k;tral: 1 er i stiğ i re sahip olduğu Ç.İ.V> rı J m i ş t i r . Motor sisteminin kırışırn ol i j t u r ; n ger i h m v u r u g o r i ç t i ğ i mod u l - J T v r . m i y ö n t e m i i l e d e n e t l e n m i ş v e b a zı d f i e y T o l s o n u ç l a r v e r i l m i ş t i r .

Senkron motorların FDAM modundaki çalışmasını aşağı d.ç(i ?ir <1 0 0 5 1 1 e <i? t l e m e k m ü m k ü n d ü r !

a- optik ya da Hall di 91 1 ayıcı ile yardımcıyla rotor magnetik alanın pozisyonu belirlenir.

b- sayısal bir devre a > E i l ; O i 1 1 e rotor pozisyon sinyalleri v n d o T . Y a r d ı m c ı r a k e l e k t r o n i k a n a h t a r l a m a f i c - d e n e t l e n e n u y a r t ı m s i n y a l l e r i o l u ş t u r u l u r .

c- bu uyarım sinyalleri - d e r a f i t i l e n p o z i s y o n u b e l i r l e n e n s t a t o r m a g n e t i k a l a n ı , e l e k t r o n i k a n a h t a r l a g u r a r a c ı l ı ğ ı i l e o l u ş t u r u l u r .

Çalışma setinde kullanılan rotorun özellikleri Tablo-1'de belirtilmiştir.

TABLO-1

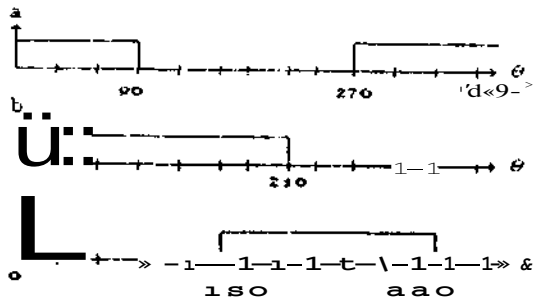
Faz sayısı	3
Kutup sayısı	2
Faz endüktansı	$L_{\phi} = L_{\phi} - L_{\phi} = 0,001 \text{ H}$
Sargı iç direnci	$r_a = r_b = r_c = 0,01 \Omega$
Faz gerilimi	$V = 100 \text{ V}$
Faz akımı	$I = 10 \text{ A}$
Güç	$W = 300 \text{ W}$

Tablo-1. Motor parametreleri

FDAM modunun en önemli - S r j i ğ i , doğru akım motorlarında olduğu gibi rotor magnetik alanı ile stator motorun arasında açının mümkün olduğunca 90 dereceye yakın tutulmasıdır. B- > < i 1 1 - v motorun tork performansının da olabildiğince iyileştirilmen faaliyetleri olur.

Kurulan motor setinde- pozisyon algılama işlemi 3 optik algılayıcı ve yarım daire şeklindeki bir motorun tarafından yapılır. Rotor miline sabitlenen metal diskin şabit bir hızda dönmesi sonucu statora karşı açılarda açılarda yerleştirilen optik sensörlerden elde edilen sinyallerdeki 1 1 1 e

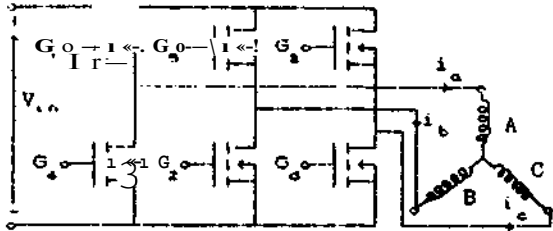
gösterilmiştir. Bu algılayıcı yapısı bire rotor magnetik alan pozisyonunun 60'ar derecelik 6 ayrı açı aralığından hangisinin içinde bulunduğunu belirtir-



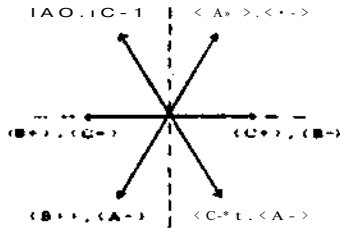
Şekil-1. Algılayıcıların ürettiği sinyaller.

Stator fazlarının bir doğru gerilim kaynağından uyarımını iki ayrı şekilde yapılabilir. Tam dalga uyarım modunda bütün farlar ayrı ayrı hem pozitif hem de negatif yönde uyarılabilir. Yarım dalga uyarım modunda ise her faz sadece bir yönde uyarılır.

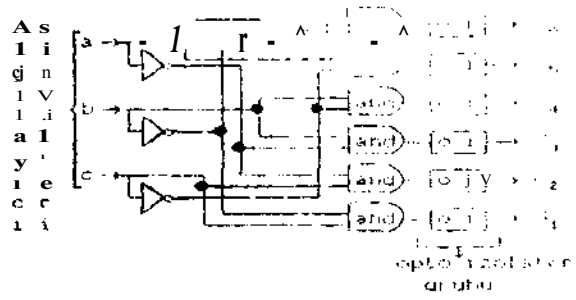
Pozisyonun 6 ayrı aralık içerisinde incelenmesinin nedeni 3 fazlı bir senkron motorun tam dalga uyarımını sonucunda ancak 6 ayrı pozisyonda stator magnetik alanı oluşturulabilmesidir. Şekil-2'de gösterilen tam dalga uyarım için kullanılan bağlantı şeklinde fazların uyarımını sonucu elde edilebilecek olan stator magnetik alan pozisyonları Şekil 3'te çizilmiştir.



Şekil-2. Sürücü MOSFET tranzistörler ve motor fazları ile olan bağlantıları



Şekil-3. Tam dalga uyarım sonucu oluşan stator maçı alan pozisyonları



Şekil-4. Transistor sürücü için gerekli olan oluşturulan sayısal devre.

Motor fazlarını sürer, MOSFET tranzistörlerin uyarım sinyalleri, pozisyon algılayıcılarının ürettiği sinyaller yardımı ile oluşturulan T. avizal devre ise Şekil-4'te çizilmiştir.

Açıklanan birimler uyumlu bir şekilde çalıştırılarak bu sistemin girisini oluşturur doğru gerilim ile motor hızının kontrol «dilebi l di as» gızıdır. Değişik gerilim değerlerinde yapılan deneyler sonucu gerilim ile motor arasındaki ilişkinin büyük bir valıyıtama ile denklem C13'de belirtildiği gibi doğrusal olduğu gözlenmiştir.

$$V_{in} = K_f \cdot \omega_m \dots \dots \dots C11$$

$$K_f = 0,32 \frac{V \cdot sn}{rad}$$

Üç fazlı iki kutuplu bir senkron motorun FDAM şeklindeki çalışması 11 il, 15 m dalga uyarım için gerilim birli il içkisi nin.

$$V_{in} = K_f \cdot \omega_m \cdot i_f \dots \dots \dots C15$$

olduğu bilinmektedir. -1-'. fiabi«. rotor magnetik alanı için bu denklem.

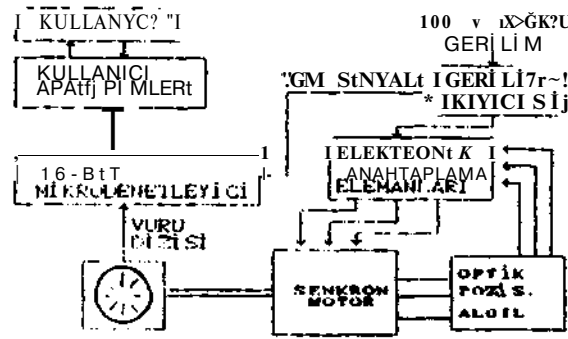
$$V_{in} = K_f \cdot \omega_m \dots \dots \dots C17$$

şekline dönüşür ki bu da elde edilen sonucun doğruluğunu belirtir.

3. MİKRODENETLEYİCİ ve HIZ KOHTPOLU

Hız kontrol sisteminde CTKıl T>> denetleyici olarak INTEL firmarını ait 16-bit'lik 8008 mikrodenetleyici tüneltv-resinden yararlanılmıştır. rtol ıştırı [on denetleyici kartına ek olan il- kullanıcı ile ileticimi sağlayan tus !-,>; mı ---?

gösterge gibi ara birimler de eklenmiştir.



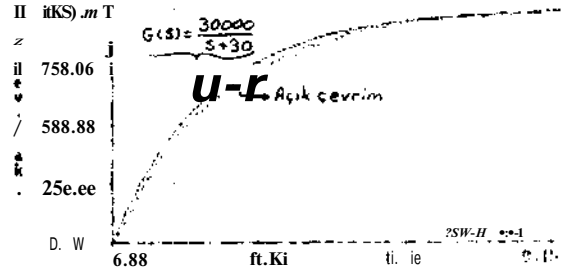
Şekil -5. Hız kontrol şist »i

Motor hızının ölçülüşü «nasında tur başına 3000 vuru çıkışı veren bir hız ölçüm cihazı motor miline bağlanmıştır. Mikrodenetleyici İras'lık bir süre içerisinde kaç adet vuru geldiğini kendi içindeki bir sayıcı aracılığı ile sayıp daha sonra bu sayıcı devir-'dakika türünden bir delere dönüştürmektedir.

Tahmin edilebileceği gibi hızın kontrol edilebilmesi için giriş geriliminin mikrodenetleyici tarafından değıştirilebilmesi gerekir. Gerilimin denetlenmesi aşamasında 8098'in Vuru Genişlik Modüleri OGM 3 çıkışından yararlanılmıştır. VGM çıkışı. İOO V'luk bir doğru gerilim kaynağı ile sistemin girişı arasına seri olarak bağlanmış olan MOSFET tranzistörü sürmektedir. Böylelikle motora giden gerilim kısılmakta ve gerilimin ortalama değerinin mikrodenetleyici tarafından kontrol edilebilmesi sağlanmaktadır.

Motorun beslediği gerilimin kısılması sonucu motor çalışmasında bazı düzensizlikler beklemek mümkündür. Fakat VGM sinyalinin frekansı 15 KHz gibi motor band genişliğine göre yüksek bir değerde seçilerek bu durum ortadan kaldırılmıştır. Çünkü motor eylemsizliği bu frekansta alçak geçiren bir filtre gibi davranmaktadır.

Motor sisteminin transfer fonksiyonunu belirlemek üzere sistemden alınan adım yanıtı ve bu adım yanıtı için belirlenen transfer fonksiyonu Şekil -6'da görülmektedir.



Çekil -e. Sistemin ve beliri önen transfer fonksiyonunun O'darı 10'X' dev. 'dak. 'ya adım yanıtları.

Belirlenen transfer fonksiyonu,

$$G(s) = \frac{3000}{s + 30} \dots \dots \dots C 4)$$

birinci dereceden olduğundan, sistemin kontrolü için denklem C5V1' belirtilen oransal-tümlevsel kontrol algoritması seçilmiş ve uygulanmıştır. Algoritmanın örneksel formu ise dprilem C6D'da görülmektedir /e/.

$$uCO = K. \left[eC O + \frac{1}{T_i} \int eC(s). ds \right] \dots \dots \dots (5)$$

$$uC(t_k) = K. \left[eC(t_k) + IC(t_k) \right] \dots \dots \dots (6)$$

$$IC(t_k) = IC(t_{k-1}) + \frac{K h}{T_i} eC(t_k)$$

h = 1 ms .örnekleme periyodu

K = 10 .kazanç

Tj = 40 ms.tümlev zamanı

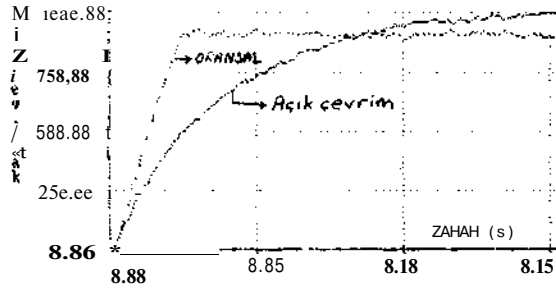
eC(t) .hata fonksiyonu

uCO .kontrol girişı

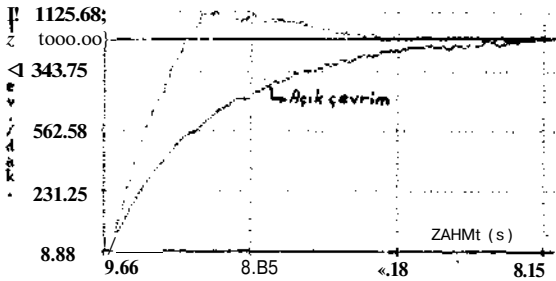
Kontrol algoritmasının parametrelerini belirlenmesinde sistemin adım yanıtı sonucu elde edilen verilerden yararlanılmıştır. Kazanç parametresi belirlenirken sistemin yanıtının hızlandırılması amaçlanmıştır. Tüm Iov zamanı belirlenmesinde adım yanıtının yükselme zamanı göz önüne İllİİİH ->k Cyaklaşık 100tos>, sistem açık çevrim oturma zamanını aşmadan oturacak sokı I •İs sürekli zamandaki hatayı CTT .İdarı kaldıracak bir değeri seçilmiştir.

Örnekleme zamanı ise adım yanıtı yükselme zamanının 1 •İO'unu a^na\"ic.-il' şekilde ?-' sayısal kontr.-ji algoritmasının hızına uygun olarak seçilmiştir.

Uygulanan kontrol sonucunda sistemden elde edilen adım yanıtları Şekil-7'de görülmüştür.



Şekil-7-a. Sistemin açık çevrim ve oransal kontrol sonucu 0'dan 1000 dev./dak.'ya adım yanıtları.



Şekil-7-b. Sistemin açık çevrim ve oransal-tümlensel kontrol sonucu 0'dan 1000 dev./dak.'ya adım yanıtları

4 • SONUÇ

Gerçeklenen sistemde motor hızı 10 rad./s ile 300 rad./s hız aralığında denetlenebilmiştir. Elimizde dinamik tork ölçüm cihazı bulunmadığından tork ölçümü yapılamamıştır. Fakat sistemin yapılan yüklemelere çok hızlı yanıt verdiği gözlemlenmiştir.

Sonuçta EDAM motor sisteminin çok hızlı yanıt verebilen geniş bir hız aralığında kontrol edilebilen bir sistem olduğu gözlemlenmiştir. Gelişen günümüz yarı iletken teknolojisi ile daha hızlı ve daha güçlü EDAM sistemlerinin TÜRKİYE'de de üretilebileceği sonucuna varılmıştır. Fransız ve S.S.C.R lokomotif endüstrisindeki araştırmaların giderek elektronik anahtarlamalı senkron motorlar konusunda yoğunluk kazanması 1.- sanırım vardığımız sonucu doğrulamaktadır.

REFERANSLAR

1- W. R. PEARSON, P. T. SEN. "Brushless Propulsion Using Synchronous Motors for Transit Systems", IEEE Ind. Elec. Appl., VOL. 25, NO. 4, p. p 346-351 NOV. 1984

2- P. PILLAY, R. KRISHNAN, "Modeling, Identification and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, Part I and Part II", IEEE Ind. Appl., VOL. 25, NO. 3, p. p a65-ars, MARCH, 1984

3- R. R. NUCERA, S. D. SUDHOFF, P. C. KRAUSE. "Computation of Steady-State Performance of an Electronically Comitated Motor", IEEE Ind. Appl., VOL. 25, NO. 4, p. p 1110-1117, NOV.-DEC. 1984

4- D. NAUNIN, H. C. REUSS. "Synchronous Servo Drive: A Compact Solution of Control Problems by Means of a Single-Chip Microcomputer", IEEE Ind. Appl., VOL. 26, NO. 3, p. p 408-413, MAY-JUNE 1990

5- P. F. HUI, P. NEUMAN. "Pulse Width Modulation Control of Brushless DC Motors for Robotic Applications", IEEE Ind. Elec., VOL. IE-35, NCX3, AUeUST 1985

6- K. J. Aström, T. Hägglund. "Automatic Tuning of PID Controllers", Int'l Society of America 2 96B

TEK FAZLI ŞEBEKEDEN BESLENEN ÜÇ FAZLI ASM'İN
DİNAMİK DAVRANIŞI

Engin YALÇIN
Elek.Yük.Müh.

İsmail KAYA
Arş.Gör.

Cemil GÜRÜNLÜ
Yrd.Doç.Dr.

T.E.K.Röle-Ölçü Aletleri
Müdürlüğü 61001/TRABZON

K.T.Ü. Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Bölümü 61080/ TRABZON

ÖZET

Bu çalışmada, üç fazlı ASM'nin tek fazlı şebekeden beslenmesine ilişkin statorun yıldız, üçgen bağlantı durumlarında deneysel sonuçlar, optimum kapasite seçimi, dinamik çalışmaya ilişkin matematiksel model ve bu model kullanılarak yapılan bilgisayar benzetim programından üretilen sonuçlar verilmiştir. Deneysel sonuçlarla bilgisayar sonuçları karşılaştırılarak sistemin kullanımına ilişkin kriterler belirlenerek öneriler getirilmiştir.

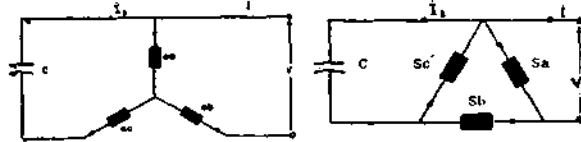
1. Giriş

Üç fazlı asenkron motor (ASM)'lar yüksek verime sahip, ekonomik, bakımı kolay, her tür çalışma ortamında kullanılabilir ve güvenilir olmalarından dolayı sanayide geniş uygulama alanı bulmuşlardır. Üç fazlı şebekenin olmadığı yerlerde bile, üç fazlı ASM rahatlıkla kullanılabilir. Eğer iş makinasının bulunduğu yere üç fazlı hat çekmek ekonomik değilse, böyle bir durumda üç fazlı ASM'yi tek faz ile çalıştırmak zorunluluğu doğabilir. Tek fazlı şebekeden beslemede, motorun birinci ucuna faz, ikinci ucuna nötr ve üçüncü uç uygun bir kapasite ile birinci uca bağlandığında bu çalışma şekli elde edilmiş olur. Üç fazlı ASM'nin bu tür bağlantısı için gerekli olan kapasite değeri statorun yıldız veya üç gen bağlı olmasında ve yol alma ile sürekli çalışma durumlarında farklılıklar göstermektedir. Şimdiye kadar butür bağlantı ile ASM'nin sürekli durum analizi /1/, optimum kapasite seçimi için simetrik bileşenler kullanılarak dinamik davranışının incelenmesi şeklinde

çalışmalar yapılmıştır. /2/. Ancak, dengesiz stator bağlantısı nedeniyle sürlü sistem denklemlerinin doğrudan çözümünün daha uygun olacağı düşünülmüştür. /3/. Doğrudan çözüm yönteminde makim endüktanslarında gözükten harmonikler ihmal edilmeden ve doyma gözönüne alınarak çözüm yapma imkanı doğmaktadır. Deneysel çalışmalarda, elde edilen dinamik davranış karakteristikleri ile bilgisayarda doğrudan çözüm yöntemi kullanılarak yapılan benzetim programlarında üretilen sonuçlar karşılaştırıldığında bu yöntemin oldukça doğru olduğu gözlenmiştir.

2. DİNAMİK DAVRANIŞI BELİRLEYEN DENKLEMLER

Uygulamada gözönüne alınan model simetrik ASM modelidir. Üç fazlı ASM stator sargıları yıldız (Şekil 1.a) ve üçgen (Şekil 1.b) bağlı olması durucunda sığaç faz çevirici kullanarak, tek fazlı şebekeden besleyerek çalıştırılabilir. Burada statorun üçüncü harmonik ortak endüktansı olan m_3 , birinci harmonik ortak endüktanslarının yanında çok küçük olduğundan doyma ile birlikte gözardı edilmiştir.



(a)

(b)

Şekilli (a) Statoru yıldız bağlı motor

(b) Statoru üçgen bağlı motor

2.1. Statoru Yıldız Bağlı Motor (Şekil:1.a)

Giriş kapısından çevre denklemleri yazılır-
sa;

$$v - v_a - v_b = 0 \dots\dots\dots (1)$$

$$v_a - \frac{1}{c} \int i_s dt - v_c = 0 \dots\dots\dots (2)$$

$$t_a + t_b + t_c = 0 \dots\dots\dots (3)$$

elde edilir. Ayrıca motorun rotorunun sincap kafesli veya bilezikler Üzerinden kısadevre olduğu gb'z'üne alarak denklemler (1,2,3,) aşağıdaki formda düzenlenebilir.

$$[L] \cdot P[i] = [v] \cdot 00 - [1] > 6 - [G] \cdot [i] \dots\dots (4)$$

Burada; $[i]^T = [i_a, i_b, i_d, i_e, i_f]$

$$[y]^T = 0.0.0.0.0$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s - M_{s1} - M_{s2} - U_s & A-U & B-A & D-B \\ 2(L_s - M_{s1}) - M_{s2} - M_{s3} & A-B & B-D & D-A \\ A-B & D-B & L_r & M_r & M_r \\ B-D & A-D & M_r & L_r & M_r \\ D-A & B-A & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} -R_s & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ -2R_s & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix}$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & E-H & F-E & H-F \\ 0 & 0 & E-F & F-H & H-E \\ E-F & H-F & 0 & 0 & 0 \\ F-H & E-H & 0 & 0 & 0 \\ H-E & F-E & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ayrıca; $P, q = 1$ dir.

2.2. Statoru Üçgen Bağlı Motor (Şekil:1.b)

Ayrıt 2.1 deki gibi giriş kapısından çevre denklemleri yazılırsa;

$$v - v_a = 0 \dots\dots\dots (5)$$

$$v_c + \frac{1}{c} \int i_s dt = 0 \dots\dots\dots (6)$$

$$v_a + v_b + v_c = 0 \dots\dots\dots (v)$$

Denklem (4) deki forma uygun bir şekilde yazılmış olan durum denklemindeki katsayı matrisi ise;

$$[i]^T = [i_a, i_b, \dots, i_e, i_f]$$

$$M^T = [v \setminus 0, 0, 0, 0, c]$$

$$00 = \begin{bmatrix} L & M & M & A & B & D \\ M_s & M_s & L_s & B & D & A \\ L_s + 2M_s & L_s + 2M_s & L_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ A & D & B & L_r & M_r & M_r \\ B & A & D & M_r & L_r & M_r \\ D & B & A & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ -R_s & -R_s & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix}$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & E & F & H \\ 0 & 0 & 0 & F & H & E \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ E & H & F & 0 & 0 & 0 \\ F & E & H & 0 & 0 & 0 \\ H & F & E & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ayrıca; $P, q = 1$ dir.

2.3. Momentin Elde Edilişi

Doğrusal bir elektromekanik sistemde moment yada kuvvet hesabı için, sistemin endüktans matrisini konum yada dönme açısı cinsinden hesap etmek gerekir. Bilindiği gibi herhangi bir doğrusal elektromekanik sistemde magnetik akılar, akımla' cinsinden ifade edilince akımların katsayılarından oluşturulan matris moment ifadesi için gerekli olan er.dükcans matrisini verecektir izi. Eğer makina P kutup çiftine sahip ise;

$$M = \frac{1}{2} p [i_r \cdot r \cdot G \cdot i] \cdot t \cdot i \dots\dots (8)$$

bağıntısı elde edilir. Ayrıca sürtünme momenti gözardı edilerek genel olarak elektromekanik moment denklemleri; $M = \frac{1}{2} p \left(\frac{dL}{dt} \right) \cdot i^2 + M_L$ (9)

bağıntısı ile elde edilir. (6) Elektriksel hız)

3. OPTİMM SİFİA HESABI

Uç fazlı ASM'nin tek fazdan beslenmesi durumunda iyi bir çalışma verimi elde etmek için, sürekli durum eşdeğer devreden yararlanarak istenmeyen faktörler olan vibrasyon, gürültü v.b. gibi etkenlerin tümü gözardı edilemiyorsa negatif bileşen akımlarının etkileri de gözönüne alınarak, gerekli olan X seçmek için bu etkenler düşük seviyede tutulabilir. Bunun için pozitif ve negatif bileşen eşdeğer devreden yararlanarak $|V| / |V|$ oranının minimize edilmesi ile elde edilen denklem takımlarının çözümü sonucu optimum kapasite belirlenir. (3). Buna göre; Statoru yıldız bağlı Uç fazlı ASM'nin tek fazlı beslenmesi durumunda;

$$C_1 \cdot X_2 + C_2 \cdot X_3 + C_3 \cdot 0 \dots \dots \dots (10)$$

ve statoru üçgen bağlı Uç fazlı ASM'nin tek fazlı beslenmesi durumunda;

$$C \cdot X_2 + C \cdot X_3 + C \cdot 0 \dots \dots \dots (11) \quad \text{Burada;}$$

$$4 \cdot c \cdot 5 \cdot c \cdot 6$$

$$C_1^2 = 3 \cdot (Y_1 \cdot K_1^2 - Y_2 \cdot K_2^2)$$

$$C_2^2 = 3 \cdot Y_1 \cdot Y_2 \cdot (Y_2 \cdot K_2^2 + Y_1 \cdot K_1^2)$$

$$C_3^2 = C_1 \cdot C_2 = 2 \cdot (Y_1 \cdot K_1^2 + Y_2 \cdot K_2^2)$$

$$K_1 = -\sqrt{3} \cos \alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sin \alpha}$$

$$K_2 = \sqrt{3} \cos \alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sin \alpha}$$

$$K_1^2 = 3 \cdot \cos^2 \alpha \cdot \frac{1}{4 \cdot \sin^2 \alpha}$$

$$K_2^2 = 3 \cdot \cos^2 \alpha \cdot \frac{1}{4 \cdot \sin^2 \alpha}$$

Yukarıda verilen (10) ve (11) nolu denklemler ile tüm hızlarda X değeri hesaplanır. Gerçekte ise sifa değeri yol alma ve işletme sığacı olarak sürekli değişkendir. Bazı uygulamalarda ise yol alma sığacı kullanılmaz. Buradada işletme sığası kullanılmıştır.

4. SONUÇ

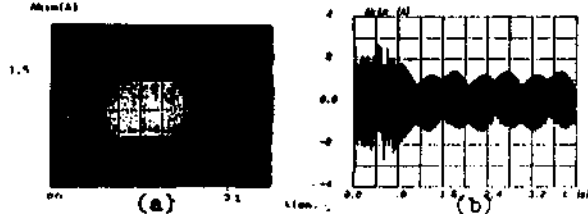
Kuramsal inceleme ve simülasyon sonuçları ile deneysel sonuçlar karşılaştırıldığında, sistem denklemlerinin doğrudan zaman domaininde çözümünün çok daha gerçeğe yakın olduğu görülmüştür. Bu çalışmada üretilen sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- Uç fazlı ASM'nin tek fazlı şebekede çalışmasında en uygun bağlama şekli statorun üçgen bağlı olması halidir.
- Doymanın ve üçüncü harmonik endüktanslarının gözardı edilmesi ile çok büyük

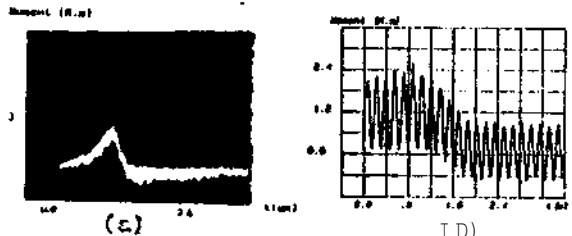
bir hata olmamaktadır.

-Bu çalışma türü asimetrik bir çalışma olduğundan momentte salınımlar çok olmaktadır.

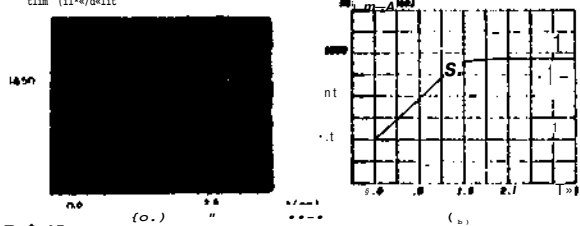
-Yol verme sığacının kapasitesi işletme sığacının kapasitesinin 2,5 katı olmalıdır. Ayrıca demir kayıpları ve skin effect olayının gözardı edildiği bu çalışmada yazılan programlar en genel biçimde olduğundan çeşitli amaçlar için kullanılabilir.



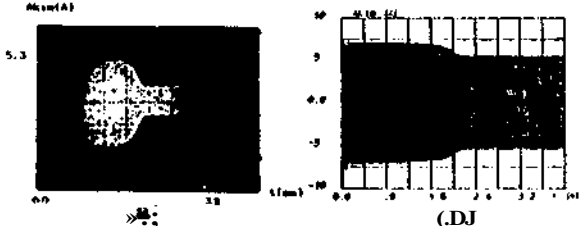
Şekil 1. Statoru yıldız bağlı (C:2ü.öj./u¹) Şebeke Akımı («JDeneyael (hJBij.giaa.yar



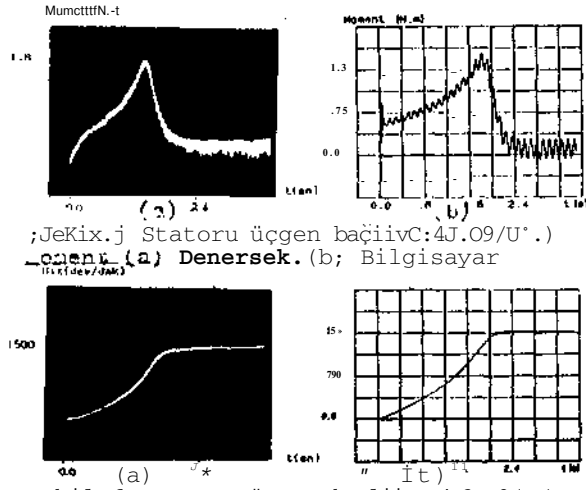
Şekil 2. Statoru yıldız bağlı (C:22.81 L/>¹) Koment (a;Deneyael (b) Bilgisayar



Şekil 3. Statoru yıldız bağlı (C:22.81 L/>¹) Hız. (a; Deneyael (b) Bilgisayar



Şekil 4. Statoru üçgen bağlı (C:4^uy/¹) Şebeke Akımı (a) Deneyael (b) Bilgisayar



Şekil.6 Statoru üçgen besli CC:4-3.09/'P) Hız (n) Deney ve Bilgisayar

Şekil.6 Statoru üçgen besli CC:4-3.09/'P) Hız (n) Deney ve Bilgisayar

V_a, V_b, V_c : Stator faz sargı gerilimleri
i_a, i_b, i_c : Stator sargı akımları
V, i : Şebeke gerilimi, akımı
C, i : Bağlanan sığaç ve akımı
J : Rotorun eylemsizlik momenti
M_s, M_r : Stator, rotor ortak endüktansı
L_s, L_r : Stator, rotor öz endüktansı
M₁ : Stator-rotor ortak endüktansı 1. harmoniği
R_s, R_r : Stator, rotor direnci
C₀ : Gerilim katsayısı matrisi
K.I: Deneyde kullanılan motorun etiket ve parametre değerleri
U : 3a0/220 V
I_j: 3.7 A
n_n : 1400d/d
Cos φ : 0.8
L_s = 0.17 H
L_r = 3mH
M_s = 0.063 H
W_s = 1.13 nH
M₁ = 10 mH
R = 10 Ohm
R_r = 0.25 Ohm
J = 0.03 W.sn
DC.2: A = M₁ . Cos φ
B = M₁ . Cos(φ + 2Jf/3)
D = M₁ . Cos(φ + 4T/3)
E = M₁ . Sin φ
F = M₁ . Sin(φ + 2T/3)
H = M₁ . Sin(φ + 4R/3)

KAYNAKLAR

/I/ Habberman.R.JR., Single-phase operation of three-phase induction motors with a single-phase convertor, Electrichestvo, - 1959.

/2/ Murthy, S.S, Berk, G.J., Sing, B., Jhn., C.S. - and Singh.B.P. .Transient analysis; o' a three induction motor with a three phase supply, IEEE, 1983.

İZİ Yalçın, E., Tek Fazlı Şebekeden Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Dinamik Davranışı, Yüksek Lisans Tezi, K.T.Ü. 1991.

Y. Jmaç

1. Müh. Fak. Elektrik- Elektronik Bölümü, Elazığ

0257

İndüksiyon motorlarının hız ayarında demişken hız ayarları için kullanılan frekans inverterlerin darbe genişlik modülasyonu (DSM) yöntemleri harmonik içerikli çıkışları ve eniyileştirme yöntemleri için 5. modülasyon tekniklerinde anahtarların çıkışındaki özel bir dizi harmoniklerin dağıtım veya toplam harmonik içerikli minimum yapmaktır. Bunun için DSM yöntemi uygun tetikleme zamanlarının ayarlanması gerekmektedir. Bu çalışmada, üç fazlı 3. sınıf harmoniklerin harmonik içeriğini azaltmak için inverter çıkış geriliminde anharmonik (V) fonksiyonu kullanılarak notör beslemesi için inverterin çıkış geriliminde kullanılan tetikleme açılarının V ve göre değişimi analitik olarak ifade edilmiştir. Bu denklemler kullanılarak inverterin hız ayarında kullanılan bir DSP (Digital Signal Processor) ROM a gerek kalmadan mikroişlemci (on-line olarak) DGM yöntemi için hızlı uygulama tekniği önerilmektedir.

1. Giriş

Değişken hızlı indüksiyon motor sürme sistemlerinde motora uygulanan gerilimin

teknik kontrol için Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) tekniği kullanılır. Seçilen DGM tekniği motor kayıplarını en aza indirmek, momentteki Jada azaltmak için uygun tetikleme açılarını belirler.

Günümüzde çok değişik DGM teknikleri uygulanmaktadır. En çok kullanılanları (a) Sinüs-Üçgen (b) Epilasyon (c) Otonom Dön yöntemleridir. İZİ, 5. sınıf-Üçgen-2. sınıf, DC, de inverter çıkış geriliminde anahtarların aralıkları Sinüs-Üçgen yüksek frekanslı üçgen dalganın

kestirilmesi ile ekte edilir. Analog devreleri gerçekleştiren klasik bir yöntemdir.

Eniyileştirilmiş DGM tekniğinde ise çıkış geriliminin dalga şekli, önceden belirli kriterlere göre hesaplanmış anahtar açılarına göre elde edilir. Bu kriterler, çıkış gerilimindeki istenmeyen harmoniklerin eliminasyonu (Harmonik eliminasyonlu DGM) veya istenmeyen akım harmoniklerini en aza indirmek (Otonom Mfmmizasyonlu DGM) gibi değişken istekler olabilir. Gerçekleştirilmesi sayısal devre elemanları ve özellikle mikroişlemciler ile mümkün olan bu teknikte, önceden hesaplanan anahtar açılarının saklanabileceği bir hafıza ortamına, örneğin ROM a gerek vardır.

Bu çalışmada; üç fazlı indüksiyon motorunun kayıplarını azaltan anahtar açılarını belirleyen fonksiyonu olarak ifade edilen ve bu mikro işlemciye ROM a gerek kalmadan hesaplanan anahtar açılarını belirleyen dört çıkış üretecek bir uygulama tekniği önerilecektir.

2. Üç Fazlı Harmoniklerin Eliminasyonu

Bilindiği gibi indüksiyon motorlarında iki tür elektrikli kayıp vardır.



Şekil-1. DGM lu faz ve hat voltajları.

5. İncisi miknatıslama ayarının oluşturduğu

2. $\sigma = \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ (6)

$$\sigma = \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2} \quad (6)$$

10 = σ

Değeri σ a $b_j > a_i D i a'$ a'nın harmoniklerinin

bu σ $\approx \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ olarak

$$V_n = s(-1)^M \frac{2V_B}{n} \left[1 - 2 \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos n \alpha_i \right] \quad (D)$$

bu σ $\approx \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ olarak

$$V_i = s(-1)^M \frac{2V_B}{n} \left[1 - 2 \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos \alpha_i \right] \quad (2)$$

olarak elde edilir σ

$$\sigma = \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2} \quad (3)$$

bu σ $\approx \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ olarak

$$I_{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left(\frac{V_n}{n \omega L} \right)^2} \quad (4)$$

bu σ $\approx \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ olarak

$$k = \left(\frac{V_C}{2} \right) \cdot \omega L \quad (5)$$

bu σ $\approx \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ olarak

bu σ $\approx \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ olarak

bu σ $\approx \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ olarak

$$V_i = s(-1)^M \frac{2V_B}{n} \left[1 - 2 \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos \alpha_i \right] \quad (8)$$

hat gerinimleri cinsier!

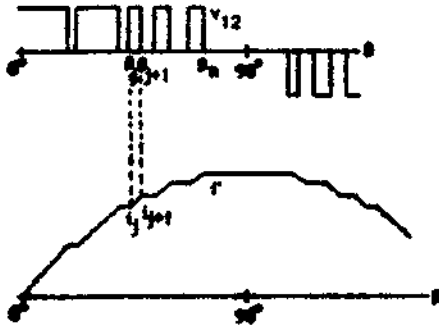
$$I_{\sigma}(\alpha) = \frac{1}{\omega L} \left(\frac{V_n}{n} - V_i \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \alpha - V_i \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) \right) \quad (9)$$

bu σ $\approx \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ olarak

$$V_i = s(-1)^M \frac{2\sqrt{3} V_B}{n} \left[1 - 2 \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos \alpha_i \right] \quad (10)$$

bu σ $\approx \frac{2}{V_B} \sqrt{\frac{-L_T}{\delta} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}$ olarak

bilgisayarda yapılabilir. Ancak bilgisayarın hem integral gibi işlemleri hem de minimize yapması oldukça büyük zaman alır. Hele yarım periyottaki anahtarlar sayısı arttıkça bu işlem daha da uzar. Bunun için 121 de önerilen yol daha uygundur. Harmonik akımları hesaplamak için faz voltajları yerine doğrudan doğruya hat voltajları kullanılabilir. Şekil-1 faz ve hat voltajlarını gösterir. v^{\wedge} hat voltajı $V_j - v_{-j}$ OLUD $V_g, 0, -V_g$ olarak üç seviyeli. Hat voltajlarının anahtarlama açılarına β_j dersek faz voltajı dalga şeklindeki β_j anahtarlama açılarıyla $\beta_j = 30^\circ + \alpha_1$, $30^\circ - \alpha_1$, $90^\circ - \alpha_1$, $90^\circ + \alpha_1$, $150^\circ - \alpha_1$, $150^\circ + \alpha_1$ veya $150^\circ - \alpha_1$ şeklindedir. Burada, $0^\circ \leq \alpha_1 \leq 90^\circ$, $0^\circ \leq \beta_j \leq 90^\circ$ dir. n yarım periyottaki darbe sayısıdır.



Şekil-2. AK'ın dalga şekli. Eşer $v, 2 \cdot 0^\circ \leq \alpha_1 \leq 90^\circ$ arasında benzer polariteye sahip ise;

$$V_{12} = V_B \cdot \left\{ \begin{array}{l} j \text{ çift} \\ j \text{ tek} \end{array} \right. \quad (12)$$

olur. Motoru endüktif yük olarak alırsak, motor atımının değişimi Şekil-2'deki gibi olabilir. v_{12} 'nin simetrisinden dolayı i akımı $i=0$ için 0 dir. Şekil-2'deki akım eğrisini i_j akımlarını f_j anahtarı ama açılara göre bulup toplamak suretiyle anahtar açılarını bulabiliriz

$$i_j = V_B / L \cdot \sum_{k=1}^j (\beta_k - \beta_{k-1}) \quad (13)$$

i_j 'nin j. parçadaki y_j deleri ise,

$$y_j = 1/3 \cdot (1 - 2 \cdot \cos(\beta_{j+1} - \beta_j) + \cos(2 \cdot (\beta_{j+1} - \beta_j))) \quad (14)$$

Cir. 0 halde akımın rms değeri,

$$I = \sqrt{\frac{2}{\pi} \sum_{j=1}^n y_j} \quad (15)$$

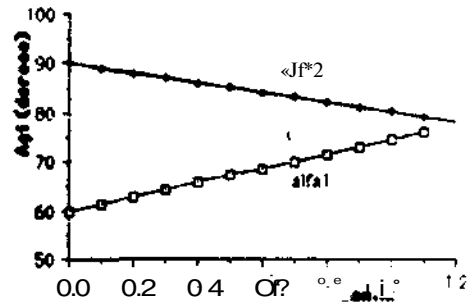
olur. Ayrıca normalize edilmiş tem? v?i?i? aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$K_n = \frac{V_1}{(2/\pi) V_B} = 2 \cdot \sum_{i=1}^{M-1} (-1)^{i+1} \cdot \sin \alpha_i \cdot (-1)^n \quad (16)$$

Bu eşitliği

$$\alpha_1 = \sin^{-1} \left\{ \frac{K_n + (-1)^n}{2} - \sum_{i=2}^{M-1} (-1)^{i+1} \cdot \sin \alpha_i \right\} \quad (17)$$

şeklinde de yazabiliriz. (17) nci eşitlikler kullanılarak anahtarlama açılarının seçimi, çok değişkenli sınırlayıcı bir optimizasyon problemi ve çeşitli sayısal optimizasyon yöntemleri ile çözülebilmektedir. Burada, çeyrek periyot da iki anahtarlama açısı için çözüm Powell'in endüktif yük yöntemi ile yapılmış ve açılarının temel harmoniklere göre değişimi Şekil-3'te



Şekil-3. Anahtarlama açılarının voltajın n-inci bileşenine göre değişimi.

verilmektedir Buraca

$$\bar{V} > 2.V_s / \sqrt{T}.V_B \text{ dir.}$$

3 Sonuç

Harmomk akımlarım mimmize eden anahtariama açılarının, temel bileşenin genliğine göre değişimi yukarıda bulunan Sonuçlara göre basit denklemlerle ifade edilebilir. Bu denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Gt1-14.50.\bar{V}_s+60^\circ$$

$$Gt2-9.73.\bar{V}_s+90^\circ$$

Hesaplanan bu açılara göre Döt tu dalga şekli üretme için her ttmcl voltaja karşılıie gelen açı örterlerinin bir ROM da saklanması gerekir ki bu da büyük hafıza kapasitesi demektir. Bunun yerine çok hızlı bir mikroişlemci kullanılarak bu tşrt yapmak mümkündür. Şöyle ki sadece (18) denklemlerini mikroişlemcinin hafızasına yazmak yeteriidtr. istenen motor besleme frekansına göre $V_j \gg f$.saftit eşitliğinden, mtkroişlemct V_j 'i hesaplayıp denklem (t8)' e göre a, açılarını gerçek zamanda bulabilir, çünkü denklem O8)' de * görüldüğü gib' işlem bir toplama ve çarpmadan oluşur. Hesaplanan o, açılama göre DGtt işaretleri üretüebtlintr. Dolayısıyla HDT a gerek kalmaz. Çeyrek oeriyottaki anahtarlama açılarının sayısı arttırılırsa tstenmiytn narmcniK. ak' mları daha ca azaltılabilir. Fakat &ria Düyü. kapasiteli ROM a gerek vardır. Bunun için önerilen yufcardaki uygulama şekli uygun düşebii'ir.

KAYNAKLAR

İM Büja, S.G., indri, B.G.. Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding AC Motors. IEEE Trans. Industry App, Vol IA-13, January, 1977.

121 Takahasni, I. Iiohikawa, K, Optimum PWM waveforms of an Inverter for Decreasing

Waveforms of an Inverter for Decreasing Acoustic Noise of an Induction Motor, IEEE Trans. Industry App., Vol IA-22, Sept., 1986
İZİ Casteel , B.J., Hoft, S.R., Optimum PWM Waveforms of a Microprocessor Controileo Inverter, IEEE Power Electronic Spec. Conf., pp.243-250, 1977.

DOGRU AKIM MOTORUNUN DOYMALI DİNAMİK DAVRANIŞININ İNCELENMESİ

Dr. Ceoil GÜRÜNÜ), Ragıp ÖZER

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi
61080/TRABZON

ÖZET

Doğru akım motorları endüstride uzun yıllar kullanılmamış, günümüzde de özellikle hassas hız denetiminin gerektiği yerlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Doğru akım motorlarının dinamik davranışı geçmiş yıllarda birçok araştırmacının dikkatini çekmiş ve araştırma konusu olmuştur. Ancak, araştırmacılar doğru akım motorunun dinamik davranışını incelerken doymayı ya tamamen gözardı etmişler ya da yaklaşık olarak hesaba katmışlardır.

Bu çalışmada doğru akım motorunun doymalı dinamik davranışı esaslı bir biçimde incelenmektedir. Bu amaçla, öncelikle deney makinasının mıknatıslanma karakteristiği deneysel olarak çıkarılarak, bu karakteristiğe rasyonel kesirli bir polinom uyduruldu. Böylece endüvi sargısında endüklenen gerilim ile uyarım akımı arasındaki doğrusal olmayan ilişki matematiksel olarak modellenmiş oldu. Çalışmanın bundan sonraki aşamasında şönt uyarımlı bir doğru akım motoruna ilişkin dinamik davranış denklemleri, mıknatıslanma eğrisinin doğrusal olmayışında hesaba katılarak yazıldı ve elde edilen doğrusal olmayan diferansiyel denklemler Runge-Kunta sayısal çözümleme yöntemi ile Pascal programlama dilinde yazılan program yardımı ile çözüldü. Doğru akım şönt motorun doğrusal olmayan dinamik davranışı yol alma ve frenleme olayları için kuramsal ve deneysel olarak incelendi. Deney sonuçları hafızalı osiloskopta kaydedildi. Bilgisayar benzetişimi sonucu alınan kuramsal sonuçlarla, hafızalı osiloskopta kaydedilen deneysel sonuçlar karşılaştırıldı.

1. MIKNATISLANMA EĞRİSİNİN ELDE EDİLMESİ

Doğru akım makinasının mıknatıslanma eğrisinde hesaba katılmasıyla incelenecek olan dinamik davranışı öncelikle makinanın mıknatıslanma eğrisinin matematiksel modellenmesi ile başlandı. Deneyler sırasında aşağıda anma büyüklükleri verilen doğru akım makinası kullanıldı.

Anma gerilimi	220.0 V
Anma akımı	15.0 A
Anma gücü	3.0 kW
Anma devirsayısı	1500 devir/dakika

Doğru akım makinasının mıknatıslanma eğrisi çıkartmak amacıyla, makina anma devir sayısında serbest uyarımlı doğru akım generatörlü olarak boşta çalıştırıldı ve bu koşullardaki endüvi uç gerilimi ile

uyarım akımı arasındaki ilişki deneysel olarak belirlendi /1./2/.

2. MIKNATISLANMA EĞRİSİNE MATEMATİKSEL MODELLENMESİ

Mıknatıslanma eğrisinin matematiksel modellenmesinde rasyonel kesirli polinomda yararlanıldı. Deney sonuçlarından elde edilen boşta çalışma eğrisine uydurulacak eğri

$$C(x) = \frac{P(x)}{Q(x)} = \frac{p_0 + p_1x + p_2x^2 + \dots + p_nx^n}{1.0 + q_1x + q_2x^2 + \dots + q_mx^m} \quad (1)$$

biçimindedir. Denklem 1'de verilen polinomu elde eden bilgisayar programının akış diagramı Diagram 1'de dir.

3. DİNAMİK DAVRANIŞIN İNCELENMESİ

Doğru akım makinasının dinamik davranışının incelenmesi, makinanın elektriksel ve mekanik kısımlarına ilişkin diferansiyel denklemlerin yazılarak, bu denklemlerin bilgisayar yardımıyla çözülmesi esasına dayanmaktadır. Bu çalışmada endüvi sargılarında endüklenen gerilimin, uyarım akımına bağımlılığı aşağıdaki biçimde alındı.

$$E = \omega \cdot \left(\frac{p_0 + p_1 I_f + p_2 I_f^2}{1.0 + q_1 I_f + q_2 I_f^2} \right) \quad (2)$$

ölçme hatalarını göz önüne alarak, ikinci mertebeden büyük terimleri hesaba katmanın yarar sağlama yacağı düşünüldü. Ancak, bu araştırmada geliştirilen yöntemle hiç kuşkusuz daha yüksek mertebeden terimleri hesaba katmak mümkündür.

Doğru akım şönt motorun, mıknatıslanma eğrisinin doğrusal olmayışında hesaba katarak durum denklemleri biçiminde yazılan dinamik denklemleri 3,4,5 no.lu denklemlerdir.

$$\frac{d}{dt} (I_f) = \frac{U}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} I_f(t) \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} (I_e) = \frac{U}{L_e} - \frac{2x}{60 \cdot L_e} n(t) \quad (4)$$

1.0 + q₁I_e + q₂I_e² e

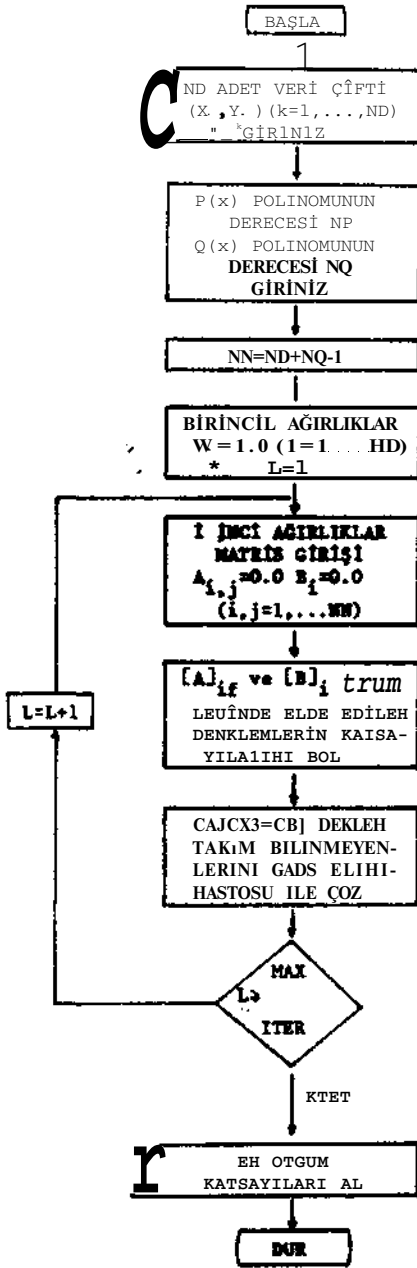
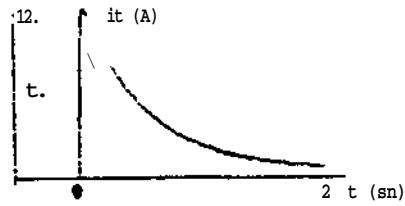


Diagram 1. Rasyonel kesirli polino yaklaşım programına ilişkin akış diagramı.

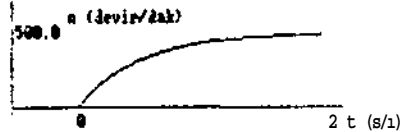
$$\frac{d}{dt}(n) = \frac{60My}{J \cdot 2x} \frac{60}{J \cdot 2x} I_e(t) \cdot \left(\frac{P_0 + P_1 I_f + P_2 I_f^2}{\Delta V^2} \right) \quad (5)$$

3,4,5 nolu dsnklemlerde, $I_e(t)$ uyarım akımı, $I_f(t)$ endilvi akımı ve $n(t)$ devir sayısıdır. Elde edilen bu üç adet nonlinear diferansiyel denklem takımı

Runge-Kunta yöntemi ile çözülebilir /3/. Diferansiyel denklemlerin çözümüne ilişkin akış diagramı, diagram 2'de verilmiştir. Bilgisayar sonuçlarıyla deney sonuçları ise Şekil 1 ve 2'de gösterilmiştir.



Şekil 1. 50 v ile yol vermede endüvi akısının değişimi.



Şekil 2. 50 V ile yolvermede hızın değişimi.

4. SONUÇLAR

Bu çalışmada doğru akım makinalarının, nıknatıslanmış airesendake non-linearlikte hesaba katılarak bir modeli geliştireildiği. Deney sonuçları ile kuramsal sonuçlar karşılaştırıldığında modelin oldukça hassas sonuçlar verdiği görülmektedir. Bu hali ile, bu çalışmada geliştirilen model, doğru akım motorunun bir güç elektroniği devresi ile hızının denetlenmesini incelemek amacı ile rahatça kullanılabilir.

KAYNAKLAR

İli Say, M.G., and Taylan, E.O., Direct Current Machines, Pitman, 1980.

İZİ Sarıoğlu, M.K., Doğru Akım Makinalarının Üçüncü Rejimleri, İTÜ yayını, 1980.

/3/ Gerald, C.F., Applied Numerical Analysis, Addison-Wesley, 1978.

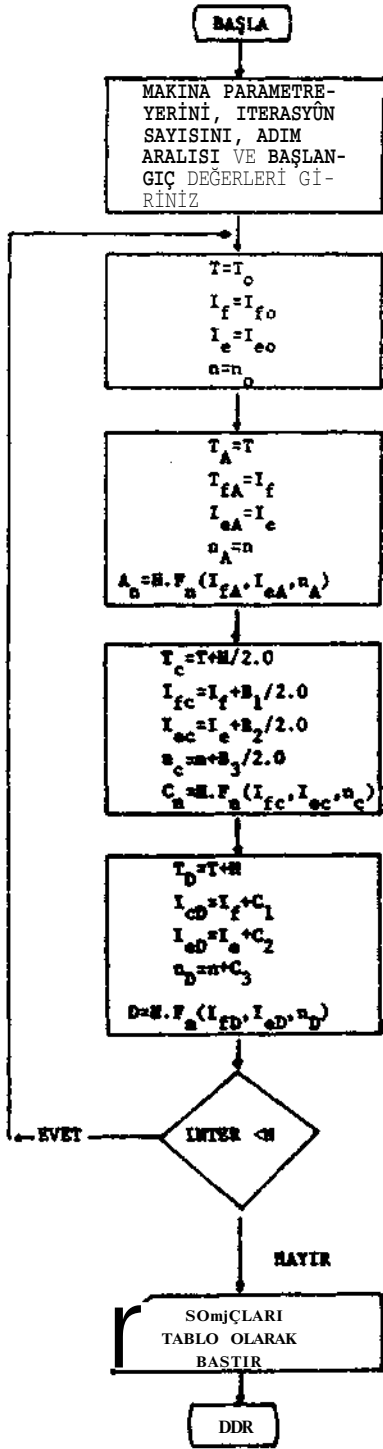


Diagram 2. Sayısal çözümlene yöntemi Runge-Kutta yönteminin işaret akış diagramı.

EVİTÇİ ÇIKIŞI BASAMAK FONKSİYONU OLAN GERİLİM DALGACININ
UYGULANMASINDA ELEKTROMAGNETİK DEVREDE OLUŞAN DEKİP. KAYIPLARININ EUO,

A.Faik MERGEN

İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi
Gümüşsüyü-İSTANBUL

Zafer MUTLU

İTÜ Elektrik-Elektronik Fjk.
Gümüşsüyü-İSTANBUL

ÖZET

Eviriciler, ucuz ve gelişmeye müsait güc elektroniği elemanları olduğu için sanayide yaygın biçimde kullanılmaktadırlar. Ancak kullanılan yöntemlerin gereği olarak cihaz çıkışında üretilen gerilim dalgaları elde olmayan sebeplerden dolayı sinüs formundan çıkarak periyodik fakat sinüzoidal olmayan sekle sahip olmaktadır. Bu makalede sinüs formuna yaklaşmak amacıyla basamak fonksiyonlu gerilim dalgaları kullanılmıştır. Demir kaybını oluşturan fuko ve histerizis kayıpları, magnetik endüksiyonun üstel fonksiyonu olduğu için magnetik akı ve gerilimle ilişki kuru lmuştur. Bu kayıplar önce sinüzoidal olmayan magnetik alanın temel harmoniğinin eşdeğeri olan sinüzoidal bir dalganın etkileri ile mukayese edilmiş, daha sonra da aynı yöntemle dalgalar birbirleriyle kıyaslanmıştır. Böylece dolu-boşluk oranının farklı değerler alması durumunda kayıpların değerlerinde oluşan değişimler verilmiştir. Uygulanan bu yöntemde zaman harmoniklerinin etkisi ayrıca hesaplanmadan gerilim dalgasının bir bütün alınması ile demir kayıpları hesaplanmıştır. Aynı şekilde ferromagnetik malzemenin magnetik olarak doymadığı ve kullanılan sargıda oluşacak gerilim düşümleri de ihmal edilmiştir.

1.Giriş

Eviriciler, doğru gerilimi alternatif gerilime çeviren aygıtlar olup, genellikle genliği zamana göre değişmeyen doğru gerilimle beslenirler. Alternatif gerilim dalgasının üretilmesi yöntemleri çeşitlidir ve üretilen dalgalar zaman periyodik fakat sinüzoidal değildir. Bu nedenle dalganın yapısında çok sayıda zaman harmoniği oluşur. Bu harmoniklerin tüketici üzerinde meydana getirdiği bozucu etkiler literatürde bol miktarda işlenmiştir/1,2,3,4/ Dalganın yapısında bulunan harmoniklerin mümkün olduğu kadar yok edilmesi, dalga şekillerinin mümkün olduğu kadar sinüzoidal dalga şekline yaklaştırılmasıyla sağlanır. Makalede bu maksatla basamak fonksiyonu şeklinde üretilen dalga şekillerinin, demir kayıplarında yaptığı etkiler incelenecektir. Bu dalgaların üretim yöntemleri, tristörlerin ateşlenmelerinin uygun olarak yapılması ve birden çok eviricinin birlikte çalışmasıyla sağlanır /4,5/.

Gerilim dalgasının üretilmesi aşamasında basamak olarak kullanılan gerilim artışları, simetrisinin bozulmaması için eşit olarak seçilmiştir. Ancak her basamak için tristörün iletimde kalma süresi dalganın yapısındaki basamak sayısına göre değişti-

rilmiştir. Dolu-boşluk oranının değiştirilmesi ile farklı yapıda, harmonik muhteviyatı farklı, değişik dalgalar üretmek mümkün olmuştur.

Demir kayıplarının iki bileşeni olan Fuko ve Histerizis kayıplarının hesaplanmasında, pratik uygulamasının kolay olması ve magnetik akının da sinüzoidal olması nedeniyle Steinmetz formüllerinden yararlanılmıştır/6,7/. Ancak sinüzoidal olmayan gerilim dalgalarıyla yapılan beslemede demir kayıplarının hesaplanması, magnetik olarak doymamış makinada süperpozisyon yönteminden yararlanılarak her harmonik için tekil olarak hesaplanmıştır/1,3,4/.

Evirici çıkışının darbe genişliği modülasyonlu bir gerilim dalgası olması halinde harmonik hesaplama yöntemine girmeksizin demir kayıplarının magnetik akı ile hesaplanması III de belirtilmiştir. Burada dolu-boşluk oranı dikkate alınmadan evirici besleme gerilim genliğinin sabit tutulması ve akının üstel değerinin hesap kolaylığı açısından 1.0 alınması ile hesaplar yapılmıştır. Netice olarak histerizis ve fuko kayıpların birbirlerinden bağımsız olarak dalga şeklindeki darbe süresi ile değiştiğini ortaya koymuştur.

Bu makaledeki demir kayıpları, gerilim dalgasının ürettiği magnetik akının fonksiyonu hesaplandıktan sonra iki yönden incelenmiştir. İlk olarak dolu-boşluk oranları farklı olan dalgalar, magnetik alanın temel harmonisinin eşdeğeri olan sinüzoidal dalganın etkileri ile kıyaslanmıştır. Daha sonra ise, dolu-boşluk oranları farklı olan üç dalganın es harmoniklere sahip olmaları halinde, meydana getirdikleri demir kayıpları kıyaslanmıştır.

Basamaklı gerilim dalgaları/im basamak süreleri, 1200 ve 180' lik açılarının basamak sayısına oranlanması ile üretilmişler, böylece dolu-bosluk oranı farklı olan dalgalarda simetrisinin korunması sağlanmıştır.

2. DEMİR KAYIPLARININ HESAPLANMASI

Elektromagnetik sistemlerde materyal olarak ucuz ve bol olan demirin kullanılması fuko ve histerizis kayıplarının oluşmasına neden olur. Kayıpların analizi Steinmetz tarafından yapılan çalışmalar sonucunda aşağıda verilen denklemlere bağlanmışlardır 161. Histerizis kayıpları, kayıp faktörünün sabit olması halinde maksimum endüksiyon yoğunluğunun üstel fonksiyonu olarak hesaplanmıştır. Bu üstel değer 1,5 ile 2,0 arasında değişmektedir. Demir malze-

mesi kayıp katsayısının küçük olduğu durumlarda 2,0 büyük olduğu hallerde ise 1,5 alınmaktadır. Ancak elektronmagnetik sistem, örneğin bir dönen elektrik makinası ise, stator ve rotorda, dişlerde, oluk dip-lerinde, kutup gövdelerinde, kutup ayaklarında vb. sayılabilecek bir çok farklı noktalarda magnetik endüksiyon birbirlerine göre farklı değerler alacaktır. Demirden istifade edilebilirlik endüksiyonun aiaiması ile düşecektir. Yüksek endüksiyon magnetik dcv=ya neden olacağı için özellikle demir hacmi i\,hariye tüm liacime göre küçük yer işgal eden (Ağırlık olarak da) dişlerde, tüm makinaya göre mukayese edilerek dikkate alınmayacak olursa, seçilen magnetik endüksiyonun üstel değerinin histerizis eğrisinin dirsek bölgesinde olmasıyla 1,6-1,8 alınması uygun olmaktadır. Ancak elektromagnetik devrede endüksiyonun dirsek bölgesinin altında kalan lineer bölgede, üstel değer 1,5 değerine geriler. Endüksiyonun düşük değerlerde tutulması ile Richter'in /6,7/ verdiği formüller ile uyum sağlanır. Bu durumda Steinmetz ve Richter tarafından verilen formüller düşük endüksiyonlarda birbirlerine yaklaşmaktadır. θ^A ve θ^A histerizis ve fuko kayıp katsayılarını, f ise magnetik endüksiyonun frekansını temsil ederek Histerizis ve Fuko kayıpları aşağıdaki gibi yazılır.

$$W_h = \sigma_h \cdot f \cdot B_{max}^{1,5} \quad d)$$

ifadesi

$$W_h = \sigma_h \cdot f \cdot B_{max}^{1,5} \quad (2)$$

olur. Benzer metot ile fuko kayıplarını da aynı şekilde göstermek ve yazmak mümkündür. Fuko kayıpları frekans ve magnetik endüksiyonun karesi ile orantılı olduğu için

$$W_f = \sigma_f \cdot f^2 \cdot B^2 \quad (3)$$

ifadesi de

$$W_f = \sigma_f \cdot f^2 \cdot B^2 \quad (4)$$

olur. Böylece W_h ve W_f ile gösterilen Histerizis ve Fuko kayıpları magnetik akının fonksiyonu olarak ifade edilmiş olurlar. Bu kayıpların ayrı ayrı hesaplanması için gerilim ve akı arasındaki Faraday yasası uygulanır. Verilen bir gerilim dalgası için üretilecek maonetik akı, bir sarım için,

$$\Phi = \int v(t) dt \quad (5)$$

biçiminde ifade edilir. Burada T periyodu, v(t) ise gerilimin zamana göre değişimini vermektedir. Böylece (5) ifadesinden elde edilecek akı değerleri ile elektromagnetik sistemin magnetik olarak doymamış bir ortamda meydana getireceği demir kayıplarını hesaplamak mümkün olacaktır.

3. BASAMAK TİPİ GERİLİM DALGALARI

Gerilim dalgasının yapısı yarım periyodun içinde düşünülecektir. Hesaplamaların kolay yapılabilmesi için dalganın yapısında bulunan basamakların oluşturulmasında eşit zaman aralıkları ve gerilim değişimleri alınmıştır. Buna göre dalgada kullanılan basamak sayısı aynı zamanda tfasamak basına kullanılan gerilim genliği ile çarpılarak dalganın

maksimum değeri elde edilir.

$$v_{max} = v \quad (6)$$

$$T/2 = 2T_b - T_d J2(n_b - 1) - 1 \quad (7)$$

Burada n. basamak sayısı, v basamak gerilini, T. boşluk süresi, T_d ise basamak süresidir.

Dalga basamaklarının süresi dolu-boşluk oranını teşkil eder. Dolu-bosluk oranına "Doldurma Faktörü" adı verilir ise bu faktörün hesaplanmasında killar. lan dalganın yarı kare dalga ile mukayese edilmesi gerekir. Yarı kare daiga, basamak fonksiyonlu c'aiga-ya ait maksimum gerilim genliğinin yarı periyot boyunca devam ettirilmesi ile elde edilir. Hesaplamalarda referans olarak bu dalga alınmıştır. Şöylece basamak fonksiyonlu dalganın yarın periyot içinde işgal ettiği alan A_s , yarı kare dalganın alan A_q ile oranlanarak doldurma faktörü hesaplanır.

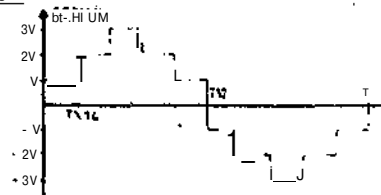
n _b	A		S		C	
	T _d	U	U	U	T _d	T _d
1	T/1	1.00	T/S	a.33	T/3	0.06
2	T/1	0.M	T/10	<U0	T/3	a n
1	T/10	0.10	T/it	0.12	T/1S	tu0
4	T/14	ttS7	T/1»	041.	T/71	0.34
S	T/1»	as S	T/21	0.4S	T/J7	0.7

Tablo:1.A,B,C tipi dalgalarda kullanılan basamak süreleri ve doldurma faktörleri

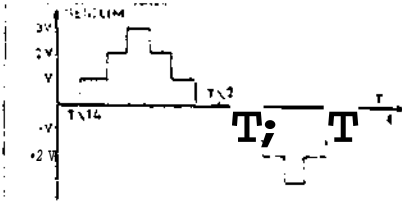
$$d_f = A_s / A_q \quad (8)$$

Doldurma faktörünün değiştirilmesi dalganın yapısındaki harmoniklerin genliklerini değiştirdiği gibi bu harmoniklerin temel harmoniklere olan oranlarını da değiştirir. Bu suretle dalga tamamen değiştirilmiş olur.

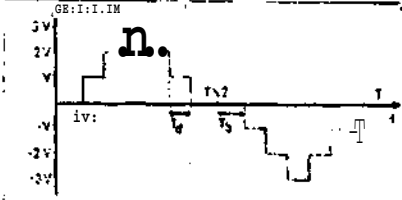
Makale içinde kullanılan gerilim dalgaları başlıca iki grupta ele alınmıştır. Birinci gruptaki dalgaların Seki 1.3'de gösterilen T. boşluk süreleri sıfır alınmış, ikinci grupta ele alınan gerilim dalgalarında ise bu süre sıfırdan farklı olacak şekilde dalgalar dizayn edilmişlerdir. Değişik doldurma faktörlerinde yapılan dalgaların etkilerini grupsal olarak ayırdedebilmek amacıyla dalgaları A_B ve C olarak isimlendireceğiz. Birinci grupta T_d = 0 alınarak oluşturulan dalgalar A grubu, f_y olarak alınan dalgalara da B ve C grubu dalgalar denilecektir. A_B ve C grubu dalgalar Sekil.1,2 ve 3'de gösterilmiştir. Bu dalgaların basamak süreleri ve doldurma faktörleri basamak sayısı esas alınarak Tablo 1'de verilmiştir.



Şekil.1. 3 basamaklı, doldurma faktörü $d_f=0,6$ olan A tipi gerilim dalgası.



Şekil 1.2. 3 basamaklı, doldurma faktörü $d_f=0,4285$ olan B tipi gerilim dalgası.



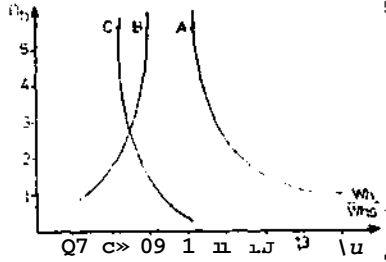
Şekil 3. 3 basamaklı, doldurma faktörü $d_f=0,40$ olan C tipi gerilim dalgası.

4. HESAPLAMALAR

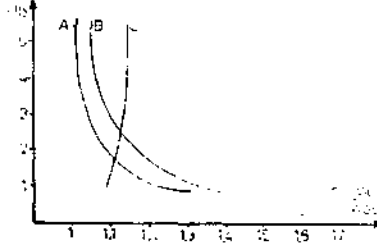
Basamak fonksiyonu biçiminde olan gerilim dalgalarına ait demir kayıplarının hesaplanmasında dalgalar, fourier serileri ile analiz edilip, harmonik bileşenlerine ayrılarak sinüs dalga şekli ile karşılaştırılırlar. Ancak sinüs dalgası başka harmonik üretircisi 'Simie' karşılaştırma ana harmonikler seviyesinde olur.

(5) denkleminde faydalanarak dalganın magnetik akısı hesaplanır ve maksimum genliğinin sinüzoidal eşdeğeri bu ifadede yerine konur. Bulunan bu değer (2) nolu eşitlikte kullanılırsa dalganın sinüzoidal terimler cinsinden histerizis kaybı bulunur. Elde edilen bu kayıpla eşdeğer sinüzoidal dalganın kayıpları oranlanır.

Fuko kayıplarının hesaplanmasında, dalganın geriliminin efektif değerinden yararlanılarak, (4) nolu eşitlik kullanılır. Sinüzoidal terimler cinsinden yazılan bu kayıplar, eşdeğer sinüzoidal dalganın kayıpları oranlanır. Hesaplamalar neticesinde oluşan kayıplar Şekil 4 ve 5'te toplu olarak gösterilmiştir.



Şekil 4. A, B, C tipi dalgalarda Histerizis kayıplarının basamak sayısı ile değişimi.



Şekil 5. A, B, C tipi dalgalarda Fuko kayıplarının basamak sayısı ile değişimi.

İncelenen dalgalar genel olarak (7) nolu denklemdeki gibi ifade edilirler. Dalgaların yarım periyot içinde işgal ettikleri alanlar ise;

$$A_S \sim \sqrt{V \cdot T_d} \quad (9)$$

biçiminde ifade edilirler. A tipi dalgalarda $t^{\wedge} 0$ dir ve T_d basamak süresi

$$T_d = \frac{T}{2(2n_b - 1)} \quad (10)$$

olarak alınır. T_d o olan B tipi dalgalarda $T_d = T_d$ olduğundan

$$T_d = \frac{T}{2(2n_b - 1)} \quad (11)$$

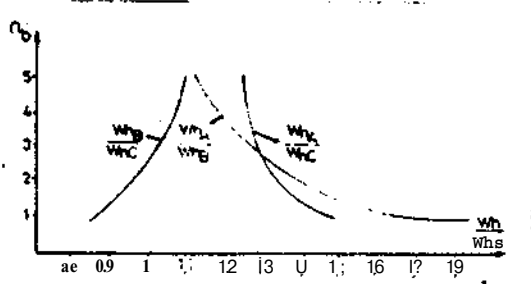
yine T_d o olarak alınan C tipi dalgada da, $T_d = T/12$ sabit olduğundan

$$T_d = \frac{T}{3(2n_b - 1)} \quad (12)$$

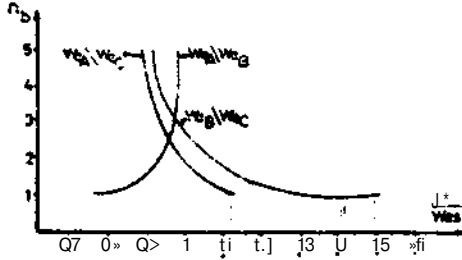
olmaktadır.

A, B ve C tipi dalgaların demir kayıpları yönünden kıyaslanmasında takip edilen yöntem; dalgaların eşdeğer sinüs dalgalarına oranla sahip oldukları kayıpların bulunmasında kullanılan yöntemle aynıdır. Dalgaların ana harmonikleri eşitlenmek suretiyle, maksimum genlikleri birbirleri cinsinden ifade edilebilir. (5) eşitliğinden faydalanılarak bulunan manyetik akıların değerinde elde edilen genlikler yerlerine yazılır. (2) nolu eşitlikten faydalanılarak, bir dalganın diğeri cinsinden kaybı hesaplanır.

Fuko kayıplarının hesaplanmasında, dalgaların gerilimlerinin efektif değerleri birbirleri cinsinden ifade edilip (4) nolu denklemde yerine konulur. Böylece dalgaların kayıpları kıyaslanacak dalgalar cinsinden ifade edilmiş olur. Hesaplamalar neticesinde oluşan kayıpların oranları Şekil 6 ve 7'de gösterilmiştir.



Şekil.6. Histerizis kayıpları için A,B,C tipi dalgaların kıyaslanması.



Şekil.7. Fuko kayıpları için A,B,C tipi dalgaların kıyaslanması.

S. SONUÇLAR

Tapılan hesaplamalarda histerizis ve fuko kayıp katsayılarının birbirine eşit olduğu kabul edilmiştir. Dalgaların bu an sayısının artmasıyla, A tipi dalgada sinüs fonuna yaklaşılarak fuko ve histerizis kayıplarında bir azalma, B tipi dalgada histerizis kayıplarında artma, fuko kayıplarında azalma, C tipi dalgada ise t tipi dalgaya nazaran histerizis kayıplarında azalma, fuko kayıplarında artma olduğu görülmüştür.

• ve C tipi dalgaların n^s hır—ılır sayısına kadar toplam demir kayıplarında avantajı Şekil 4 ve 5'teki değerlerin toplamadan görülmektedir. n_b>3 olduğunu duruşunda ise 8 dalgasının en az kayıplı dalga olduğu görülmüştür.

IV-3 basamak defterine kadar A tipi dalgada toplam kayıplar 2,11 ile 2,60, B tipi dalgada 1,96 ile 2,39 ve C tipi dalgada ise 1,97 ile 2,02 arasında değişmektedir.

n_b>3 alınması halinde, B tipi dalganın toplam kayıpları 1,94 mertebesinde iken, A tipi dalga 2,04 ve C tipi dalgada da toplam kayıplar 1,97 mertebesine ulaşmaktadır.

Dalgaların birbirleriyle kıyaslanması neticesinde B tipi dalganın C ve A tipi dalgaya nazaran daha az demir kayıpları ihtiva ettiği görülmüştür. A tipi dalganın B ve C tipi dalgaya nazaran toplam kayıplarının oranının büyük yaklaşık aynı olduğu ve bu oranların 2,1 ile 2,6 arasında değerler aldığı Şekil 6 ve 7'den görülmektedir.

Yapılan tüm hesaplamalar neticesinde, B tipi dalganın toplam demir kayıpları bakımından A ve C tipi

dalgaya göre daha olumlu neticeler verdiği gözlenmiştir.

REFERANSLAR

- 1/ A.F.MERGEN "Minimisation of inverter-fed induction motor losses by optimisation of PWM voltage waveforms" Ph.D.thesis 1977 October.Loughboro Univ.cif.Technology-England.
- 2/ A.F.MERGEN "Effects of supply voltage waveform: upon iron losses in an induction motor" Birletim of Istanbul Technical Univ.1990,Volume:43 Number:1.
- 3/ E.A.KLINGSHIRN, H.E.JORDAN "Polyphase induction motor performance and losses on nonsinuioidal voltage source", IEEE Trans.Pow.App.Sys.Vol.87, No:3, March 1968. pp:624-631.
- 4/ B.MOKRYTZKI "PWM Inverters for AC motor drives" IEEE Int.Conven.Rec.Vol:14, pt.S, 1966, pp:8-23.
- 5/ C.K.FLAIRTr "A 50 kVA adjustable 24 phase-controlled rectifier inverter" Dircet Current Dec. 1961, pp:278-282.
- 6/ HALİS DUMAN "Elektrik Makinalarının Kayıpları ve Tesisi" Kutulmuş Matbaası. 1955.
- 7/ OSMAN İKİZLİ "Elektrik Makinalarında dağılma, kayıplar ve ısınmanın hesabı" Şirketi Mürettebiye Basımevi, 1962.

O. FATİH BODUR

ELEKTRİK MÜHENDİSİ

FAZ ELEKTRİK MOTOR MAKİNA SANAYİ VE TİCARET A.Ş. İZMİR.

Ö Z E T

Basit çamaşır makinelerinde yıkama pervanesini çevirmek için veya benzer uygulamalar için kullanılan tek fazlı asenkron sincap kafesli elektrik motoru tasarımı pratik metotlar kullanılarak kısa sürede yapılabilir. Örnek bir motorun tam kopyesinin yapılması çoğu durumda maliyet yüksekliği, ve gereken sürenin uzunluğundan verimli bir seçenek değildir. Pratik metotlar kullanılarak, mevcut bulunan materyalin değerlendirilmesi, ve gereken performansın elde edilmesi, mümkündür. Bu bildiride, örnek alınan bir tek fazlı asenkron elektrik motorunun hız-moment, güç ve verim grafikleri gibi, performans değerlerinin elde edilmesi ve buna uygun özellikleri olan bir motorun stator, rotor, sarım şeklinin seçilmesi ile motorun gerçekleştirildikten sonra ölçülen performans grafiklerinin analizi ve yapılan testler yer almaktadır.

G İ R İ Ş

Beygirden küçük tek fazlı asenkron sincap kafesli elektrik motorları günümüz ev aletlerinin bir çoğunda yaygın bir kullanım bulmaktadırlar. Bu yazıda çamaşır makinesi uygulaması için bir örnek motor esas alınarak 6 kutuplu 0.2 KW gücünde bir motorun geliştirilmesi konu edilmiştir. Motorun geliştirilmesinde pratik metotlar kullanılmıştır. Bu metotlar motoru talep eden firma tarafından sağlanan örnek motorun analizi ile başlar. Bir motorun tamamen yeni olarak tasarlanıp imali, yada örnek bir motorun tam kopyesini yapmak yüksek maliyetli ve uzun süren bir işlemdir. Oysa imalatçının elinde mevcut bulunan materyalden faydalanarak örnek bir motora uygun performansta bir motor geliştirilmesi pratik uygulamalar ile çok süratli, ve masrafsız olabilmektedir.

Tasarımın safhalarını oluşturan pratik metotlar aşağıda verilmektedir.

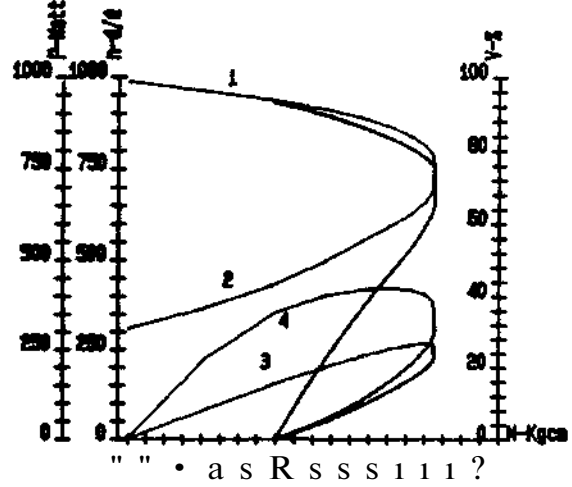
1) ÖRNEK MOTOR ANALİZİ

örnek motorun analizinde ilk safha, motorun bir elektronik dinamometreye bağlanarak shaftın değişik yükler ile yüklenerek (sabit gerilimde, 220 Volt-50 Hz) çeşitli hızlarda çalıştırılması ve bu hızlarda moment, akım ve giriş gücü

değerlerinin ölçülmesidir. Daha sonra elde edilen bu değerler bir bilgisayar ve çizici (plotter) kullanılarak devir sayısı-moment, giriş js'dü moment, çıkış gücü-moment ve verim-sıçmont grafikleri çizilmektedir.

Grafiklerin çizilmesi, yaklaşık 8-10 değişik hız değerinde alınan değerlerin bilgisayar programı ile eğri, uydurma (curve fitting) işleminden geçirilerek çizicide yapılır.

Bu şekilde elde edilen örnek motor performans karakteristikleri ŞEKİL-1'de verilmiştir.



ŞEKİL - 1

1 numaralı eğri tipik bir asenkron motor karakteristiği. olarak görülmektedir. Motor daimi devre kondansatörlü, tek fazlı tiptendir. 6 kutuplu olduğu için, yüksüz (sıfır moment) durumunda yaklaşık 1000 d/d (senkron hız) dönmektedir. Maksimum moment değeri, 32 kg.cm, sıfır hızdaki kalkınma momenti, ise 16 kg.cm'dir. 900 d/d da, nominal çalışma hızındaki, momenti, 23.7 kg.cm giriş gücü 532 watt, akım ise 2.65 amperdir. Motorun çıkış gücü (İ) denkleminden elde edilmiştir.

$$P_o = \frac{9.81}{f_{OTT}} \times \frac{2TT}{50} \times n \times M \quad (1)$$

$$P_0 = \frac{9.81}{100} \times \frac{1}{60} \times 900 \times 23. / = 220 \text{ Watt}$$

Burada P_0 çıkış gücü, n dakika devir sayısı, M Kg.cm cinsinden şaft döndürme momentidir. Çıkış gücü 900 d/d için 220 Watt'dır. Maksimum verim ise yüzde -ildir. Bu performans karakteristiğinin tasarımı için hedef alınması yeterlidir. Dikkat edilecek diğer bir yön ise tasarlanacak motorun çıkış milinin, gövdenin bir makineye bağlanma şeklinin ve genel boyutlarının örnek motora uygun olmasıdır. Bunların dışındaki özelliklerin, sar un şekli, malzeme vb. büyük bir önemi yoktur. Örnek motorun soğutulması motor dışına arkadan çıkan mile takılmış plastik bir pervane ile sağlanmaktadır. Bu tip bir pervane etkin bir soğutma sağlayamaz, fakat makine içinde takılı motor civarında belirli bir hava hareketini sağlar, örnek motorda stator çapı 135 mm, rotor çapı 77 mm, stator oluk 36, rotor oluk adedi 48, saç paketi boyu 50 mm olarak görülmüştür. Stator rotor hava boşluğu 0.25 mm kadardır. Mil yatakları kaymalı burç tipindedir.

2) GÖVDE TASARIMI

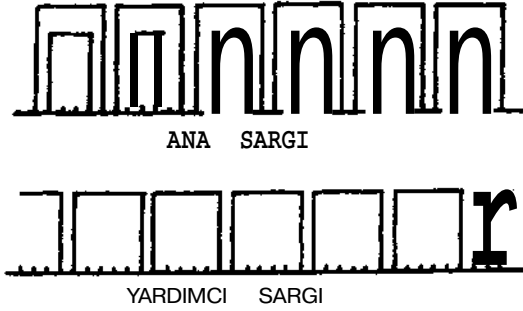
Motor mili, yatakları, kapakları ve soğutma pervanesi elde mevcut materyalden seçilmiştir ve kolaylıkla adepote edilmiştir. Gövde açık tiptir ve başlıca manyetik sac nüve ile oluşturulur.

3) MANYETİK NÜVE

Elde mevcut bulunan laminasyonlu motor saçlarından 129 mm çapında 24 oluklu bir stator seçilmiş ve örnekteki gibi 50 mm olarak hazırlanmıştır. Kullanılan saç Ereğli Demir Çelik Fabrikaları mamulü OKcold rolled) tipi 0.50 mm kalınlıkta demir saçtır.

4) STATOR SARIM TASARIMI

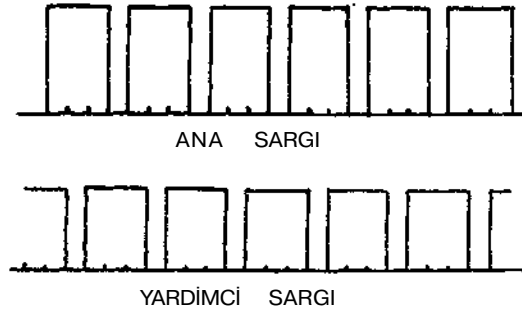
örnek motorda 36 olukta ŞEKİL-2 de verilen sarım şekli kullanılmıştır.



ŞEKİL-2

Bobinler birbirine seri bağlantılıdır, Seçilen 24 oluklu nüvede ise bu sarım kullanılamayacağı için, oluğa uyan ŞEKİL-3'te verilen 6 kutuplu sarım kullanılmıştır. Bu sarım şeklinin seçimi bu stator için zorunludur.

Sarımda kullanılan emaye teller ana sargı için 0.60 mm. çaplı, yardımcı sargı için 0.40 mm. çaplı seçilmiştir. Bu secinde, tellerin stator oluklarına sığabilecek en geniş çapta olması (gereken bobin tur sayısında) tercih edilmiştir. Örnek motor tellerine bakıldığında bu tel çapları 0.60 ila 0.65 olarak tahmin edilmiştir. Bu durumda sargı tellerindeki akım yoğunluğu 1000-2000 Amper/cm² boyutunda olacak ve yüksek sıcaklık artışı oluşacaktır. Bu durum göz önüne alınarak tellerin emayesi takviyeli 200 C'a

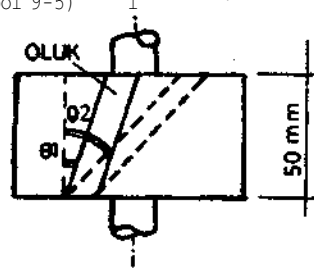


ŞEKİL-3

dayanaklı Modifiye Polyimide amldester seçilebilir. Belirgin bir maliyet yükü getirmemesine rağmen bu vasıflı telin seçimi 8) SICAKLIK ARTIŞI DENEYLERİ sonunda kesinlik kazanmıştır. Bobinlerin tur sayısı ise prototip ölçümleri sonunda düzeltilerek kesinlik kazanmıştır.

5) ROTOR TASARIMI

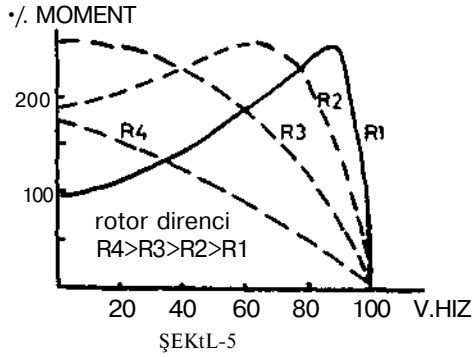
örnek motorda 48 oluklu 77 mm çaplı bir rotor kullanılmıştır, önceki bölümde seçimi yapılan statorun rotoru 18 olukludur. Bu rotor iki kutuplu asenkron motorlara uygundur. 6 kutup sargısı yapıldığında kutup başına 3 oluk düşecek ve ölü noktalar oluşacağı için kalkış anında düşük momentii ölü noktalar problem yaratacaktır. Rotor eğimini aşırı surette arttırma ile ölü noktalardan kaçınılsa bile istenilen performans sağlanamayacaktır. Zira aşırı eğim arttırma oluk kesitini daraltacak, boyunu arttıracak sonuçta rotor direncini arttırarak motorun çalışması sırasında kayma oranını arttıracak mı? çıkış gücünün düşük olmasına yol açacaktır. ŞEKİL-4'te kesit daralması ve Şekil-5'te ise rotor direncinin artışının etkisi görülmektedir. (Referans/1/B>100i 9-5)



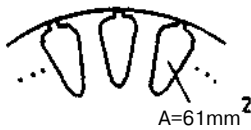
ŞEKİL-4

2 Kutuplu bir motorun rotorunda 12 derece olan 91 oluk açısı, 18 derecelik 92 açısı elde edilecek şekilde oluk eğimi arttırıldığında oluk direncinin yüzde 5.8 oranında arttığı hesaplanmaktadır. ŞEKİL-5'te direnç artışının yol açtığı kayma artışı ve moment karakteri ist içindeki olumsuz bozulma görülmektedir.

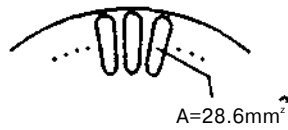
Mevcut bulunan 12 derece eğik 18 oluklu bir rotor ile çalışmaya başlanarak senkron hızın yüzde yüzü ile yüzde sekseni arasındaki hızlar ve maksimum moment değeri bakımından ŞEKİL-1 değerleri hedef alınarak, sarım çalışması bitirilmiştir. Kullanılan rotorda, kaymanın çok büyük olduğu işletme şartlarında düzensiz çalışma ve sıfır hızda kalkınma anında rotorun bazı açısız pozisyonlarında ölü noktalar ve dönmeye başlamama durumu görülmüştür. Ru



rotorda oluk sayısı 18 ve birim oluk alanı 61 mm^2 dir. Toplam oluk alanı 1098 mm^2 dir. Bu rotor ile elde edilen performans karakteristiği ŞEKİL-8'de gösterilmiştir. Bu motorun senkron hız ile senkron hızın yüzde 75'ine kadar olan hızlarda performansı uygundur. Kalkış performansını düzeltmek için rotorun oluk yapısı zorunlu olarak değiştirilmiştir. Mevcut statora uygun bir rotor, her kutuba 5,66 rotor oluğu düşüldükçe elde edilebilmiştir. Böylece rotorda 34 oluk kullanılmıştır. Rotor oluk alanı $28,6 \text{ mm}^2$ dir. Toplam olukların alanı 972 mm^2 dir. Bu değer 18 oluklu rotorun alanının yüzde 88'i kadardır ve 18 rotorlu motorun 1000 ila 800 d/d arası performansına göre bu rotor kullanıldığında belli bir performans düşüklüğü olacağı tahmin edilmiştir. Buna rağmen bu rotor kalkınma anında senkron devire kadar düzgün bir moment karakteristiği sağlayacağı düşünülerek kullanılmıştır. Rotor oluklarının sayısının tayini için pratik yaklaşımlar Referans İZİ Bölüm XVni'de detaylı olarak verilmiştir. Rotor parametreleri (direnc, reaktans) rotor sincap kafesi oluk geometrisine bağlı olduğundan (Referans 2/Bölümü XIX) rotor parametrelerinin hesaplama yolu ile bulunması ayrı bir güçlük getirmekte ve elde edilen değerler matematiksel modelin yeterli olmamasından dolayı, deneysel değerlerden farklı olabilmektedir. Rotorların uygunluğuna bu bakımdan deney sonuçlarına göre karar verilmektedir. Rotorda olukların içindeki çubuk iletkenler Etibank Seydişehir Alüminyum İşletmesi mamülü, Etibal serisi saf alüminyum pres döküm alaşımının metal enjeksiyonu ile elde edilmiştir. Rotor üzerindeki olukları kısa devre eden yükler için tek kalıp kullanıldığından 18 ve 34 oluklu rotorlarda yük boyutları aynıdır. 18 oluklu rotor kesiti ŞEKİL-6'da 34 oluklu rotor kesiti, ise ŞEKİL-7'de gösterilmiştir.



ŞEKİL-6



ŞEKİL-7

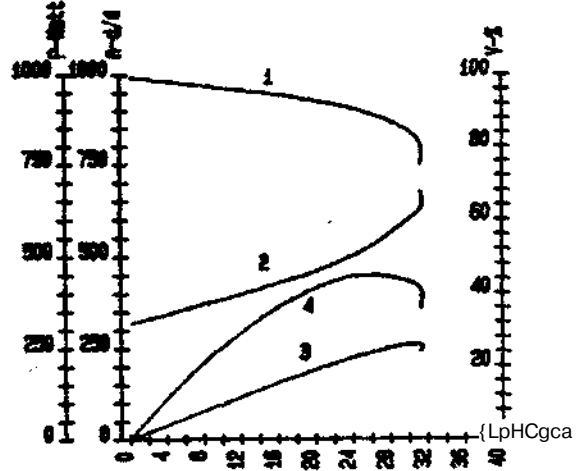
34 oluklu rotorda oluk derinliği artırılarak L_{111} , r_1 oluk alanının 18 oluklu rotor ile aynı yapılması ve ni oluk kesme kalıbı gerekeceği için tercih edilmiştir. 34 oluk yerine daha fazla sayıda oluk kovra imkanı mevcut cinasına rağmen oluklar arası saç kısmı incelenmesi ve erken doyuma gitme olasılığını ile tercih edilmemiştir. Hava aralığı olarak rotor stator arası için fiziki montajın müsaade ettiği on W-çük aralık olan 0,5 mm tercih edilmiştir.

7) KONDANSATÖR

Daimi devre tipi kondansatörlü bu motorda kondansatör değeri, çok önemli, olmasına karşın, müşteri firma 10 mikrofaraad değer kullanılmasını belirttiği ve kondansatörü kendisi temin ettiği için başka delerlerin kullanılması düşünülmemiştir. Seçilen sarım şekli ile 900 d/d'da motor ana sarğı akımı ve yardımcı sarğı akımının 90 derece faz farkı oluşturduğu görülmüştür. Motor 242 volda boşa çalıştırıldığında kondansatör üzerindeki gerilim ölçülerek, bildirilen kondansatör geriliminden küçük olduğu kontrol edilmiştir.

8) FKJTOTİP MOTOR KARAKTERİSTİKLERİ

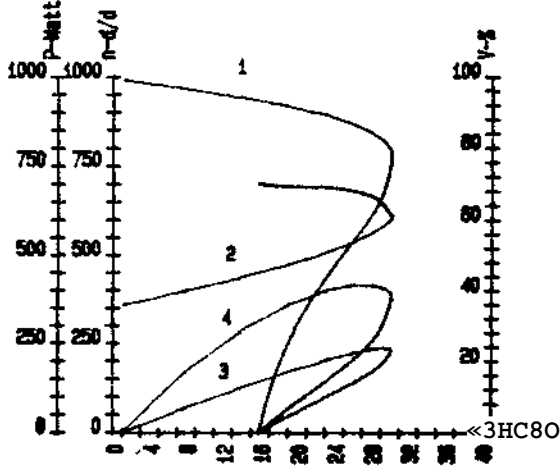
Performansı örnek alınan motorun karakteristikleri ŞEKİL-1'de verilmiş idi. 18 oluklu rotor ile yapılan sacım çalışmaları sonunda elde edilen en iyi karakteristik ŞEKİL-8'de verilmektedir. Bu karakteristik kayma oranının yüzde 80'den büyük olduğu bölgelerde bozuktur.



i: ranoen- ssmseucu acuassucu *YER»

ŞEKİL-8

34 oluklu rotor ile sonuçlandırılan prototip tasarımda 220 volt-50 HZ gerilim ile çalıştırılarak elde edilen karakteristik ŞEKİL-9'da verilmektedir. Karakteristikler soğuk motor değerlerini göstermektedir. ŞEKİL-9 ile ŞEKİL-1'in karşılaştırılması ile elde edilen değerler TABLO-1'de verilmektedir. 34 oluklu prototip motor ile örnek alınan numune arasında yaklaşık yüzde 10 düzeyinde farklar olmasına rağmen, prototipin uygun olduğu kabul edilmiştir.



1: HIZ-MOMENT 28UGSUCU atansın «rami

ŞEKİL-9

	Örnek Motor	Prototip (34 Oluklu)
Test Gerilimi (Volt)	220	220
Boşta Giriş Gücü (Watt)	310	360
900 d/d Giriş Gücü (Watt)	532	500
900 d/d Çıkış Gücü (Watt)	220	194
900 d/d Verijn (yüzde)	41	39
900 d/d Akım (Amper)	2.65	2.90
Maksimum Moment (Kg. cm)	32	29
Kilitli rotor akına (Amper)	4.70	3.80
Kalkış momenti (Kg. cm)	16	15

TABLO-1

18 Oluklu prototip ile örnek motor kayma oranı yüzde 25'ten küçük olduğu bölgelerde tamamen uymaktadır. 34 Oluklu rotor ile 18 oluklu rotordan oluşan bu fark, 34 olukla toplam oluk kesitinin 18 olukta-kının yüzde 88'i kadar olmasından oluşmuştur.

9) SICAKLIK ARTIŞI DENEYLERİ

Açık motorlarda 40°C sargı sıcaklık artış değeri için sargılarda 400-600 Amper/cm² akım yoğunluğu tavsiye edilen bir değerdir. (Referans/2/Bölüm XXI) Ancak bu değer iyi tanımlanmış çalışma yükleri bulunan motorlar (Sanayi motorları) için geçerlidir. Çok değişken çalışma yükleri ve rejimi bulunan çamaşır makinesi gibi uygulamalarda genellikle yüksek sıcaklık artışı değerleri (140°C gibi) kabul edilebilir. Bu değer motorun sürekli çalışmasında değil genellikle bir otomatik program şalteri ile sınırlı sürede çalıştırılması sonucu da aşılmayacağı, kontrol edilebilir. (Referans/3/paragraf 11.7) Sürekli çalıştırmada ise bu durumda 140°C değerinin üzerinde sıcaklık artışları ol'ışması beklenir. Testte örnek motor ve prototip motora (34 oluk) anma geriliminin yüzde 106'sı uygulanmıştır. (Referans/3/paragraf 11.5) Yük değeri olarak, yüzde 20 kayma oranı sağlayan moment değerleri seçilmiştir. Test değerleri TABLO-2'de verilmiştir.

	Gerilim V	Akım A	Giriş Gücü W	Çıkış Gücü W	Kayıp Güç W	Devi.F d/d
örnek	233	3.1	625	210	415	800
Prototip	233	3.1	626	207	419	800

TABLO-2

Prototip motor 2 saat müddet ile çalıştırılmıştır. Bu süre sonunda sargılardaki, sıcaklık artışı ölçülmüştür. Örnek motor ise 1 1/2 saat süre çalıştırılarak sıcaklık artışı değeri ölçülmüştür. Örnek rotorda ana sargıda 192°C yardımcı sargıda ise 194°C, prototip motorda ise ana sargıda 203°C, yardımcı sargıda ise 188°C sıcaklık artışı elde edilmiştir. Ölçülen bu değerleri, ile prototip numuneye uygun olarak kabul edilmiştir. Prototip motorun sarımında Modifiye polyesterimi de amidester esaslı 200°C'a dayanıklı emaye tel kullanılması izolasyon malzemesi ve kabloların bu sıcaklığa dayanıklı materyalden seçilmesi gerektiği anlaşılmıştır.

SONUÇ

Tasarım esasları açıklanan ve bir örnek hedef alınarak gerçekleştirilen prototip motor, tasarlandığı iş için uygun kabul edilmiştir. Bu tip motor uygulamalarında prototipin uygunluğu, her zaman, ilgili ev aleti üzerinde performans ve emniyet denemelerinden sonra ve gerekli düzeltmeler yapılarak sağlanmaktadır. Prototip motorda performans bakımından daha yüksek değerler istendiğinde, rotorda 38 oluk kullanılarak veya oluk derinliği arttırılarak oluk alanının arttırılması yada motor saç nüve paketinin 5 mm uzatılması yeterli olacaktır.

Motor karakteristikleri bakımından genel daimi devre kondansatörlü motorlara uygundur. (Referans/4/Bölüm 7)

Temel özellikleri yukarıda açıklanan pratik tasarım metodları küçük miktarlarda imal edilmesi düşünülen motorlar için hızlı ve çok düşük maliyetli çözümler yaratmaktadır. Tasarımı verilen prototip motor müşteri firma tarafından denenmiş ve uygun bulunmuştur.

REFERANSLAR

- III FİZCERALD.A.E., KINGSLEY, Jr.C, UMANS, S.D., ELECTRIC MACHINERY, McGRAW-HILL, 1983
- III KUHLMANN, JOHN H.. DESIGN OF ELECTRICAL APPARATUS, ELEKTRİK MAKİNELERİNİN HESABI, İDMMA YAYINLARI, SAYI=54 1974
- 131 INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. PUBLICATION 335-1, SAFETY OF HOUSEHOLD AND SIMILAR ELECTRICAL APPLIANCES, PART-1 GENERAL REQUIREMENTS, SECOND EDITION, 1976
- 4/ VERNICK E.H., ELECTRIC MOTOR HANDBOOK, McGRAW HILL. 1978

M. Cince,

1993, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elazığ

ÖZET

Bu bilende reaktif güç kompensasyon yorneleri ve getirdiği avantajla kısaca anlatıldıktan sonra, reaktif güç gereksinimi uzlu deçşen yüklerin kompensasyonu amacıyla tasarlanmış tek fazlı bir kompansatör üzerinde durulmuş tur. Gerçekleştiren kompansatörde ters paralel bağlı bir diyot ve tristörden oluşan elektronik anahtarlar üzerinden devreye sokulup çıkışı ve güçleri ikili sayı sistemine göre artan üç grup kullanılmış, yedi kademeli r. otarsasyon elde edilmiştir. Grupların anansriyanması, kondansatör genlimi ile şebeke geriliminin eşit olduğu anda yapıldığından devreye girme akımının büyük olması önlenmiştir. Harmonik üretmeyen bu komponsatör üç fazlı olarak yapıldığından her bir faz ayrı ayrı kontrol edildiğinden dengesiz yüklerin kompensasyonu için uygundur.

1. Giriş

Alternatif akım şebekesinden beslenen tüketicilerin çoğu, yapılan ve çalışmaları gereği şebekeden aktif gücün yanında reaktif güçte çekerler. Karşılaştığımız tüketiciler genellikle omik-endüktif karakterdedir. Yapılarında sanım bulunduran yaygın tüketiciler motorlar, transformatörler, bobinler ve çalışması için şebeke genlimi ile çektiği akım arasında az farkı olması gereken ark fırını ve kaynak mekinalandır. Bu yüklerde reaktif bileşen 3' stemin çalışması için gereken magnetik alanı oluşturur. Magnetik alanı oluşturan mıknatıslama akımı gerinme göre gen fazda olup şebekeden çekilir ve akımın sıfırdan Geçtiği anda a'an ortadan kalkınca şebekeye geri verilir. Bu f-eaenle üretici üe tüketici arasında bu reaktif güç şebeke frekansının iki katı frekansla salınır Çekilen

akımın aktif bileşeni faydalı bOesei o'..? şebekeden karşılanmak zorunc?^-" ..ea^" bileşenin üretim merkezlerinde!.. jeneratörlerden sağlanması zanjnlui'..qu uok-fy Reaktif güç tüketildiği çeroe ureti'ko;Mr bu ifade Veaktif güç kompensasyonunun temel ilkesini oluşturur. Tüketiciye P aktif çucunu şebekeden S1 kadar bir görünür güç çekerek değil, S2 gibi daha küçük bir ççüü" ÇÇ çekerek sağlayabiliriz. Bu durumda üç kademeli reaktif gücü kompensasyon tesisimiz karşıomalıdır.

Sanayide çok kullanım alanı bulen asenkron motorlarda moment arttıkça güç katsayısı artmaktadır, ancak kompensasyon açısından güç katsayısı değil reaktif ekim veya güç önemlidir. Momentin artışıyla akımın veya gücün aktif bileşeni artmakta, reaktif bileşeni ise sabit kalmaktadır. O halde bir asenkron motorun sürekli çalışma durumunda sabit paralel kondansatör ile kompensasyonu uygundur Reaktif güç gereksinimi olan Pu g'Di yüklerin kompanseşucnu genel oıarc»; iyi cilimr ve kolayca uygulanabilir. Motorlardan oluşan yükler ork fırınına, elektrık! Kaynak makinalenna göre daha ko'ay kenpanse edilebilen yüklerdir. Diğerlerine göre en köi: yük durumunda olan ark fırınlarında yü^ değişimi tesadüfi olaylarla bağlı ve yüksek frekanslıdır Elektrot, ile hurda demir aresin-na bir deşarj sonucu, gaz ortamından-ark- seklini:?' geçen akımın doğa' olarak her s'vırc;r geçişinde ark söner ve bunu iletleyen yarı periyotta yeniden tutuşabıUnesi *çin elektrot aralığında yeteri kadar ele<tnk alanı o'mesi gerek'r. Bunu sağlamak için akıma genim arasında belli bir faz f'sn-ı c'-maidi" 61: nedenle ark fırınının 0.6 veya 0.7 g'ci oicufca düşük bir güç katsayısıyla çalışması çe^e^ir 5u faz farkını oluşturmak için zr'K fırını

transformatörünün reaktansı yeten"i değilse seri DODinler eklenir, Ooylece arkta surekli"ik olur. 5u tjobinlenn ü>r kısmı erk sure>: bel eimca devreden ç'keriiecak şekilde de duzenler eabilir.

Tüketicilerin şebekeden hızlı değişen veya v&f? >eki'a9 çektikleri reaktif gücün kompanse -d'rf?EL? üref'm, iletim ve dağıtım i'ifi'HCı; de<i elemanların gereksiz şekilde y;» >?..-r-ss, böylece besleme kapasitesinin azalması, çekilen büyük akımın enerji kayıplarını arttırması, ark fırını gıoi hızlı değişen yüklerin yol açtığı genlim dalgalanrr.Tar! QIOI bir çok olumsuz olayın önüne geçilecektir.

2Xompansasyon Yöntemleri

Klasik yöntemler arasında senkron makine ile kompansasyon en eski yöntemdir. Makine yük barısına oaralel bağlanarak motor olarak çalıştırılır. Uyarma devresi çabuk çalışan elektronik devrelerle donatılmış olsa bile hızlı eeğişen reaktif güç istemlerine gerektiği kadar çabuk tepki gösteremez. Harmonik üretmez. Dengesiz yüklerin kompansasyonunda kullanılamaz. Kayıpları, tesis ve bakım masrafları büyüktür.

Sabit statik komoansasyon, kondansatörle yapılan Dasit, ucuz ve kullanışlı bir yöntemdir. rer fazın eyn ayn kompansasyonu şansının olması dengesiz yüklerde kullanılabilirlik sağlar. Değişken reaktif güç talebi olan tüketiciler için uygun olmadığı açıktır.

Deha Tidd'rn yöntemler arasında yer alan doicyii kompansasyonda prensip olarak. Çerçisin sndüktans tarafından, yükün reaktif 70<: c-egişimien meks"r>um reaktif güce tirram'-î-irr ^e bir şçbit Kondansatörle kompase edii'r. Bu amaçla kullanılan reaktör tristör ân.inta-tarruli olao'leceği gibi tristör «ntrollü d* olabilir. Tristör anahtarlamaı :-*CK?.C-- k/'ari'diğKda tüketicinin reaktif güç ü:;i-i--"e--iii3 cevap vermeüe en uyçun olan coc'o >..>?>eİ j^n 'ietken güç anahtar; ij:ei -..v=^ -içvreye sokulu? çıkarılarak, reaktif ç;c i.ril't --,0".ansatörün kompase edebileceği c-eo^e tutu'maya çelişilir. Kademeli kompansasyon söz konusudur. Tnstör kontrollü

reaktörün bir öncekinden farKi tek Dır reaktör kullanarak tetikleme açısının değiştirilmesiyle eıdüktif akımın yükün çektiği reaktif akımı uygun olarak değiştirilmesi ve Douiece saoit kondansatör tarafından kompase edilece* gücün sabit tutulmasıdır. Kademesi kompansasyon söz konusudur. Burada reaktör yenne yüksek empedans transformatörü de kullanılabilir. Dcyumiu reaktör? kompansasyonda ölçme ve kontrol düzeceklerine gerek yoktur, tüketicinin reaktif gücü saoit bir kondansatörle kompase edilir. Eğer artr' kapasitif güç varsa bara gerilimi yükselir Su durumda reaktör doymalı karakteri neceniy,* küçük reaktans göstererek büyük bir reet^rf akım çeker ve artan kapasitif gücü dengeie- Büyük magnetik alanlar ve çü^'ti SCİ konusudur

Mod'em tjontemler arasında doğrudan kompansasyon en çok tercih edüendi" Tüketicinin reaktif güç töcetimi aynı anda ve hızla değiştirilen reaktif güç üretimi ile karşılanır. Bu emeçle kondansatör grupları yan iletken güç anahtarı en üzerinden devreye kademeli olarak sokulup çıkarılabileceği gibi kontrollü reaktörlerle de kombine edilebilir./!/. Düşük kayıptan, grup sayısını arttırabilme çensı, hamonHc üretmemesi, tepkime yeteneği ve ekonomikliği nedeniyle bir çok yerde uygulanır.

3.6erçekleştirilen Kompensetör

220Vda 3.9cVor*lık bir reaktif gücü 500kVar*lık kademelerle 7 kademede kompase etmek amaçlanmıştır. Göçleri ikili sayı sistemine göre artan, nominal gerilimi 400V olan t adet 5/3kVar. 3 «Jet IO/3kV«r gücündeki kondansatörlerle 220Vde 2.3, 4.6, 9.2Ar akım veren 3 gruo oluşturulmuştur./2/ Gruptann güçleri eşit seçilseydi eyn; IŞI yapmak için 7 gruba gerek duyulacaktı. Yani, ikili sayı sistemine göre seçilen n gruptu bir kompansatör 2^1 eşit kademeli bir kompansatöre eşdeğerdir. Ancak bu oefa anahtarlama sayısı fazla olacaktır, anahtar olarak yen iletkenlerden faydalenidiği i;n bunun önemi çok değildir. Eğer Ük g^jbn gücü daha küçük seçilir ve grup sayısı» oer» as arttırılırsa yükün istediği reaktif aKim dans öyüük doğrulukla izlensrek kompase ed'ieci" Kondansatör gruplan birer diyot üzerinden

devresinin çıkışının her cır grup için <u>iyenan</u> fiip-floplerde seHeimssı gerekir. Sırını: grjaa ait fiip-flopon set edilebilmesi için ölçme

AS^Cf-EF-H? = 1

ikinci gr.,-0* fiit fi^-fiopyı set edilebilmesi için

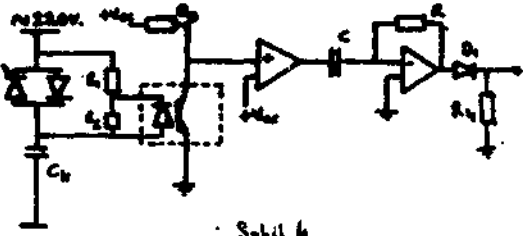
EC-C^f3-G = 1

üçüncü gruta ait fiD-fiosun set edilebilmesi için

D^+EF^F^S=0 = 1

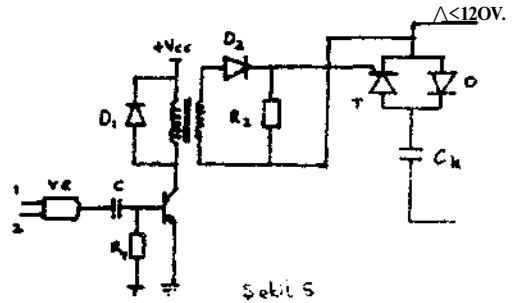
t^>8nti.<3i^ eşitliklerinin sağlanması ger>?<ir. Bu amaçla eif oosit fiip-noo olan RS tipı seçmiş, şekil 3 de görüldüğü gibi hazır tümleşik devreyle gerçekleştirmek yenne yukarda sösu edilen emeçla NO? kaonian kullanılarak yapılmıştır, öu setlide SGI şebeke geniimi nsgat'ften pozitifte geçtiği anda 1 dir. SG2 şebeke gerilimi pozitiften negatife geçtiği anda 1 dir. Sadece birinci grup içm gerekil mantıksal ifadenin elde edilişi gösterilmiştir. Gerilimin her pozitiften negatife geçtiği anda darbe veren bir devreyle fiip-floplar reset edilerek yeni ölçme sonuçlarına hazır'hale getirilir.

Tetikleme anını belirleyen devre tristör pozitif kepeme durumuna geçince 1 çıkışı verir. Şekil 4 den de görüleceği gibi güç devresiyle elektronik devrenin elektriksel yalıtımı optocoupler kullanılarak sağlanmıştır.



Şekil 4

Tetikleme devresi her er grubun tristörü için aynıdır. İy;?limiş, tetikleme darbesi üretmek için tı'er darte transformatörü kullanılmıştır.İçli'İ3 Gen çörüldOçü -3101 girişteki ve kacs'tia elçm? devr?s>nden ve devre?te şir<. DP!<!.?<? üevred?> ! :s?reti gelmiçünde o <?niz,ğ ç-\\ tristör tetiklerierçk <Ovjji-şatör devreçe alınmış dur. Ölçme devrenin grubu devrecen çit:rdığııda koncsnsaıcr şebeke geril'minin positii' tepe değeri ne dc'u olarak kaıir.



Şekil 5

Gerçekleştirilen devrenin darbe üreten devresi, bir diya (D1) ve bir direnç (R1) kullanılarak, bir tristörün tetiklenmesi için bir darbe üreten devreye elektriksel yalıtım sağlanmıştır. Devre, bir kondansatör (Ck) ve bir direnç (R1) içerir. Bu devre, bir AC kaynağına ($\Delta < 120V$) bağlıdır. Devrenin çıkışı, bir optocoupler kullanılarak, bir elektronik devreye elektriksel yalıtım sağlanmıştır. Devre, bir kondansatör (Ck) ve bir direnç (R1) içerir. Bu devre, bir AC kaynağına ($\Delta < 120V$) bağlıdır. Devrenin çıkışı, bir optocoupler kullanılarak, bir elektronik devreye elektriksel yalıtım sağlanmıştır. Devre, bir kondansatör (Ck) ve bir direnç (R1) içerir.

4.Referansior

/i.-' Bayram, li.. Hisli Değişen Olaylarda Ree<tf 5ü; Kompansasyonu.TMMOB.Elektrik Müh. üofçı f?eaktif Güç Kompansasyonu Ser-ü-içr Notlan, 1983.

12/ İnce, M.C.Jristör Vardımı'y'e Reakvf Güç Kompansasyonunurı Gerçekieştjrilmesi.F.Ü.Y.L'Söns Tezi. 1955

3. ÜÇ FAZLI DÜZELTİLMİŞ DOĞRULTULAN GERİLİMİNİN
BİR DOĞRULTULAN GERİLİM KONTROLÜNE
BAĞLI OLARAK ÇIKIŞ GERİLİMİNİN DEĞİŞİMİNİN

Ramazan Akkaya

Y.Ü. Elektrik Mühendisliği Bölümü, Beşiktaş, İstanbul

ÖZET

De kıyıcılar, sabit bir de gerilimi değişebilen bir de gerilime dönüştürerek yükün de kaynaktan çektiği gücün, verimli ve esnek olarak kontrolünün yapılmasını mümkün kılarlar. Kıyıcının darbe-peryot oranının 0 ile 1 arasında değiştirilmesiyle yüke uygulanan do gerilimin ortalama değeri, yaklaşık olarak sıfırdan tara besleme gerilimine kadar sürekli olarak ayarlanabilir. Yükn motor olması halinde hız, sürekli ve kademesiz olarak değiştirilebildiği gibi motorun faydalı fren belgesinde çalışması da sağlanabilir. Darbe Modülasyonu olarak da düşünüleceğimiz de kıyıcılar, hem sabit hem de değişken frekansta çalıştırılabilirler, öyleyse kıyıcıya, Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) ve Darbe Frekans Modülasyonu (FM) olarak bilinen darbe modülasyon teknikleri ile kumanda edilerek bu çalışmalar gerçekleştirilebilir.

1. GİRİŞ

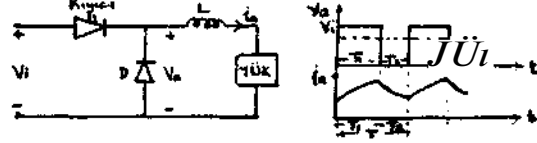
De motorlarda hız ayarı, anahtarlama güç kaynakları, cer donanımlarının beslenmesi, elektrikli otomobillerde hız ayarı ve frenleme gibi pek çok durumlarda de gerilim kaynağının farklı seviyelere dönüştürülmesi gerekir. Bunun için de arada hiç bir vasıta olmaksızın tek bir adımda bir de gerilimden diğer bir de gerilime güç dönüşümü yapan cihazlar yani de kıyıcılardan faydalanılır. Aşağıda 3, 4, 5, 6, 7/

Kıyıcılar, düşük işletme kayıpları ve çıkış darbe genişliğinin değiştirilmesiyle sabit gerilimli bir de kaynaktan beslenen bir de motorun hızının sürekli ve kademesiz olarak ayarlanmasını sağlarlar. Anaok kullanım amacına uygun olarak de güç ayarı yapabilmek için, kıyıcının açma-kapama kontrolünün uygun bir modülasyon tekniğiyle gerçekleştirilmesi gerekir.

3ü bildiride, temel tip (A sınıfı) tristrlü bir de kıyıcının PWM ve PFM teknikleriyle kumandası ele alınmıştır. Ayrıca pratik olarak gerçekleştirilen ve bu tekniklerle kumanda edilen kıyıcı, ile alan akımı sabit tutulan serbest ikazlı bir de motorun hızı ayarlanmış ve bazı değişimler gösterilmiştir.

2. DC KİYICI/KIN TİPİ TRİSTRLÜ BİR FONKSİYON

Kıyıcılar, çeşitli sınıflara ayrılmakla beraber burada temel tip tristrlü bir kıyıcı devresi ele alınacaktır. 34 tip kıyıcı ile çıkış akımı giriş akımından daha yüksek iken girişteki de gücün gerilimi, girişten daha yüksek olan bir diğer gerilime dönüştürülür.



Şekil-1. Temel kıyıcı devresi ve çıkış akım-gerilim dalga şekillerinin değişimi

Şekilde görüldüğü gibi kıyıcının iletimde olduğu T_1 aralığında yük uçlarına V_i gerilimi uygulanır. T_2 aralığında ise kıyıcı kesimde olduğundan yük alımı, ters akım diyodundan akar ve yük uçları kısa-devre olur. Bu durumda yük uçlarındaki gerilim doğal olarak sıfırdır. Böylece yük uçlarına darbe şeklinde bir gerilim uygulanmış olur. Her periyot boyunca çıkış geriliminin ortalama değeri kıyıcının darbe-peryot oranı ve giriş gerilimine bağlı olarak,

$$V_a = k \cdot V_i \cdot \frac{T_1}{T_2} \quad (1)$$

yazılabilir. Eğer darbe-peryot oranı

$$k = \frac{T_1}{T_2} = T_1 \cdot f \quad (2)$$

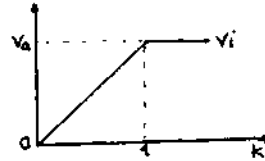
ile gösterilirse ortalama çıkış gerilimi

$$V_a = k \cdot V_i \quad (3)$$

olarak ifade edilebilir.

3. DC KİYICI KUMANDASI

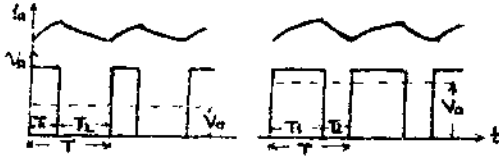
(3) ifadesine bağlı olarak k , 0 ile 1 arasında değiştirilirken çıkış geriliminde k 'nın lineer bir fonksiyonu olarak sıfırdan besleme gerilimine kadar kontrol edilebilir. /7/ Mevcut pratikte k için yanı sıra elemanların minimum bir açma-kapama zamanı gerektirir. Ayrıca tristrlü kıyıcılarda k için tasyon için gerekli kontrol geriliminden dolayı maksimum darbe frekansı ve minimum iletim süresi sınırlıdır. Böylece tara besleme gerilimine erişilemez. Şekil 2'de k 'ya bağlı olarak çıkış geriliminin değişimi görülmektedir.



Şekil-2. k 'nın bir fonksiyonu olarak çıkış gerilimi

(2) ifadesinden görüldüğü gibi I_c , ya darbe süresi (T_s) ya da darbe frekansı (f) ile değiştirilir.

Darbe Genişlik Modülasyonu (PXL) : Bu yöntemde darbe frekansı sabit tutulurken darbe genişliği değiştirilerek yük uygulanan de gerilimin ortalama değeri kontrol edilebilir. Aynı şekilde bir frekansın harmonikleri olacak ve kolayca süzülecektir. Praktikte erçok kullanılan yöntem budur.



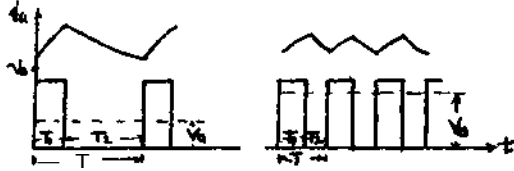
Şekil-3. Sabit frekanslı bir kıyıcının yük akım ve gerilimlerinin değişimi

Omik- endüktif yüklerde yük akımı, sürekli rejimde iki değer arasında değişir. Akımın dalgalanma genişliği yük devresinin zaman sabiti ve darbe frekansına bağlıdır.

$$\Delta I_m = \frac{V_i}{4 \cdot f \cdot L} \quad (4)$$

ifadesinde görüldüğü gibi yük akımındaki dalgalanma frekansla ters orantılıdır. Yük akımındaki dalgalanmayı azaltmak ve yük devresindeki ilave seri endüktansı minimize etmek için frekans mümkün olduğunca yüksek tutulmalıdır. /4/

Darbe Frekans Modülasyonu (PFI) : Bu yöntemde darbe genişliği sabit tutulurken darbe periyodu dolayısı ile darbe frekansı değiştirilerek yük uygulanan de gerilimin ortalama değeri kontrol edilebilir.

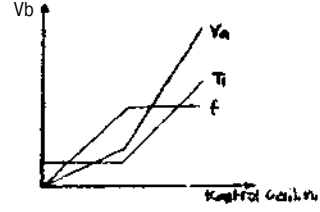


Şekil-4. Değişken frekanslı bir kıyıcının yük akım ve gerilimlerinin değişimi

Şekilden de görüldüğü gibi küçük frekanslarda darbelerin birbirinden uzaklaşacağı, yüksek frekanslarda ise darbelerin sıklaşacağı ve gerilimin ortalama değerinin yükseleceği açıktır. Bu durumda frekans, tam çıkış gerilimi elde edilecek şekilde geniş bir alanda değiştirilmek zorundadır.

Düşük çıkış gerilimlerinde büyük olan kapama zamanı de motorun yük akımını süresiz yapacaktır. Diğer yandan daha yüksek frekanslar (4) ifadesinde görüldüğü gibi akım dalgalanmalarının aynı değeri ve filtreler için gerekli olan endüktansın hacmini küçültür. Bunun yanında, bu tip kontrol, belli olmayan frekanslarda harmonikler üreteceğinden filtre tasarımı zor olur. Ayrıca sinyal ve telefon hatlarında parazit olasılığı daha fazladır. /4/ Bu tip kontrol sadece yükün omik- endüktif olması halinde kullanılır.

Bazı durumlarda örneğin truck gibi bir çer motorunun hızını kontrol etmek için frekans, darbe genişliği veya her ikisinin birlikte değiştirilmesi gerekir. /6/



Şekil-5. Kontrol geriliminin bir frekanslı bir jarcu frekans, darbe genişliği ve çıkış gerilimi

Şekilden görüldüğü gibi bir kontrol gerilimiyle önce darbe genişliği küçük ve sabit tutulur ve frekans artırılır, maksimum hıza erişildiği sanen darbe genişliği maksimum değere doğru derece derece artırılır, ardından frekansın akım dalgalanmasını azaltma bir seviyeye indirmek için yapılır.

4. HESİSTİK ÜZLÜ DC MOTORLARA HIZ KONTROLÜ

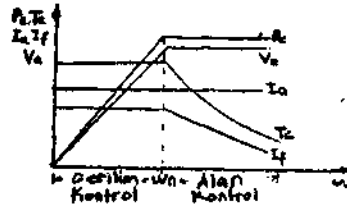
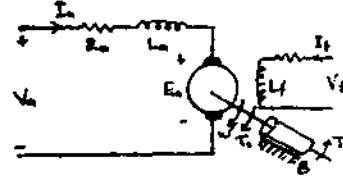
Serbest İnkaslı de motorlarda hız;

$$\omega = \frac{V_a - E_a \cdot I_a}{K_f \cdot I_f} \quad (5)$$

ifadesinde görüldüğü gibi, endü geriliminin kontrolü (1), alana akımının kontrolü (2) ya da

$$I_e = K_f \cdot I_a \quad (6)$$

ifadesine bağlı olarak sabit bir alan akımında gerekli momentü elde etmek için endü akımının değiştirilmesiyle ayarlanabilir.



Şekil-6. Serbest hızlı bir de motorun eşdeğer devresi ve karakteristikleri

Nominal değerlere karşılık gelen hız temel hızdır. Pratikte, şekildedeki görüldüğü gibi temel hızdan daha düşük bir hız için gerekli moment ihtiyacını karşılamak amacıyla endü akımı ve alan akımı sabit ve endü gerilimi değiştirilir.

Temel hızdan daha yüksek hızlar için endüj gerilimi nominal değerinde sabit tutulur ve hızı ayarlamak için alan akını değiştirilir.

5. KIRYICI İLE MOTOR HIZ AYARI

Motorun yol alabilmesi için ortalama kıyıcı çıkış gerilimi, motorun endüjlediği zıt emk (E_a)'yı aşmalıdır, uygun bir akım değeri ve kontrol şeması ile hızlanma ve yavaşlama takriben motorun maksimum ve minimum akım sınırları arasında belirlenmiş olan sabit bir ortalama akım değerine göre kontrol edilebilir. Bu sınırlar arasında değişirken ortalama moment sabit olduğunda hızın değişimi de sabit olacak ve motor sürekli hıza erişene kadar akım düşecektir. Şekil-7'de böyle bir akım-zaman, hız-zaman değişimlerinin başlangıç kısmı görülmektedir.



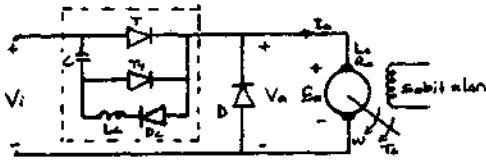
Şekil-7. İki sınırlar arasında hızlandırma

Sabit bir alan akını için hız, hemen hemen k ile orantılıdır. Çünkü ortalama çıkış gerilimi bununla belirlenir. Düşük oranlarda akım kıyıcının kesimde olduğu aralıkta sıfır düşebilecek akım darbeleri süresiz olabilecektir. Bu kısa periyot esnasında aotor uç gerilimi emk değerine yükselecektir.

Elektriksel devre süresizlikleri, mekanik sistemlerden çok daha hızlı olduğundan tipik olarak 100 Hz'de akım ve aşın titreşimlerinden dolayı hızın değişimi çıkarılamaz, sabit akım için emk, periyot süresince sabit kabul edilebilir, akım yükselme oranı beale ve motor arasındaki gerilim farkına bağlıdır. Bu nedenle düşük inada akımın değişme oranı yüksek ve yüksek hızda ise düşüktür.

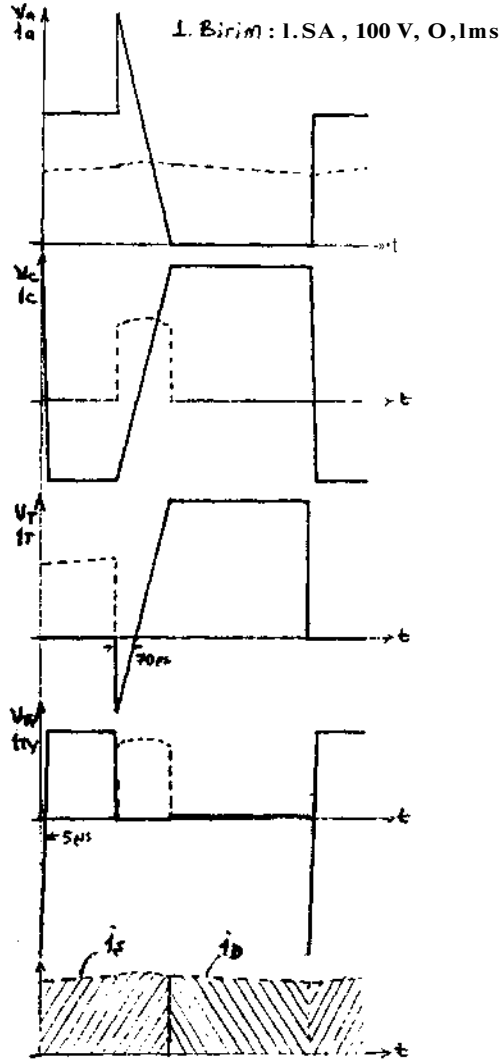
6. DEHEXSEL ÇALIŞMA VE SOBUÇUB

Allatılan teorik bilgilerin deneysel olarak doğruluğunu isbat etmek için şekil-8'de germen Kıyıcı-Hotor grubu üzerinde denemeler yapılmıştır, çalışmalar esnasında motor alan akımı sürekli sabit tutulmuştur. Kullanılan motor 1.8 kw, 230 V'luk nominal değerlere sahiptir. Kıyıcıda $C \gg 2$ mikroF. $I_c = 5$ mikroH değerlerine sahiptir.



Şekil-8. Kıyıcı-motor grubu bağlantı şeması

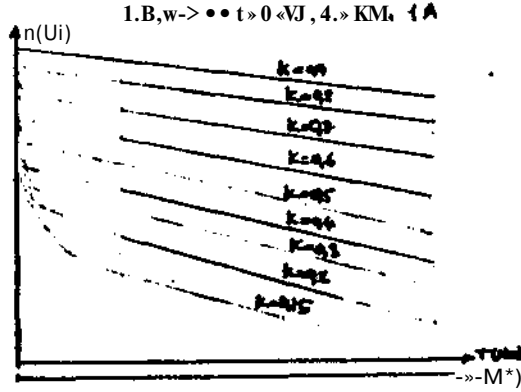
Kıyıcıya frekans 1 kHz değerinde sabit frekanslı PWM ve 530 Hz ile 2 kHz arasında değiştirilmiştir. PHJ ile kurada edilmiş ve motor yan etkiler, oscilloskopta seçil-O'da görülen akım ve gerilimlerin değişimleri çizilmiştir.



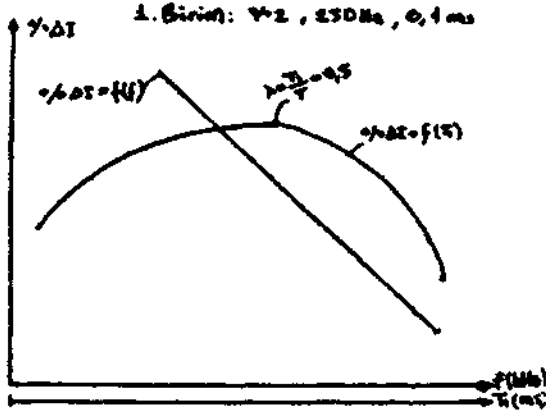
Şekil-9. Kıyıcı-motor grubu akım-gerilim değişimleri

Kotor düşük değerlerden tam yüke kadar değişik yüklerde çalıştırılmış ve ortalama yük akımı ile hız ölçülerek şekil-10'da görülen hız-moment karakteristiği elde edilmiştir, frekans ve iletken süresinin dolayısıyla k 'nın küçük değerlerinde tam yük yapılamamıştır, motorun endüj devresine ilave edilen 0,1 Ohm'luk bir direnç üzerinden ölçülen alan akımları belirlenmiş ve her iki kumanda için aynı eksen üzerine %1 değişimleri çizilmiştir, (şekil-10) Her iki çalışma sonucunda motor akımındaki sınırın maksimum $f_{si.2}$ olduğu görülmüştür.

Maksimum altın salın-ımların $k = 3 > 5$ değerinde meydana geldiği gözlemlendi. Motor atamandaki dalgalanmaların f_{18} 'den küçük olmasının motorun endüstriyel devresindeki 3elfin yeterince büyük olması ve frekansın m in 330 Hz gibi bir değere sahip olmasından dolayı kaynaklandığı sonucuna varılmıştır.



Şekil-10. Motorun hız-tork karakteristikleri



Şekil-11. Motorun hız-tork karakteristikleri

Pratikte kullanım açısından frekans miktarı oldukça yüksek tutulmalı; şartıyla $P\%$ kullandığımızın daha artotajlı olduğu sonucuna varılmıştır. Bunun içinde triac'ler yerine güç transistörleri ve mafet gibi yüksek hızlı anahtarlama elemanlarının kullanılması gerekir.

HSBSJCISUR

!!/ Akkaya, itamasan, Kıyıcılarla doğru akım motorlarında hız kontrolü, İisansÜ3t; Tezi, 1988

- /S/ O'Offin, Henzi, Oğ Tl ek tnn için s Girij, L\ jü_rai ütbaaol, 1937
- /3/ T. Shepherü., LU. üülley, P-wc- ÜICCT--ic-, *d rotor Control, Canijridge JLiveraity !••••• 1937
- /4/ H. H. Saahid, Power Electronics: circuito, devicea aid applications, Prentice Hcn, J3ü~
- /5/ P. C. Sen, D3yristor de driveo, John Wiloy aif Sons, 1930
- /6/ Kjeld Diorboig, Power ElectroniC3, Prentice Hail, 1933
- /7/ Takaaol Kenjo, Power Electronics for the 3icr>prjesaor J^e, Oiford 'Jhiversily Preos, 1390

GÜÇ İNVERTÖRLERİNDE KULLANILAN FİLTRELERİN BİLGİSAYAR DESTEKLİ ANALİZİ

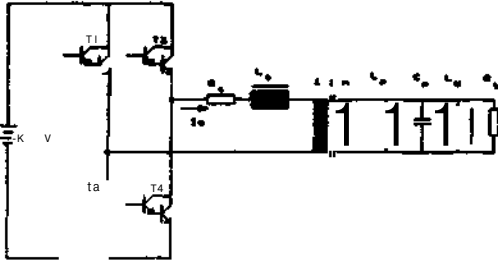
F. Bayraktar, CR. Dikici
EGES A.Ş. -> Levent, İstanbul

ÖZET

Gün geçtikçe ilerleyen ve tasarımları yeni olanaklar tanıyan güç elektroniğinin temel taşlarından biri de invertör teknolojisidir. Doğru gerilimi alternatif gerilime çevirme işlemi bu disiplinin en çok gelişme gören ve ilgi çeken branşdır. Genellikle bu çevrimin sonucu şehir şebekesine en yakın kaynağın elde edilmesidir. Bu da distorsiyonu ve iç direnci küçük, frekansı ve genliği kararlı bir alternatif güç kaynağının tanımıdır. Bu tanıma uyarılabilecek bir invertörün prensibi darbe-genlik modülasyonlu kare dalgayı uygun bir filtreyle düşük distorsiyonlu sinüs haline getirmektir. Bu bildiride benzerleri arasında en düşük harmonik bileşene sahip olan üçgen-sinüs diye adlandırılan modülasyon tekniği ve buna uygun filtrelerin akım-gerilim davranışları bilgisayar yoluyla hesap edilmiştir. Bu analizin gerçekleştirildiği devrelerle, pratikle teorisinin karşılaştırılması yapılmış ve teorisinin gerçekliği görülmüştür.

1. GİRİŞ

Güç invertörleri, kullanılan güç elemanlarının baftamtianna göre çeşitli isimlerle anılır. Günümüzde gerçekleştirilen ona boylu invcnörlerde (100 kVA) genellikle transistörli köprü bağlantı ullanılır. Bu invertörde güç elemanlarının uygun zamanlarda açıp kapatılmalarıyla oluşan kare dalga bir alçak geçiren filtrede sürülür, daha sonra uygun bir transformatörle gerilimi ayarlanır ve yüke verilir. (Şekil 1) Bu analizde yükün endüüif yapıda olduğu varsayılmıştır. Trafo ve endüktamları bakır kayıpları R_s olarak modellenmiştir.



(Şekil 1)

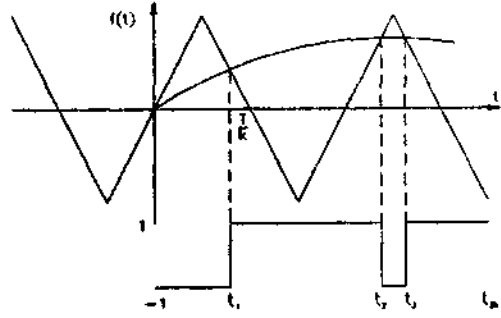
Burada;

- 1- Seçilen bir modülasyon tekniğinde giriş geriliminin w çıkış yükünün değişmesiyle çıkışın toplam harmonik distorsiyonu (TUD) ve genliğinin değinmesi, dolayısıyla irafonun çevirme oranına karar verilmesi.
- 2- Seçilen bir modülasyon tekniğinde çıkışta belirlenen max HID 'nin sağlanabilmesi için filtre parametrelerinin seçilmesi.
- 3- Seçilmiş filtreyle I_g akımının değeri ve şeklinin incelenmesi ve bunun sonucunda güç elemanlarının seçimi amaçlanmıştır.

1. MATTOMATİK MODKLE

2.1- Modülasyon Tekniği:

Dijital programında birkaç formülün dcljMinlmsMe trkl teknikler ekletilmckcdirl vka bildirinin esas amacının dr;im r;akmam.tk için içlerinde en düşük harmonik bileşene sahip ol.m us^en^uıı^ mckülasyonu tncclcnmL*itir/1/. (Şekil 2) ModelUe bir |vrytxi içindeki üçgen sayısı tam kesir olarak verilmiştir.



(Şekil 2)

Fötre (rişindeki tar kare dalgının I iuric açılımı ~~...~~ Bazru sajtamak içinkare dalgının 1 ve -1 de kaldıp ~~...~~ hesapısını gerçekmckedir. Bunun için Farklı sinüs genliklerinde değen ve sinüsün birbirini kestiği noktalar bulunur ve bir matrise yerleştirilir. Dikkat edilirse üçgen fonksiyonu

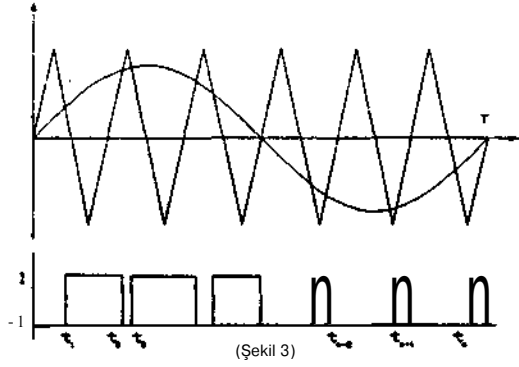
$$\begin{aligned} 0 < t < T/2n & \text{ aralığında} & f(t) = t/n \\ T/n < t < XT/2n & \text{ aralığında} & f(t) = -(t-1/n) \end{aligned}$$

eksen kaydırma tekniğiyle kendini tcknrlamntadır.

Programda Disccion mchxlu kullanılmış, w ik-ravn lüüviyısı değişken olarak girümişir/2/. Hir r;v;tkl;ki üçgen s;NIM hıutük^v ilerüsvü katsayısının büyüülünüsü yercmkckedir.hun; k;rijik progr;imin işleyişi uzun sürer.

2.2- Kırge Dalganın fourier Açılımı:

kendimi T periyodu ile tekrarlıdır ve her süre idimle her n. kulu Üünst: 1. Lr. f(t) fi aksiyonu, scrieriyle ifade edilebilir; 2. J-KUL defken ,icnikli sinüs for;k>ivnu ile sabit şenikli üçgen 3. t-V onunun kesişmesinden ekie edilen kare «tilganın (Şekil 3) 4. Burda açıklma aşğıdaki şihidir.



(Şekil 3)

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{n2\pi}{T} t\right)$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < t_1 \\ -1 & t_1 < t < t_a \\ 1 & t_a < t < t_1 \\ -1 & t_1 < t < t_a \end{cases}$$

ŞeUüncclndithdc f(t) - f(-t) oMujund» lek nımeti vanir. Dobysisıyla j m »0 otur ve Fouricf açılımı jfylycaalahiSr.

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{n2\pi}{T} t\right)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) dt$$

$$= \frac{2}{T} \left[\int_0^{t_1} \sin\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) dt + \int_{t_1}^{t_a} -\sin\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) dt + \int_{t_a}^{t_1} \sin\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) dt + \int_{t_1}^{t_a} -\sin\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) dt \right]$$

$$= \frac{2}{T} \left[\frac{T}{n2\pi} \cos\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) \Big|_0^{t_1} - \frac{T}{n2\pi} \cos\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) \Big|_{t_1}^{t_a} + \frac{T}{n2\pi} \cos\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) \Big|_{t_a}^{t_1} - \frac{T}{n2\pi} \cos\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) \Big|_{t_1}^{t_a} \right]$$

Köprünün diğer ağına farklı tekniklerde **modülasyon** uygtfanabük. Gcırçkclj irilen nvenörlerde 120 derece ter. farklı Nr üçgen-timüs modüasyonu kuUalmıştır.

$$V_1(t) = f(t) - f(t * \frac{1}{2})$$

1 larımtikler cinsinden ya/idiünd;)

$$V_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) \prod_{n=1}^{\infty} C_n \sin\left(\frac{n2\pi}{T} \left(t - \frac{T}{2}\right)\right)$$

$$V_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{n2\pi}{T} t\right) \sin\left(\frac{n2\pi}{T} t - \varphi\right)$$

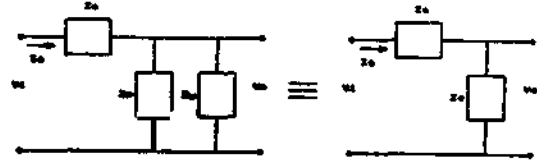
Burada görülen .t.harmonik %c kutlarının yok olduğudur.

2.3- Mltre Analizi (Şekil 4)

Filtrenin transfer fonksiyonu bulunur ve çirtic hulu.n her harmonik deger için çıkı; degeri hcutp cdiir.

$$V_2(\omega) = H(\omega) \times V_1(\omega)$$

V_2 - Çıkış
H - Transfer fonksiyonu



(ŞeU4)

Kompleks çarpımın şekSmfc gMcficMir. BunKlınn iramfer fımtıyım -i>trlı>i ihfinlUrı |iTınmı|idir.

$$H(\omega) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_r}$$

3. İZEAFLAMALAR

Heapkn 3wpf'fm><l k'n jneU maicmaik model kmıktakun **taam** anahz için gerckU algoritma siuemdeki uNı dt|erltiü akuMayU toftar. Dundi hcnpntannuKi islenen makâmum hanannik Myttı.modübsyon İndeksinin kaç idnu h«*>cocji ve bir pırytKUUD Oçjn rayw verilir.

3.1- Kare Dalgana HoapkuımaB

Verilen üçgen uıgnı verinlu gcnlijinc gOrc Oççcn ve «hüsün birbirini kestiğı noktalar hesaplanır ve Nr matrisi yanlır.

$$T[0.2A, 0.. m_{max}/m_{lcp}] ,$$

k- Bir periyatla üçgen sayı

m- İzin verilen maksimum mndilMatyon indeksi
ro^p- ModOlayon indclsinin değıync adım «ralığı

3.2-1 İannonik Bilecenlerin Hosaplanmatı

Verilen giriş gerilimi ve harmonik .suyranii gftre 'l m;nsi kuHanlıarak o hanntniktkci gerilim hesap edilir ve V matrisi oluşurur.

$$V[0..n_{max}.m_{max}^{**}sicp]$$

n_{max}- Hesaplanan son harmonik bileşen

VVI-İlrc AruU/i
 HM regirimine uygulanacak gerilimlerin hexaplınması ve HU;
 filtrede kullanılan gerçek çıkış değerleri verilir. İllun Lr,

R _k	- İncvör bakır kayıpları	ll
U	- Seri endüktör	mhenny
L _p	- Paralel endüktör	mhenry
CP	- Paralel kondansatör	mf-nüü
P	- İnvertör çıkış gücü	KW
OK	- Yüklü güç faktörü	
DCV	- Hesap için istenen DC gerilim	Vo

İlk olarak 120V'nun çevirme oranı bulunur. 1/3 verilen maksimum emüsyon derinliğinde işlemci hileden (n=1) çıkışın 22(1 V nu oluşturan şekilde V W ye göre hesaplanır. Hu kullanıcıya çıktı olarak verir. Hu değer yerine bir h'a'ku üeğer verilmek üzere ilerdeki h'ONaplır o degere j^nc ynpılır.

Çıkış gerilimi, akımı ve THD için çıkıştaki yük altındaki emüsyon Nilünür. %25 üç %15U arada değiften yük karckırsığıne göre çıkış gerilimini 220 V asolacak (eküde işlemci Trekkias için emüUloyn'nde h' adun tümü biri içettf.

Bu seçilen emüfyacı HM tutmama için t etacoi uab UarB larınır. (icrilmjkmvtTUDBC «peıJI»r5ootçw

$$G \begin{bmatrix} \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \end{bmatrix} I \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \end{bmatrix}$$

bulunur. Toplam tostaır. Jk emüfyacı için THD (U.Pa)

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n}{V_1}}$$

3.4- Grafik OoberiBi

Gerilim ve akım hijfert MesSea y* delerine (Bre eknada kullanıcıya gösterilir. Aynı a «tabir veri dnyant nbut han Jdnke kıydedür. Low» program> gMi atarak ata > «e Lana piyarouKta yazıya veya ç/iei için grafik hazırtamr.

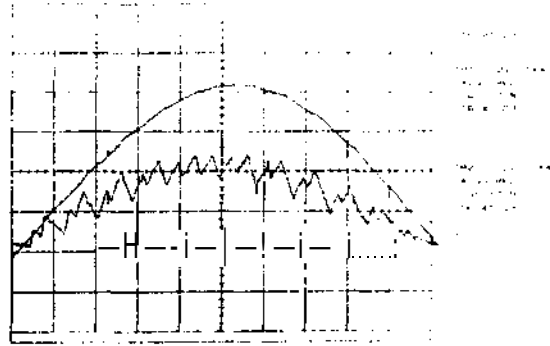
4- MATCMİK MOOaİNİN İRATIİCTEDUNSKMESİ

Bilgisayar programıyla çok defalık raodiDaSTOñ «döllerı ve buna bağlı olarak farklımı: değerleri kullanılması mümkündür. Hu bildiride pikil seçilen 120 V(1 C gireli 3 kVA gücünde bir İnvertörün farklı (İlrclerde incelenmesi gerçekleştirilmiştir. Hütün İnvertörlerde nxxiüll«j«vı derinliği 1 alınmışır ve sadece akıf yük kullanılmıştır.

4.1- 3 kVA İnvertör 2-1 Drj üçgen-siniB modülasyon.
 Hu İntertOrde bir periyottaki üçgen sayısı 24'ıOr.

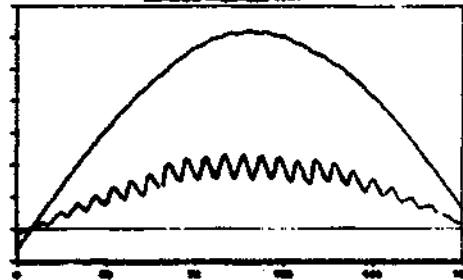
Kullanılan eleman değerleri.
 R_k = 0.05 İI L_s = 10J(mhenry
 L_p = 127.1 mhenry C_p = 80. F

Bu İnvertörün yarım yükteki çıkış, gerilimi ve akımı hesaplanan değeri şekil S'de olduğu gibidir. Bilgisayarın hesapladığı değerler ise Şekil 6'da görülebilir. Burada I_{rms} = 7.01 olarak hesaplanmıştır. THD gerçekte 0.8, hesaplanan 0.70 dir.



(Şekil 5)

S KVA 24 DCS ÜOEN SMUS MOOULASYON

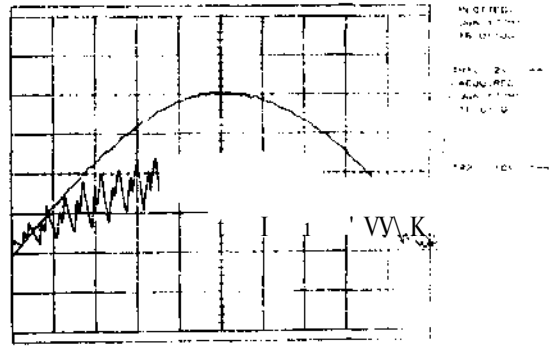


(Şekil 6)

«- 3 kVA İncvör 48 Di| açgen-«nli» modük-yon.
 B* ÜMtnCMe «* periyonaki açgen ayn. 48-dir.

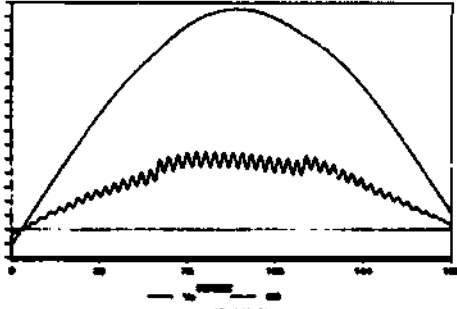
Xulraılaadıcı BMdcia İRi L_s = 7.1 mhenry
 R_k = 0.050 L_p = 127.3 mhenry
 C_p = 80. F

Ba İntertOrOa yarım jrlıackı {da} «trühDi «e akımı hesaplanan deleri «ski Tde okumu (MOr. Biljiajana hesaptadıı «eğerler ine fe U ffde jOrllilefte. Bara* I_{rms} = 7.11 dnak be«plımmıır. 'İlin (erfekter USD, kenplandı İJ6 bahant^tar.



(Şekil 7)

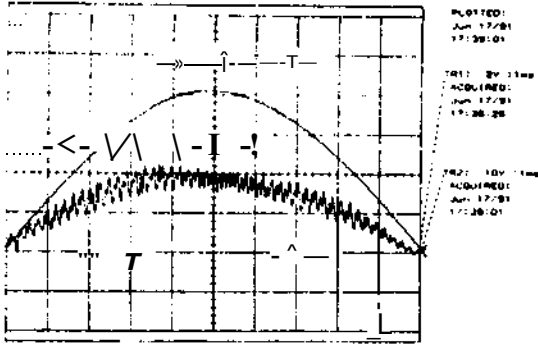
3 KVA 48 DIS UÇGEN SİNÜS MODULASYON



(Şekil 8)

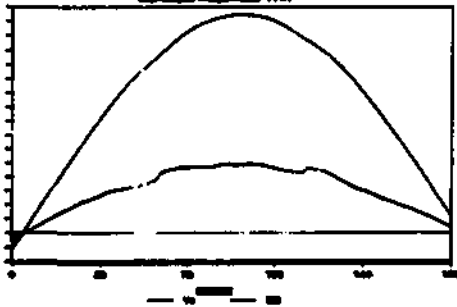
4.V 3 kVA Inveru> 96 DL^ ün-sinu^ modülasyon
Hu tncnOruV hir periyomki üç^en sayı %'dir.

Uu Inverörün yanm yükteki çık^ gerilimi w akımı hesaplanan Uejeri
ycM 9daolduğu (ibidir. Rİlgisuyarın hesapUıdıJdejerler ise
şekil 10'dl sürülebilir. Murad;4.2de kultınlan filtrede sadee frekans
nntırılm ve «onuşta çekilen akım I_c=M/c düşmüjür.THD
gerçekte L. hesiptanan U1'dir.



(Şekil 9)

3 KVA M D» UÇGEN SİNÜS MOOLASYDN



(Şekil 10)

5-SONTV

Çikil noktasında gerekli ol;m ıosı k)K^ipl.ni,tlarr:lı D: .w. i; V.
bunun bilgisayarla rusıl p-T^kLYiıldıâ *UıUıUıUıMur. ııcr^ku
teori knr^Uı^inldğında ^ok\;ıkın d^rkr izwlenm-ni
(icrij-ekie okın fıkat motk^İJe kullanılm.y;tn !)(^ \olıu|n r^u-o|
AC Rippleür. Ayrıca ^ek \üksck trekn>Lır^lı ^r.ıtk u.sicrn^!!
ycicrsi/iği nekur.hil^sıy;ır prng;ımları;ılılı ularak (IM-MI kull.nilmi^
ve maicmatik çölemler yarJımıyla 1±i ± 30S vı\ ı bü\ukhikk-niK-
gerek duyulmuştur.

Farklı mışılasyon teknikleri, rrek.in>lar \e Filtrelerinin
incelenmesi ve bunların kiiir^la-jünlmaM bitJrı kaplımı di-şinli luulmuMut.

Reftrnıslur:

/1/ /.100AS.P110IVOS. 13. Opiium Voluge and I harmonic
Control I^WM Techniques. IP117 TTTUS. Indusip.
ApphcıtıoasVol. 1A-16. No.4 July/Augusi 1JStl

US Turbo^asaılTex!box, Numorial MeirKLS.C^upter 1
lıorland İnternational. Inc. IASİ

/SI Hlectronin E^ngincers I landhx>k, Chapter XI
McGrawMUI, 1975

Y.Doç.Br.Nurettin ABUT¹
Elo.Yük.Müh.Bekir ÇAKIR¹

¹Y.U. Kocaeli Mühendislik Fakültesi, İzmit

ÖZET

Elektrik makinalarının kontrolü, yarıiletken teknolojisinin gelişmesiyle beraber, güncelliğini korunmaktadır. Güç elektroniği devre elemanları ile gerçekleştirilen dönüştürücü-evirici düzenlerle, kısa devre rotorlu asenkron motorların kontrolü kolayca yapılmaktadır. Entegre devre teknolojisinin ilerlemesiyle bu kontrol üniteleri de hassasiyet yönünden gelişim göstermektedir. Mikroilemçilere dayalı bilgisayarların geliştirilmesinin ardından, motorların bilgisayar kontrolü ile ilgili çalışmalar yapılmıştır. Tarihsel gelişiminde hızlı ilerleme gösteren mikroilemçiler, asenkron makinaların kontrolünde bilgisayarlarla güç elektronik kontrol elemanları arasında kontrol bilgilerinin akışını düzenlemede önemli kolaylık sağlarlar. Bu makalede asenkron motorların bir (inverter) evirici ile kontrolünü Personel bilgisayara bağlayan 80515 mikroilemçisinin kontrol prensipleri ve kontrol olanakları araştırılmıştır.

1.Giriş

Asenkron motorlar, elektrik motorları içinde yapı bakımından en basit ve bakım gerektirmeyen tip motorlardır. Bu motorların devir ayarı devir sayısını gösteren;

$$n = \frac{60 \cdot f}{p} (1-s) \quad (D)$$

denkleminden görüldüğü gibi, frekansı ile orantılı olarak değiştirilebilmektedir. Motora uygulanan gerilimin frekansı, statik frekans dönüştürücüler-inverter'ler ile yapılmaktadır.

Hikroilemci entegrelerinin gelişimiyle ortaya çıkan bilgisayarlar ile motor kontrolü yapılabilen motor-bilgisayar bilgi ve data alışverişi ile haberleşmeyi mikroilemçiler yaparlar. Bu mikroilemçilerden biri de 80515 işlemcisidir.

2.Mikroilemeilerin gelişimi

Mikroilemci sistemleri , çoğu yerde kullanılan programlanabilir dijital hesaplayıcılardır. Bunların güç kapasiteleri küçük ile orta seviye arasında bulunur. Yapı bileşenlerinin küçültülmesi, düşük Hardware (donanım) masrafları ve bu hardware'in modüler biçimde istenilen probleme göre uyarlanması mikroilemci sisteminin avantajlarıdır. Bu avantajlardan dolayı mikroilemci sistemleri, önceden kullanılan dijital hesaplayıcıların ulaşamadığı uygulama alanlarına girmiştir. Veyahutta bu kullanım alanları için yüksek geliştirme ve üretim giderlerine sahip özel sistemler gerekmektedir.

Mikroilemci teknolojisinin gelişmesinin temeli, yarıiletkenler teknolojisine dayanır. Yarıiletkenler teknolojisi de, tranzistörün 1948 yılında bulunmasıyla başlamıştır. Bu mikroilemci teknolojisi , karmaşık lojik devrelerini birkaç milimetre alanındaki yarıiletken levhalara (cldps) yerleştirme olanağı sağlamıştır. Bu şekilde, 1959 yılında ilk kez Pairohild şirketi birkaç tranzistörtü bir chip üzerine yerleştirmeyi (entegrasyon) başarmıştır. Teknolojinin gittikçe gelişmesi ile entegrasyon yoğunluğu arttırılmıştır. Aynı zamanda açma ve kapama zamanları da azaltılmıştır. Böylece yapı elemanlarının güç ka-

pasitaleri artmıştır.

Altmışlı yılların sonunda lojik elemanlar, fonksiyonları bakımından gittikçe karmaşık olmaya taşladılar, fakat aynı zamanda lojik elemanların saha da özelleştirilmesine paralel olarak kullanılan alanları da kısıtlanmıştır. Amerikan İttapoint firması o yıllarda zekalı terminalleri (Intelligent terminals) üretmekteydi. Bu firma 1969 yılında terminallerin kontrolü için basit bir programlanabilir işlemciyi geliştirmiş ve «yariletken şirketlerinden INTEL ile TEXAS INSTRUMENTS'in her ilcisini de bu programlanabilir işlemciyi birtek yariletken chip'e yerleştirerek üzere çalışmaya yönlendirmiştir. Bu yapı elemanlarının üretiminde Intel firması başarılı olmuş, fakat ürettiği bu yapı elemana, düşük işlem hızı nedeniyle başlangıçta planlanmış olan alanda kullanılamamıştır. Bunun üzerine firma, bu işlemciyi programlanabilir lojik eleman olarak iki değişik versiyonda, dört re sekiz bitlik işlem genişliği ile Intel 4004 re Intel 8008 olarak piyasaya çıkarmayı kararlaştırmıştır. Böylece mikroişlemciler dalı ortaya çıkmıştır.

Bu arada 1-Bit, 4-Bit ye en önemlisi olan 8-Bit mikroişlemciler bütün kontrol, ayar •• hesaplama teknolojisi alanlarında kullanımları yaygınlaşmıştır. Bu gelişme çok sayıda «k elemanlara sahip olan tüm mikroişlemci ailelerinin ortaya çıkmasıyla desteklenmiştir. Bu mikroişlemci aileleri mikroişlemci sistemlerinin tasarlanmasında önemli ölçüde kolaylık getirmiştir, fakat bu mikroişlemcilerin zayıf yönlerini, sayasal problemlerinin çözülmesindeki düşük güç kapasiteleri oluşturmaktaydı. Bu dezavantajlar, yeni geliştirilen 8-Bit mikroişlemeilerde çarpma re bölme komutlarında, 16-Bit ve 32-Bit sayılarla işlemlerde görülmektedir.

16-Bit mikroişlemci Texas Instruments TMS 9900, piyasaya 1977 yılında çıkmıştır. Bunları 1978 ile 1980 yılları arasında 16-Bit mikroişlemciler olarak Intel 8086, Zilog Z8000 ve Motorola HC68000 daha güçlü kapasitede izlemiştir.

16-Bit mikroişlemciler 8-Bit mikroişlemcilerle göre önemli derecede yüksek güç kapasitesine sahiptirler. Fakat daha karmaşık yapıları vardır. Bunun dolayısı, bir yandan mikroişlemcilerin mini bilgisayarların uygulan» alanlarına girme sine, diğer yandan da sds'ta tasarımının daha komplike olmasına ve dolayısıyla daha geniş çaplı ve JBB-la sistemlerin oluşmasını sağlamıştır.

Intel, 1978 yılında 8086'yi piyasaya çıkardıktan sonra 80186, 80286, 80386 mikroişlemcilerini ve günümüzde de 80486'yi piyasaya sürmüştür. Bunun ardından Motorola da, 68000, 68020, 68030, 68040 mikroişlemcilerini çıkardı. Bu gelişmelere paralel olarak IBM firması 1980 yılında bir kişisel bilgisayarın (Personal Computer, PC) geliştirilmesine tarar vererek tasarımına başladı. PC'nin piyasaya hazır olduğuna 1981 yılı herkes için sürpriz bir yıl olmuştur.

3.Haberleşme çeşitleri

Sinyallerin İletimini Uç » kilde olur. Bunlar sinyaliletkenlerinin bağlantı şekline göre değişir. İletim simplex, halfduplez, fullduplez olarak yapılır. Simplex iletimde iletin tek yönlüdür. Bir uçta alıcı diğer uçta da verici vardır. Bu tip bağlantılı haberleşme tek yönlü olarak adlandırılır. Halfduplez'da iletim iki yönde de yapılabilmektedir. Fakat bu aym anda gerçekleşmez. Her iki uçta alıcı re verici •ardır. Alıcı Ta vericiler iletim yönüne göre sinyaliletkenine bağlanırlar. İki yönlü haberleşme olarak da adlandırılır. Pullduplez işle»timde .ae iletim iki yönde Ta aynı anda gerçekleşir. Her iki yön için özel haberleşme iletkenleri vardır. Buradaki iletken gideri halfduplez'e göre iki kattır.- Fakat burada uçlardaki alıcı/verici kumandasına gerek yoktur,

3.1.Seri ve Paralel Data İletimi

Seri da ta iletimde, birtek sinyaliletkeni üzerinden aabit bir adım hızıyla karakterin tek tek bitleri arka arkaya iletilir. Bundan dolayı da seri bit data İletimi olarak adlandırılır. Paralel data İletiminde ise karakterin her biti için

bir sinyal iletkeni bulunur. Bitlerin iletimi aynı anda gerçekleşir. Bu tip iletim 07113 zamanda Ut olarak bitparalel, karakter olarak da seri karakter d a ta iletimini diye adlandırılır.

3.2.Senkron ve Asenkron Data İletimi.

Senkron data iletimi., belirli sabit zaman aralığında iletinin gerçekleşmesi sağlanır. Bu zaman aralığı 7a alıoı ve verioiye ait bir hız generatSzu 11* belirlenir 7a da alıoı re rerioi aym frekansta iki baz generatörüne sahiptir. Aaenkron data iletimde, her iletim arasındaki zaman aralığı değişkendir. Alıoı ve verici 8701 frekansta İki hız genel»türüne sahiptir. Bunlar her data iletiminde tekrar senkronize edilirler.

3.3. İletim, Adım ve Transfer Hızı

İletim bazı, Ur a»niye içinde İletilen bit sayıdır. Birimi bit/s'dir. Seri iletim için hız bu sayıya eşittir. Paralel iletimde bu sayı ayrıca iletilen Mt sayısı ile çarpılır. Bir saniyede iletilen bit ya da adım hızı genel olarak band sayısı olarak adlandırılır.

4.Bilgisayarla motor kontrolü

Böyle bir deneme projesinde t bağlantı olarak, Bilgisayar (Ki, Personel Computer)-Board-Inverter (evirici)-etotor'dan oluşmaktadır. PC olarak seri haberleşmeyi gerçekleştirecek olan bir IBM PCAT reya IBII PC-XT 7a 4a coapatible Ur bilgisayardır. Bilgisayar burada birinci derecede o- laya yön vezir. Yani her an kesme yapıp akışı yönlendirebilir. Seri port üzerinden, Şekil-2' den görüldüğü giU, board ile bağlanmıştır. Kurulan kontrol devresindeki iletim şekli asenkron seri iletimdir. Bu iki eleman arasındaki haberleşme PASCAL dilinde yazılmaş bir programla gerçekleştirilmiştir. Program, seri iletimdeki protokole göre yazılmış olup, board'da adresi belli olan hafızadaki değerleri okur ve okunan değerleri ekran (monitör) üzerinde belirli zaman aralıklarında kullanıcıya gösterir. Board'la haberleşme, ya periyodik olarak ya da kullanıcı istediği zaman gerçekleşir.

Board Üzerinde bir mikroişlemci 80515, 8-Bit ilzeri adrese ulaşmayı sağlayan bir ADDRESSLATCH (Ara değer tutucu) 8282, bir tekrar programlanabilen hafıza (EPROM Erasable programmable read only memory) 2764 ve ayrıca PC'ye bağlantıyı sağlayacak seri arabirim RS232 elemsnları bulunmaktadır. Diğer yandan inverterle bağlantıyı gerçekleştirmek için giriş-çıkış iletken yolları bulunur,

Board'un buradaki görevi belirli zaman aralıklarında motordaki olması gereken değerleri okuyup belirli bir tolerans sınırları içinde kontrol ederek sonuçları, adresi PC tarafından bilinen bellekte tutmaktır. Board'daki EPROM'da bütün program saklıdır. Buradaki program makina dili Assembler'le yazılmıştır. Board burada ikinci derece emir veren ya da yönlendiren Ünitedir. Birinci derece emir veren durumu ancak PC İle bağlantısı veya haberleşmesi bitince başlar.

5.Devir sayısı ayarı

Açık çevrimli kontrolde denklem (1)'den yola çıkılır. Burada;

f : statora uygulanan gerilimin frekansı (Hz)

p : stator(çift) kutup sayısı

s : kayma

olarak gösterilmiştir. Görüldüğü gibi stator frekansı arttın.l«u»k devir sayın, arttırılır.

Akım «eri beslemesi sayesinde akın ile kayma arasında batanın düzeltilmesi ve yaklaşık s bulunarak, buna bağlı olarak frekans arttırılır veya azaltılarak devir ayarı yapılır.

Asenkron motorlardaki,

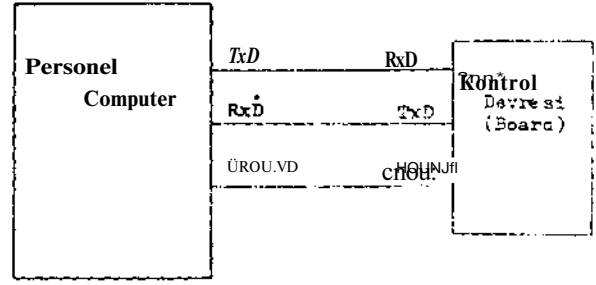
$$M = U_s / f_s \times I_s \quad (2)$$

moment bağıntısı gör, önüne alındığında, stator geriliminin frekansa bölümünün stator akım. ile vektörel çarpımının momente eşit olduğu görülür. Sabit moment elde edebilmek için, frekans arttırıldığında stator gerilimini de orantılı olarak ayarlamak gerekmektedir.

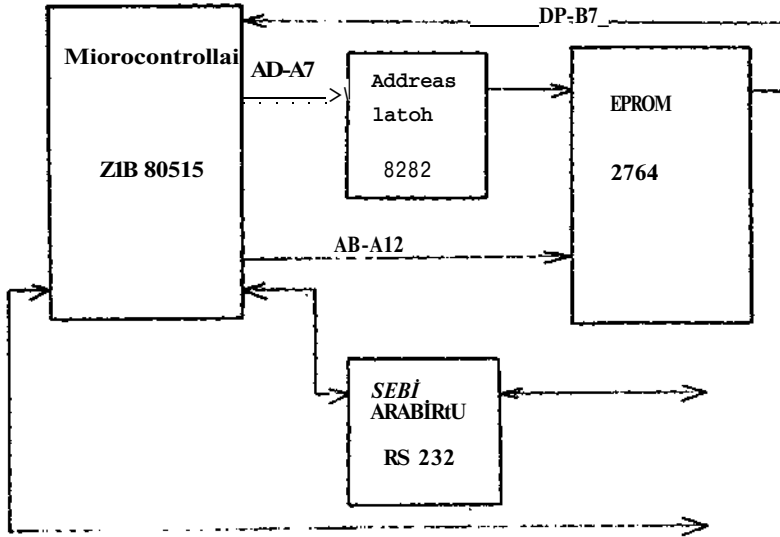
Nominal motor akımına ulaşıldığında frekans artırılırsa o zaman moment düşer.

Kapalı çevrim takogeneratörle, İstenilen değere kadar frekans ve serilim orantılı olarak arttırılır,

Aaenkron motorun raikropresesör Üzerinden bilgisayar kumandasında inverter kontrolü konvensiyonel yöntemlerden çok daha hassas ve sağlıklı yapılır. Çünkü bilgisayar vs mikroprosesör sistemindeki programlar yardımıyla motorun modüler olarak çalıştırılma olanagi sağlanmış olur. Bunun sonucunda asenkron motorların kullanım alanı genişler. Teknik ye ekonomik yönden büyük avantajlar sağlanmış olur.



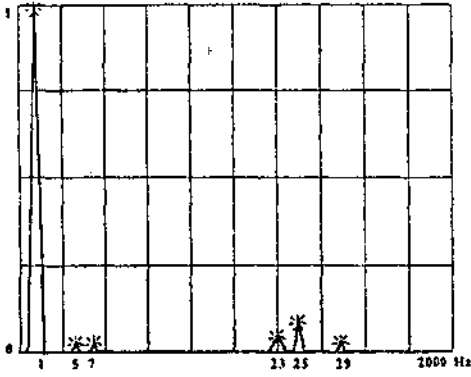
Şekil -2. Bilgisayar -Board bağlantı



Şeld.1-1. Kontrol blok diyagramı

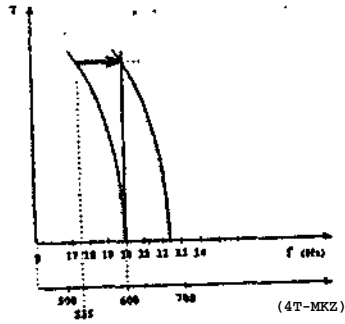
Kaynaklar :

- 1-Lander, C. "Power Ele ctz'onlos" lic.Graw-!!!ll 1984.
- 2-Abut, N. "CUç Elektroniği Ders Notları" Y.Ü. Kocaeli Mühendislik Fakültesi , 1969.

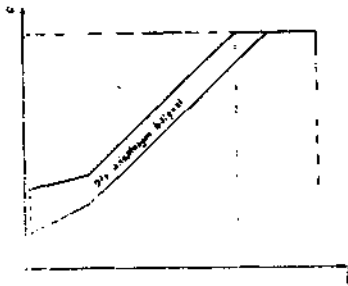


Şekil 5
Çıkışta mevcut harmonikler

Gene mikroprosesör kontrolü sayesinde motor geçici durumlarda nominal moment değerinin % 170'ine varan moment değerlerini verebilmektedir. Sargı dirençlerinde oluşan gerilisi düşümlerinin akıma bağlı olarak kompanzasyonu da mikroprosesörün görevidir. Bu özellik momentte bir düşüş olmaması açısından hayati önem taşır.



Şekil 6
Gerilim düşümü kompanzasyonu (Boştan yüke geçme)



Şekil 7 (Yüke otomatik adaptasyon)

Bir santrifüj pompa veya vantilatör tarafından çekilen güç hızın kuhiyle orantılı olarak değişir. Böyle bir makinin moment karakteristiği hızla bağlı olarak karesel «ci;j-şim gösterir. Kısmi yüklerde mikroprosesör, gerilimi, motor akımını ve gürültüsünü azaltmak amacıyla kısacaktır. Tahrik edilen makinenin optimal koşullarda, yani maksimum randımanla çalışacaktır. Bu şekilde bir pompa veya kompresör tesisinde işletmenin talep dalranımla: ıra sağlanır.

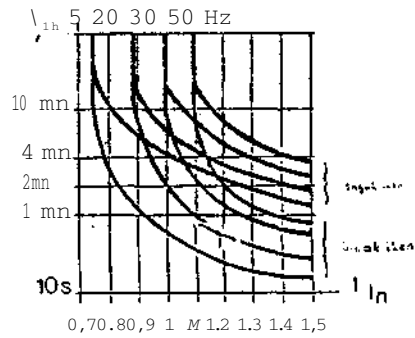
Çeşitli koruma fonksiyonlarının varlığı da vazgeçilmez niteliklerdir, öncelikle motorun ve mekanğin korunması istenir. Motor düşük devirlerde dönerken kendi kendini sokulma kapasitesi düştüğü için ya bu durumda kısa süre çalışmalı veya yükü azaltılmalıdır. Klasik termik röle koruması bu şartlarda yetersiz kafaaktadır. Çoğu frekans konvertörleri motorun termik korkmasını entegre olarak ve frekansla hasaba katacak şekilde yapmaktadır. Mekanğin korunmasından anlaşılması gereken inçör momentinin istendiğinde sınırlanabilmesidir. Bundan sonra kovertörün çıkışlarının kısa devrelere karşı korunmuş olması aranan bir özelliktir.

İşletme açısından aranan özellikler ise operatörle diyalog kapasitesinin olması, bunun bir sonraki adını da otomasyon ağlarına dahil olabilmesi ve böyle bir şebeke içinde haber alıp haber verebilmesidir.

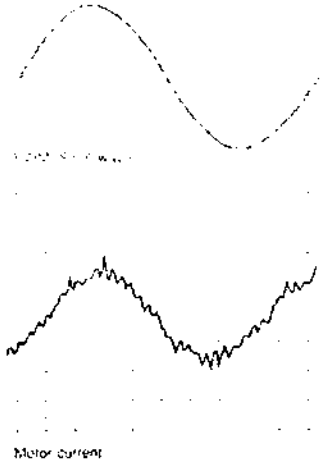
Gerek mikroprosesör , gerekse güç korayentleri alanındaki gelişmeler git gide daha akıllı vs daha küçük cihazların yapımına imkan vermektedir, bu durum imalatçıları sürekli bir yarış içine sokmakta ve bu da gelişmeleri hızlandırmaktadır. Kullanıcılar açısından avantajlı sayılabilecek bu durum önümüzdeki yıllarda da artarak devam edecek izlenini vermektedir.

IV variateurs de vitesse ATV 5
J schoick Telemecanique

IZI Electronique hebdo Ho:91



Şekil 8 (Termik koruma eğrileri)



Şekil 2

Frekans konvertörü ile beslenen motorda gerilim jekli ve ukım şokli.

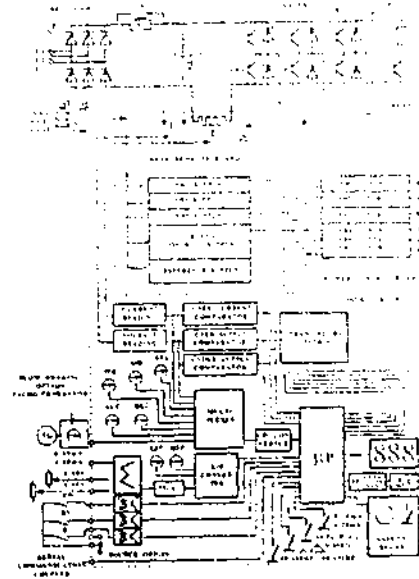
Akım harmonikleri harmonik momentlerden sorumlulardır. Bunlar öncelikle her harmonik tarafından tek tek oluşturulan momentlerdir. Fakat bunların ana harmonik de dahil olmak üzere etkileşimleri sonucunda puls şeklinde momentler oluşur.

Oysa asenkron motordan her zaman istenen, darbe olmaması, motorun düzgün dönüşü ve düşük devirlerde bile momentte dalgalanma olmamasıdır. Bu şart özellikle freze ve yüzey işlenen uygulamalarda, kablo hurma uygulamalarında önem kazanır.

Kırıcılar, karıştırıcılar, pistonlu pompalar, granülatörler ve konveyörler için ise yol alma ve düşük hızlarda önemli bir aşırı moment isteği vardır.

Şeritli testereler, presler ve konveyör uygulamaları için motor sürekli yük değişikliği durumuna adapte olmalıdır. Yukarıda adı geçen tüm makinalar için minimum ayarla işletmeye almak kullanma bakımından çok önemlidir.

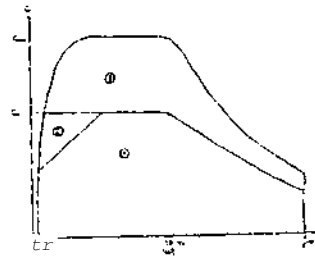
Yukarıda söylenen ihtiyaçlar için mikroprosesör kullanımı kaçınılmaz olmaktadır. Bu mikroprosesör, hızlı çalışabilen, hesap yapabilmeli ve inverteride gereği gibi sürebilmelidir. Örneğin motorun yük durumuna optimal düzeyde adaptasyonu, kullanıcıyla sürekli bir diyalogun sağlanması ve aynı zamanda otomasyon uygulamalarına dahil olması, yapılması istenen görevlerdir. Üstelik önceleri ayrıık komponent şeklinde olan elemanların entegre edilmiş olarak kullanılması güvenilirliği arttırmakta ve boyutlarda hissedilir küçülmeler sağlamaktadır. (Şekil 3)



Şekil 3

- 1- Doğrultucu
- 2- Şarj akımı sınırlayıcı düzen
- 3- Filtre kondansatörü
- 4- Transistörülü inverter köprüsü
- 5- Elektronik besleme sigortası
- 6- Elektronik besleme trafosu
- 7- Geri besleme kartı
- 8- Transistor sürücü, güç kartı
- 9- Kontrol kartı

Mikroprosesörün görevi motorun düzdün dönmesini temin etmektir. Referans defterini gözönüne alarak transistorlerin iletim ve tıkama anlarını belirler : Motorun her fazına uygulanan gerilim, besleme gerilimine eşit sabit genlikte kare dalgalar zinciridir, fakat süresi yada başka bir deyişle genişliği değişkendir, derilin ve frekans arasındaki oranın sabit tutulması gereklidir, aksi halde motor nominal momentini dönme hızından bağımsız olarak veremez. Yukarıda da söylediğimiz gibi mikroprosesörün algoritmaları akım şeklini sinüse mümkün olduğunca yaklaştıracak tarzdadır. Çıkış frekansı 1 ile 200 Hz değerine kadar yükseltilebilmektedir.



- 1- Sürekli çalışabilen bölge
- 2- Motor açısından cebri soğulma gereken bölge
- 3- Geçici bölge

Şekil 5 (Frekans konvertörü ile çalıştırılan motorun karakteristiği)

ASENKRON MOTOR HIZ KONTROL CİHAZI
M.Ragıp KEÇİK
Telemecanique Elektrik Cihazlar San.A.S.
Ürün Sorumlu Mühendisi

ÖZET

Alternatif akım motor hız kontrol cihazlarının günümüzdeki durumu kısaca ortaya konmaya çalışılmıştır. Bu cihazlar sincap kafesli asenkron motorlarda hız kontrolü yapmaya irokan veren sürücülerdir. Yazırcızda doğru akım ve alternatif akım motorları için günümüzdeki pazar durumu kısaca incelenmiş gelişme eğilimleri ortaya konmuştur. Dahn sonra bu sürücülerin çalışraa prensipleri incelenmiş, sahip oldukları özellikler ve nedenleri ortaya konmuştur. Bu yapılırken hangi uygulamalar açısından önemli olduğu da örneklerle hatırlatılmıştır.

Elektronik hız kontrolü konusunda senelik pazar artışı % 15 - Z 20 dolayında olduğu halde, sabit hızla tahrik konusunda senelik pazar artışı % 5 dolaylarında kalmaktadır. Elektronik hız kontrolü konusunda sadece Avrupa'nın senelik pazar hacmi 3,5 milyar FF olarak tahmin edilmektedir. Almanya ve Fransa bu pazarda sırasıyla en büyük payları olan ülkelerdir. Doğru akımda olduğu gibi alternatif akımda da bu pazarın en büyük kısmı 100 kw ve altındaki güçlerde kalmaktadır, hele küçük güçlere inince örneğin 10 kv'dan küçük güçlerde bu pay mevcut pazarın yarısı mertebelerindedir.

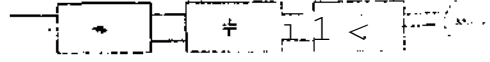
Pazar konusunda son olarak şunu söylemek te yarar var : Doğru akım hız kontrolü konusunda senelik pazar artışı % 5 mertebelerinde kalmakta alternatif akım konusunda ise bu oran % 15 - 20 civarında seyretmektedir.

Yukarıda verilen bilgiler ışığında sincap kafesli asenkron motorlar için geliştirilmiş hız kontrol cihazlarının önemi daha net olarak görülebilir. Bugüne kadar hız kontrolü konusunda doğru akım motorlarının ve hız kontrol cihazlarının egemen oluşunda en büyük etken bu cihazın basit, yapısı nedeniyledir. Ama doğru akım

motoru ile alternatif akım motoru karşılaştırıldığında sincap kafesli motorun önemli avantajları olduğu görülebilir: Örneğin ucuzluğu, standart oluşu, bakım gerektirmeyi.?! gibi.

Bugün sincap kafesli asenkron motorinrci hız kontrolü yapmak için en çok kullanılan teknik darbe genişlik modülasyonu yada i'uz sistemidir. Hemen lıcnen tümü mikr-:':uspor kontrollü olan cihazlar emlülslrijcl İh.ivav," ia: a göre üretilmekte ve IP54'e kadar çıkar. Konu: a sınıflarında bulunabilmektedir. Bu cihazların potansiyel kullanım alanları oldukça geniştir. Gıda sanayinden metalürji sektörüne kadar yayılan bir alanı kapsamaktadır.

Bu cihazlar endirek çalışan frekans konvertörleri yapışırdadırlar, yani girişte doğrultucu bir köprü, bu köprünün çıkışında bir filtre devresi, bunun devamında da bir inverterle değişken frekans elde edilmektedir.(Şekil 1) inverterda kullanılan darbe genişliği modülasyonunun anacı simzoidde mümkün olduğunca yaklaşan akıca dalgası elde etmektedir.(Şekil 2)



Şekil 1

Darbe genişliği modülasyonu .kullanılan bir frekans konvertörünün prensip şeması.

Bu sürücülerin oluşturduğu harmoniklerin. motorun çalışmasına çeşitli etkileri vardır. Gerilim harmonikleri akı harmonikleri oluştururlar, ana akı üzerine binen bu akı doymaya dolayısıyla demii kayıplarının artmasını neden olur.