

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİⁱⁱ 14ⁱ, ULUSAL KONGRESİ^{iv}
16 - 22 EYLÜLⁱⁱ 1991ⁱⁱ • DEÜ •

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. t). Rektörlük binası anfilerinde gerçekleşecek Kongremizde 54'ü poster olmak üzere toplam 213 bildiri sunulacaktır.

İki 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, Mikrodalga ve Antenler ile Eğitim konuları ise ikinci ciltte yer almıştır.

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

üniversite-sanayi işbirliğinin geliştirilmesi ve Kongremize yansımalarının sağlanması amacı ile ilk kes oluşturulan Kongre Danışma Kurulunda, EMO ve üniversitelerin temsilcilerinin yanısıra 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. Beş kişilik jüri tarafından yapılacak değerlendirme sonucu üç sunucuya ödülleri kapanışta verilecektir.

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

Prof. Dr. Kemal ÖZMEHMET
Yürütme Kurulu Başkanı

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

DÜZENLEYEN KURULUŞLAR

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

YÜRÜTME KURULU

Kemal ÖZMEHMET (Prof. Dr. - Başkan)
Nihat ÖZGÜL (EMO - Koordinatör)
Teoman 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)
İbrahim ATALI	(EMO-ADANA)	Vuslat OZTOPÇU	(TRT)
Emir EİRGÜL	(EMO-BURSA)	Serhat ÖZYAR	(EMO-ANKARA)
Yurdakul CEYHUN	(TELETAŞ)	Muharrem SAYIN	(M.G.)
Sıtkı ÇİĞDEM	(EMO-İSTANBUL)	Hasan S. ŞİŞİKOĞLU	(PTT)
Orhan ERYOL	(PTT)	Necmi OYAR	(ETİ TAŞ)
Aykut GÜSAR	(SIMKO)	Cengiz ÜNDEYOĞLU	(TEK)
Cihan İLKER	(ASELSAN)	Turhan TUNALI	(EÜ)
Aydın KAYACIK	(ALPET)		

BİLİM KURULU

Abdullah ATALAR	(Prof.Dr.-BİLKENT)	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 ÖZMEHMET	(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 GÜRCEL	(EMO)	Erginer UNGAN	(Y. Doç. Dr. -DEÜ)
Kemal HALICI	(Prof.Dr.-Yü)	Yıldırım ÜÇTÜ3	(Doç.Cr.-ODTÜ)
Emre HARMANCI	(Prof.Dr.-İTÜ)	Zafer ÜNVER	(Prof.Dr.-ODTÜ)
Altunkırm HIZAL	(Prof.Dr.-ODTÜ)	Birgül YAZGAN	(Prof.Dr.-İTÜ)
Mithat. I DEMEN	(Prof.Dr.-TÜBİTAK)	Erdem YAZGAN	(Prof. Dr. -İİÜ ">
ÖscaN KALENDERDİ	(Y.Doç.Dr.-İTÜ)	Melek YÜCEL	(Doç. Dr. -ODT'J)
Haldun KARACA	(Y.Doç.Dr.-DEÜ)	Nusret YÜKSELER	(Proi'.Z:r.-İTu';

SOSYAL KURUL

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

No-t: Danışma Kurulu ve Bilim Kurulu alfabetik olarak dizilmiştir.

BILDIRILER

DOLAYLI ALAN YÖNLENDİRMELİ BİR ASENKRON MOTOR

HIZ KONTROL SİSTEMİ SİMULASYONU

E. Narlı, S. Bayındır, T. Oranc

D.E.ü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İzmir

ÖZET

Bu çalışmada, son yıllarda da motorlara alternatif olarak geliştirilen ve servo kontrol uygulamalarında kullanılabilen alan yönlendirmeli asenkron motorlar incelenmiştir. Voltaj ve akım beslemeli uç fazlı asenkron motorun lineer olmayan dinamik denklemleri senkron hızla dönen d-q eksenlerine göre oluşturulmuş ve sistemin kararlılığını bozmayan bir nümerik analiz yöntemi kullanılarak bilgisayarda çözülmüştür. Basamak giriş için motorun sürekli ve geçici hal durumları incelendikten sonra yazılan simülasyon programı ile sınırlandırıcılar ve PID(oransal-tümlevsel-türevsel) kontrol birimleri içeren dolaylı alan yönlendirmesi motora uygulanmıştır. Sistemin değişik yük durumlarında hız kontrolü, dinamik davranışı» PID denetleyicisinin hassas hız uygulamalarına etkisi incelenmiş ve simülasyon sonuçları verilmiştir.

I

1.Giriş

Asenkron motorların geri besleme ile hız kontrolü oldukça zordur ve klasik yöntemlerle yapılan kontroller sonucunda elde edilen sistemin performansı oldukça düşüktür /1/-/2/. Bunun en büyük sebebi asenkron motorun dinamik yapısının çok kompleks olmasıdır. Örneğin ikalar kontrol yöntemlerinden birisi olan voltaj beslemeli sürücülerde hem tork nemde hava aralığı akısı voltaj ve frekansın fonksiyonudur. Bu bağımlılık(kuplaj) motorun gecikmesiz ve salınmışız olarak kontrol girişlerine cevap vermesini engellemektedir. Bu yüzden de klasik yöntemlerle kontrol edilen asenkron motorlar, sabit hız uygulamalarında kullanılmaktadır.

Alan yönlendirme yöntemi ile tüm bu kısıtlamalar giderilebilir ve motor kontrolünün uyarılara gecikmesiz ve salınımsız olarak tepki göstermesi sağlanabilir. Bu yöntemle asenkron motorların performansı önemli ölçüde arttırılabilir. Ayrıca PID denetleyicileri yardımcıyla da sistemin basamak tep-

kisi daha da iyileştirilebilir.

Asenkron motorun senkron hızda dönen d(rect)-q(quadrature) eksenlere göre yazılmış dinamik modeli düşünülürse alan yönlendirme metodunun temel amacı i stator akım vektörünün, dönme momentini belirleyen i_o akım bileşeni ile magnetik alanı belirleyen i_s akım bileşeninden ayırmaktır (decoupling). Bu sayede asenkron motorlar ayrı uyarımlı de motorlar gibi davranmaya zorlanır ve bu bir kere başarıldıktan sonra gerikalan kontrol algoritması bir de motorunkiyle aynı olacaktır /1/-/2/-/3/-/4/. Pahalı, bakımı zor ve daha az güvenilir olan de motorlar yerine ucuz, daha sağlam, daha güvenilir ve az bakım gerektiren asenkron motorların kullanılması özellikle elektronikte ve yarı iletken teknolojisinde meydana gelen gelişmeler sayesinde mümkün olacaktır.

Burada yapılan simülasyonların amacı, gelecekte yapılacak deneysel çalışmaların sonuçlarının kestirimini sağ lıllı bir şekilde yapmaktır. Bu nedenle ilk önce sincap kafesli asenkron motorun senkron hızda dönen d-q eksenlerinde oluşturulan besinci dereceden lineer olmayan diferansiyel denklemleri sayısal analiz yöntemlerinden Runge-Kutta F-ehlberg yöntemi ile sayısal olarak çözülmüş ve dinamik modeli incelenmiştir. Daha sonra dolaylı alan kontrolü kullanılarak oluşturulan, sınırlandırıcılar ve PID kontrol bloğu içeren bir asenkron motor hız kontrol sisteminin blok diyagramı verilmiştir. Butun bunların yanı sıra simülasyon sonuçları da verilerek elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

2.Matematiksel Model

Sincap kafesli asenkron motorun senkron hızla dönen d-q eksenlerin deki genel dinamik denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$\frac{2}{P} J \frac{du_r}{dt} = T_e - T_l - B_m \omega \quad (1-a)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_e L_s \\ -\omega_e L_s & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} \quad (1-b)$$

Burada $\omega_e = \frac{2\pi}{60} n$, $\omega_e = \frac{2\pi}{60} n$, $\omega_e = \frac{2\pi}{60} n$ sıra başına (rt-r) elemlerindeki stator ve rotor akım ve gerilimleri, P kutup sayısı, ti atalet momenti, ω_e (acıG) hız, ω_e stator frekans, r elektriksel tork, T yuk torku, B surlünme katsayısı p ise türev terimidir. n, R, L, L sırasıyla stator ve rotor direne ve enduktanslar, M ise ortak enduktandır /1/-/5/. Aynı zamanda bazı akımlar ve akılar arasındaki ilişki ise;

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_d}{dt} + \frac{R}{L_r} \psi_d - \frac{M}{L_r} H_r \dot{i}_d + \omega_e \psi_q &= 0 \\ \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{R}{L_r} \psi_q - \frac{M}{L_r} H_r \dot{i}_q + \omega_e \psi_d &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

seklindedir. Burada $V_d, V_q, V_d, V_q < J$ eksenlerinde*ı akılar ψ_d, ψ_q ise (M-CI) dir. Sorulduğu gibi denklem sistemleri tamamen nonlineerdir/1/.

Motorun basamak tepkisini gözleyebilnwk için (1) ve (2) denklemlerinin incelenmesi gerekir. Peqisk'tilerm katsayıları zamanla değıştiğı için klasik cebirsel çözümlere yöntemleri kullanılamaz. Bunun yerine mo-delin dinamitinin incelenmesi amacıyla bir çok nümerik yöntemler kullanılmıştır. bdi yöntemlerin çözümlerinde esnasında yarattığı kararsızlık oldukça ilginçtir, tuler ve klasik Runge kutta gibi popüler nümerik a-nalız yöntemlerinin bazen denklem sistemin kararsız yaptığı görülmüştür, fon verimli yöntemlerden birisi ise hata kontrolü yaptığı için Hunge Kutta Kehlberg dir.

3. Dolaylı Alan Yönlendirilmiş Kontrol (Uecoupling Cantro I)

Dolaylı ve dolaysız olmak üzere iki temel alan yonondırma yöntemi vardır /1/-/2/.

Aralarındaki fark eklenir: UMI-I I ... aında kullanılan CMSI.

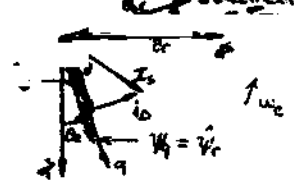
veklör sinyallerinin ... küynsklannaktadıv. Dolayısıyla ... dirmesinde ru sinyail>ı ... Meulen akılar yardımıyın ... terminal akın ve gerilimleri ... elde edilir. YRIIII; bu y-n, ... MK Ü ... lar da sorunlar fıkiısktır. bınur. y-r ... sinyallerin harmonik ... fur ... i ... M ... prob' emilere yolnemsktMIr. Oni-n ... t'it.re yerleştirmek ise kont.r ... i ... bozmaktadır/1/. Buradaki oalçmaıflı lu; ... nılan dolaylı alan yönlendirme ... i y<, < ... de motor hızı temel kontrol eleman 10 r ... bu tür sorunlar yoktur. Dolayısıyla L sıan ... lendirmesi ile »senkron motorun rlinami ... den kaynaklanan hean-n hemun, olvir ... luklar giderilebilir ve de int-r ... lili ... kontrol edilebilir. Yulnu motor ... lili ... nin sürekli izlenmesi «Tek ... i ... r ... direncinde samana m-ydsntt t; ... d-MI ... l-r kontrolü etkilei-kı>d II .

Ayrı uyartımı bir de inotorun tork deklemleri

Seklindedir. Burada i aruatur akını, haşka bir deyişle akının tork bilfrs'i i <r iae rotor alan akışıdır. Bir asenkron »olorun tork denklemi ise

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{M}{L_r} (\dot{i}_d \psi_q - \dot{i}_q \psi_d) \quad (4)$$

Seklindedir. Şekil-1'de gösterildiği gibi



Şekil-1. Dolaylı alan yönlendirmesi için vektör diyagramı

rotor akısı vektörünün <j ekjii-ni ... Acık-tılarak yapılan rotor akısı ... ilaesi sonucu tork denklede

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{M}{L_r} \dot{i}_d \dot{i}_q \quad (5)$$

olmaktadır. Buda (3) denklem inde \-eri ... demotorun tork denklemin e-d. ... At-lında dolaylı alan yönlendirmesi ... rekli olan bilginin elde ... veyahava aralığı akısıyor. L ... I ... temlerinde daha kolaydır. Ar, ... ler bazı kararsızlık p-obl-m ... tadır. Bu nedenle pek kullan. ...

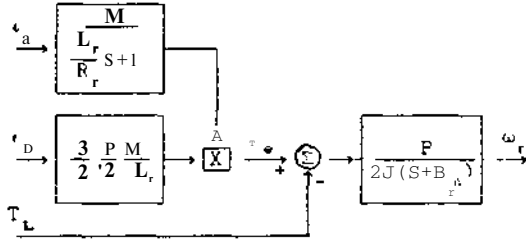
Aynı zamanda rotor akısı yonif>li-a- ... 3-

yesiride (i) denklemleri

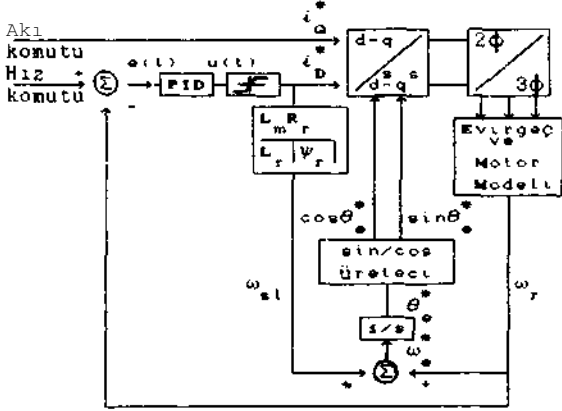
$$-\frac{M H_r}{L_r} \epsilon_D + \omega_{sl} \psi_r = \frac{L_m f_r}{L_r} i_D$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_r - \frac{M P_r}{L_r} \omega = 0$$

şeklini alır. Bu durumda dolaylı alan yönlendirmesi sonucu elde edilen motor modeli şekil-2'deki gibi olmaktadır. Görüldüğü gibi motor modeli ayrı uyartımlı de motor ile aynıdır. Şekil-3 asenkron motorun dolaylı kontrolünü göstermektedir. Bu skim



Şekil-2. Dolaylı alan yönlendirmeli motor modeli



Şekil-3. Alan yönlendirmeli hız kontrol sistemi.

kontrollü servo-kontrol sisteminde <- is-
tenen akı için akım girişi i_D ise hız kontrol çeviriminden elde edilen tork bileşenidir. Kontrol sisteminde özellikle kalkış anında ve hız kontrol bilgisindeki ani değişimler esnasında motora alan yönlendirmesi yapılabilmesi ve alan kontrolünde tutulabilmesi için yüksek akımlar gerekmektedir. Bu pratikte hem motorun hem de yarı iletkenlerin sınırları açısından olanaksızdır. Burada önerilen kontrol sisteminin gerçeğe olduğunca sadık olabilmesi açısından hız kontrol döngüsünde olduğu gibi sınırlandırıcılar kullanılmıştır. Fakat bu tür kısıtlamalar sistemin hem ç-

alışma sınırlarını daraltmakta, hem de sistemin basamak tepkisini yavaşlatarak kontrolün (a-: u i m a-: l n ; ı s l e b f - l n s k t a d ır. S i s t e m i n b a s a m a k t e p k i s i n i t u z l a n d ı r m a k v e k ı s ı t l a m a l a r ı g r i d e r m e k. k ı s a e a s ı s i s t e m i n p e r f o r m a n s ı n ı y ü k s e l t m e k i ç i n b i r P I D d e n e t l e y i c i s i k u l a n ı l m ı ş t ır.

Asenkron motor kontrol sisteminin kalkış anındaki basamak tepkisi ve Şekil-2'deki verilen motor modeli incelendiğinde modelin ikinci dereceden olmakla beraber bas-
kın yapının birinci dereceden olduğu görülmektedir. Bu nedenle hata sinyali bir p kazancı ile çarpılıp sistemin kutbu sol yarı düzleme çekilerek tepkisi hızlandırılabilir. Aynı zamanda sürekli hal hatasının ve yüksek frekans gürültüsünün azaltılması için ise bir Ktümlüsel denetleyici) kullanılabilceği anlaşılmaktadır. Yalnız bu, sistemin tepkisinin yavaşlamasına yolaçacağından D(türevsel denetleyici) kullanmak gerekmektedir. Sonuç olarak, bir PID denetleyicisinin yardımıyla kontrol sisteminin performansının iyileştirilebileceği görülmektedir. Genel olarak bir PID denetleyicisinin denklemi (7) deki gi-

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(s) ds + T_d \frac{de}{dt} \right] \quad (7)$$

bidir. Zeigler-Nichols Basamak Tepkisi Metodu kullanılarak buradaki katsayılar;

$$K_c = 4.25, K_c/T_i = 211, K_c T_d = 0.02$$

olarak bulunmuştur /6/. Yalnız bu değerler motorun kalkış anındaki tepkisinden elde edilmiştir. Nevarki, iğışik zamanlarda hız komutu girişindeki ve yük torkundaki değişimlerde gözönüne alınarak bir PID kontrolü yapmak gerekmektedir. Bunun için teorik olarak bulunan katsayılar temel alınarak en iyi performansı verecek katsayılar deneme yanılma yöntemi ile;

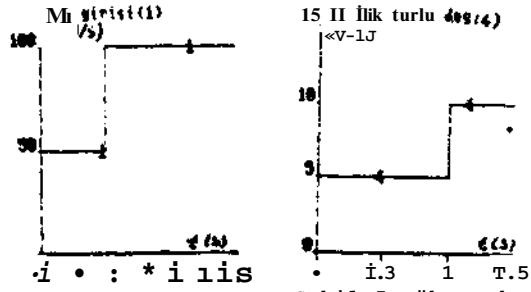
$$K_c = 4.1, K_c/T_i = 2.5, K_c T_d = 0.01$$

olarak tesbit edilmiş ve simülasyonlar bu katsayılarla göre yapılmıştır.

4. Simülasyon Sonuçları

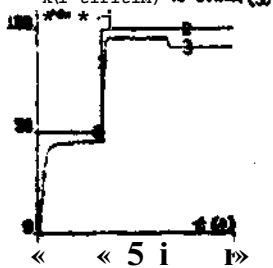
Kontrol sisteminin performansını kestirmenin en iyi yolu gerçeğe en yakın bir model yardımıyla öngörülen sistemi incelemektir. Bu nedenle ilk önce Şekil-3'de verilen sistem PID denetleyicisi yokken değişik hız komutları ve yük durumları için incelenmiştir. Elde edilen çıkışlardan birisi Şekil-6'da verilmiştir. Şekil-4'de hız komutunda yapılan, Şekil-5'de ise yük torkunda yapılan değişiklikler görülmektedir. Aynı zamanda asenkron motorun basamak girişe verdiği cevabın rahatlıkla görülebilmesi için Şekil-6'da çıkış hızı ile hız komutu girişi üst üste çizilmiş-

tir. Şekildende görüldüğü gibi kontrol sistemi hız ve yük değişimlerine yavaş cevap vermekte ve sürekli durumda hatalar oluşmaktadır.

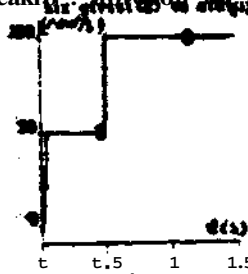


Şekil-4. Hız komutu

Şekil-5. Yük torku



Şekil-8. Asenkron motorun hız ve çıkış (3) grafiği



Şekil-7. PIO kontrol ile asenkron motorun hız ve çıkış (3) grafiği

PID denetleyici varken aynı sistemde Şekil-4. ve 5.'daki girişler uygulanan ve elde edilen çıkışlardan birisi Şekil-7. de verilmiştir. Bununla birlikte istenilen cevabı tü olumsuzluklara rağmen daha hızlıdır ve sürekli hal hatası çok daha azdır.

Sonuç:

Dolaylı alan yönlendirmeli bir asenkron motor kontrol sisteminin basamak tepkisi sistemin kararlılığını etkilenen bir nümerik analiz yöntemi yardımı ile simüle edilerek incelenmiştir. PID denetleyicisi kullanılarak motorun sadece yol alması değil, sürekli çalışma sırasında gerek besleme kaynağından, gerek yük tarafından, gerekse motordan gelen bozucu etkiler ve sınırlandırmalar kolaylıkla giderilmekte-

dir. Geri beslemede sadece ölçülen motor hızı bilgisi kullanılmaktadır. Sistemin, in vo sinülasyonun gerçeğe yakın olması için sınırlayıcılar kullanılmıştır. Tun BH⁺-IJ- malar ve kısıtlamalara ilişkin TID Jv... leyicisi sistemin performansını oldukça yükseltmiştir. Yalnız simülasyonlar sırasında rotor direncinin zamanla değiştiği varsayılmıştır. Rotor direncinin etkisi v-etkinin giderilmesi için gerekli yöntemler ileriki yazılarda incelenecektir.

Referanslar:

- /1/ Bose, B.K., Power Electronics and AC Drives, Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1987.
- /2/ Bose, B.K., Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines, IEEE Trans. Ind, Electronics, Vol. 35, No. 1, Feb. 1989.
- /3/ Ho, E.Y.Y., Sen, P.C., Decoupling Control of Induction Drives, IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 35, No. 2, May 1988.
- */ Sathikumar. S., Vithayathil, J.. Digital Simulation of Field Oriented Control of Induction Machines, IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. IE-31, No. 2, May 1984.
- /5/ Hancock. R.K.. Matrix Analysis of Electrical Machinery, Prentice-Hall, 1974.
- /6/ Astrom. K.J., Wittenmark B., Adaptive Control, Addison-Wesley Pub., 1989.

AKIM VE GERİLİM ÖLÇÜMÜYLE ASENKRON MOTORDA ALAN YÖNLENDİRME:
MODEL VE PRATİK SORUNLAR

E. Akın, H.B. Ertan*, Y. Üçtuğ*

Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü-Elazığ
«ODTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü-Ankara

ÖZET

Bu bildiride, asenkron motorların alan yönlendirmeli kontrolü için kontrol değişkeni olarak stator akışını kullanan bir yöntem tanıtılmaktadır. Stator akımının d- ve q- bileşenlerinin tam ayrıştırılmasını sağlamak için rotor akışının konum bilgisine gerek duyulur. Bu bilginin makinenin stator tarafındaki akım ve gerilim ölçümlerini kullanarak hesaplanan stator akışının konumu üzerinden elde edilmesi hedeflenmiştir. Bu yöntemle, hesaplamalarda rotor direnci değerine bağımlılıktan ve mil kodlayıcı kullanımından sakınılmıştır. Bildiride model tanıtıldıktan sonra, hazırlanan bilgisayar programından elde edilen bazı sonuçlar verilmiştir.

1. GİRİŞ

Sağlamlığı, ucuzluğu ve bakımının kolaylığı gibi üstünlükleri olan asenkron motor alan yönlendirmeli kontrol ile denetlendiğinde, yüksek performans uygulamalarında DA motorlarına göre tercih edilir duruma gelebilmektedir.

Dolaylı ve dolaysız olan yönlendirmeli (vektör kontrol) kontrol uygulamalarında, kontrol değişkeni genel olarak stator gerilimleri veya akımlarıdır. Ancak stator akıları da kontrol değişkeni olarak kullanılabilir /1/, /2/. Bu amaç ile ayrıştırma yapılırken moment ve rotor akısı denetimini bağımsız olarak sağlayabilecek stator akı bileşenlerinin belirlenmesi gerekmektedir.

Bu çalışmada, rotor akısı alan yönlendirmesi yapılırken, kontrol değişkeni olarak stator akılarını kullanan bir model sunulmaktadır. Bu modelde moment ifadesi, rotor akısı ile eşzamanlı dönen eksen sisteminde stator akıları cinsinden yazılmaktadır. Rotor akısı denetimi ve moment denetimi için seçilen referanslar, (rotor akı bilgisi kullanılarak), faz ve komutator dönüşümleriyle üç faz referansları elde etmede kullanılır. Bu referans değerler, stator tarafındaki ölçümlere

dayalı hesaplamalardan elde edilen gerçek akı işaretleri ile karşılaştırılmakta ve bang-bang kontrollü evirgece uygulanmaktadır. Bu yöntemdeki temel sorun stator direnci değerinde ısınma sonucu meydana gelebilecek değişimlerin hesaplama sonuçlarını etkilemesidir. Bu direnci değerinin nasıl ölçülüp düzeltilebileceği alt bölüm 2.2'de tartışılmaktadır.

Sunulan yöntemin temel avantajı hız ölçümüne gerek duyulmamasıdır.

2. ALAN YÖNLENDİRME İÇİN KULLANILAN MODEL

Bu bölümde yukarıda özet olarak anlatılan alan yönlendirme yönteminin dayandığı matematiksel model verilecektir. Bir sincap kafesli üç fazlı makina rastgele dönen eşzamanlı eksen sisteminde aşağıdaki gibi gösterilebilir /3/:

$$v_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \psi_{qs} + p \psi_{ds} \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \psi_{ds} + p \psi_{qs} \quad (2)$$

$$0 = R_r I_{dr} - \omega_s \psi_{qr} + p \psi_{dr} \quad (3)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \omega_s \psi_{dr} + p \psi_{qr} \quad (4)$$

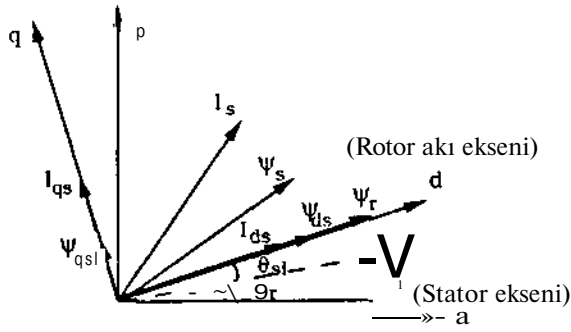
$$T_m = (3P/4)(M/L_r)(I_{qs}\psi_{dr} - I_{ds}\psi_{qr}) \quad (5)$$

Diğer yandan eğer rotor akısı eşzamanlı dönen eksenin d-bileşeni ile çakıştırılacak şekilde kontrol edilirse (Şekil 1'e bakınız) bu durumda moment stator akımının q-bileşeni ile bağımsız olarak kontrol edilebilir. Doyum etkilerini ihmal ederek, momenti aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$T_m = k_t \psi_r I_{qs} \quad (6)$$

Rotor akısı sabit tutulduğunda motor momenti serbest uyarmalı DA motorunda olduğu gibi doğrudan denetlenebilir. Rotor akısı d-ekseni bileşeni ve stator akımı d-bileşeni arasındaki ilişki eşitlik 7'deki gibidir.

$$p \psi_{dr} + (R_r/L_r) \psi_{dr} = \omega_s \psi_{qr} \quad (7)$$



Sekil 1. Asenkron makinanın vektör diyagramı

Yukarıdaki denklem rotor akısının bir gecikme ile I_{qs} tarafından denetlenebileceğini gösterir.

Alan yönlendirmesi yapılırken kullanılan kontrol değişkeni olarak stator akımları, stator akımları cinsinden de ifade edilebilir. 0 zaman denklem (1)-(5) den, yukarıda ortaya konulan rotor akısı alan yönlendirmesi için aşağıdaki bağıntılar bulunabilir.

$$i_{ds} = [M\omega / (\omega - 1) T_p + M T_p / (\omega - 1) p] \psi_r = (K_1 + K_2 p) \psi_r \quad (8)$$

$$\hat{i}_{qs} = t M^2 / (\omega - 1) L_r i_{ds} = K_3 i_{qs} \quad (9)$$

burada $T_p = L_r / \omega$

$$K_3 = L_s L_r / (L_s L_r - M^2)$$

Bu durumda moment denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir

$$T_m = K_2 * r * q_s \quad (10)$$

(8), (9) ve (10) nolu denklemlerden motor momentinin, stator akısının q-tileşeni ile denetlenebileceği görülmektedir. Bu mde' aracılığı ile rotor akısı alan yönlendirmesinin nasıl gerçekleştirileceği Şekil 2'deki ilke şemasında gösterilmektedir. Görüldüğü gibi rotor akısı seviyesi stator akısının d-bileşem ile denetlenirken, moment ise q-bileşem tarafından denetlenir. Bu şemaya ilişkin ayrıntılar ileriki bölümlerde ele alınacaktır.

2.1. Rotor Akı Bilgisinin Elde Edilmesi:

Bir önceki bölümde sözü edildiğin özelliklerin sağlanabilmesi rotor akısının konum bilgisinin doğru bir şekilde elde edilmesine bağlıdır. Rotor akısı konumunu ölçmek veya tahmin etmek için farklı yöntemler literatürde sunulmuştur /3/. Yapılan çalışmalarda, rotor akı bilgisi elde edilirken, en az ölçücü kullanan ve makina parametrelerine bağımlılığı az olan yöntemlerin kullanılması amaçlanmaktadır.

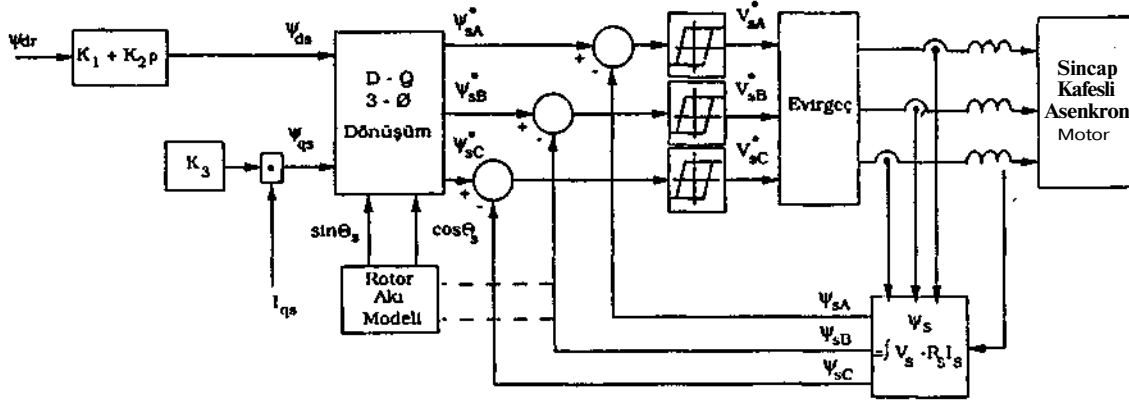
Bu çalışmada kullanılan tahmin yöntemi stator gerilim ve akım ölçmeleri üzerine oturtulmuştur. Bu yolla, rotor akısı bilgisi hız ölçümüne gerek kalmadan ve rotor direncine bağımlı olmaksızın belirlenebilir. Stator akısı stator akım ve gerilimine göre ve makina parametrelerini kullanarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$*s = (V_s - R_s i_s) / \omega \quad (11)$$

ve rotor akısı, stator akısından hesaplanabilir:

$$U_r = L_r / M (i_{ds} - \omega L_s i_s) \quad (12)$$

Statorda iki fazın akım ve gerilimleri ölçülerek rotor akısı konumu hesaplanabilir. Bu bilgi yardımıyla komutator dönüşümü gerçekleştirilerek



Sekil 2. Alan yönlendirmeli asenkron motor kontrol sistemi.

modelde öngörülen stator akısının hangi değerlerde olması gerektiği bulunabilir.

Şekil 2'de görülen sistem denetim şemasında böylece referans stator akısı değerleri (I_{SA} , I_{SB} , I_{SC}) denklem 11'den

hesaplanan motorda o andaki akı değerleriyle karşılaştırılarak evirgeç için gerekli referans işaretler üretilebilir.

2.2. Stator Direncinin Düzeltilmesi

Denklem 11'den görüldüğü gibi stator akısının doğru hesaplanması stator direncinin kesin bilgisini gerektirir. Stator direncinin değeri ise sıcaklıkla yavaş olarak değişmektedir. Bu değişim örneğin B sınıfı izolasyonlu motorlarda 80°K'lık sıcaklık yükselmesinde «34 mertebesinde ve mutlaka hesaba katılmalıdır. Soğuk olarak ölçülen DA direncinin değeri ya motorun sıcaklığını ölçerek ya da stator akımları ve gerilimleri üzerindeki ölçmeler yardımıyla düzeltilir. Motor sıcaklığı makinaya bir sıcaklık duyargası eklenerek elde edilebilir. Ancak motorun yapısına eklenen böyle bir eleman genel olarak tercih edilmez.

Stator direncinin düzeltilmesi için stator akımının referans ve gerçek değerleri arasındaki farktan yararlanılabilir /4/. Ancak bu durumda rotor direnci değişimden kaynaklanan ek hatanın düzeltilmesi gerekecektir. Diğer bir yol olarak makinenin doyumda çalışması koşulunda geçerli olan, hava aralığı akısı bilgisinin stator geriliminin üçüncü harmoniğinden elde edilebilmesinden hareket ile, stator direncini kullanarak hesaplanmış hava aralığı akısının üçüncü harmoniği ile ölçülmüş stator geriliminin üçüncü harmoniği arasındaki faz ilişkisi kullanılabilir /5/.

Bu çalışmada, stator direncinin düzeltilmesi için stator akımının yükselme hızının kullanılması amaçlanmıştır. Kaçak indüktansların sabit olduğu varsayımı ile, sürekli durumda zıt e.k.k.'in değişiminin yavaş olduğu sıradaki ölçme ve hesaplamalar yardımıyla stator direnci değeri elde edilecektir.

3. EVİRGEÇ ANAHTARLAMA FREKANSI

Alan yönlendirme yöntemi hem akım hem de gerilim kaynağı evirgeçleri ile birlikte kullanılabilir. Alan yönlendirmenin başarısı denetim yöntemi ile üretilen referansların evirgeç tarafından gecikmesiz sağlanabilmesine bağlıdır. DGM (Darbe Genişlik Modülasyonu) tekniklerine göre, evirgeç denetiminde bang-bang kontrolün uygulanması, üretilmiş referansların

doğrudan kullanımı ve gecikmesiz sağlanabilmesi ile çok daha uygun olur. Bu durumda kullanılan evirgeç anahtarlama frekansı, DA ara gerilimi, histeresis bandı, makina kaçak indüktansı ve zıt e.m.k seviyesi ile belirlenir. Zıt e.m.k'nın en düşük olduğu yol alma durumunda, en yüksek anahtarlama frekansı oluşur ve bu frekans,

$$f_e = \frac{V_{da}}{gh.L} \quad (13)$$

ile belirlenebilir /3/. Evirgeç tasarımı sırasında DA ara geriliminin evirgeç referanslarını sağlayabilecek bir alt seviyede seçilmesi gereklidir. Histeresis bandı ise gerçekleştirilebilir bir anahtarlama frekansındaki, uygun akım harmonik distorsiyonu sınırlarını sağlayacak şekilde belirlenmelidir. Bu çalışmada üç bağımsız histeresis denetleyici evirgeç kullanılacaktır. DA gerilim seviyesinin ve histeresis bandının belirlenmesi için çalışmalar sürdürülmektedir.

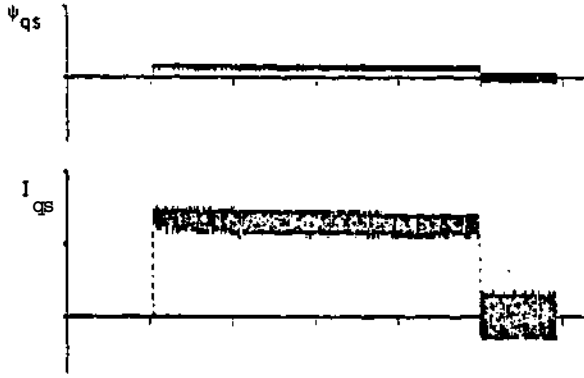
4. MİKRODENETLEYİCİ SEÇİMİ

Alan yönlendirme kontrolün performansı büyük ölçüde mikroişlemci hesaplama zamanına bağlıdır. Bu zamanı etkileyen iki temel faktör kontrol yönteminin karmaşıklığı ve kullanılan mikrodenetleyicinin hesaplama hızıdır. Ayrıca hesaplama zamanı yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama frekansının belirlenmesinde önemli rol oynar. Bu çalışmada TMS 320C14 DSP tipi mikrodenetleyici, 16 bit işlem yapabilmesi, yüksek hesaplama hızı ve çalışma sırasında sistem parametrelerini düzeltmek için uygun mimari yapısından dolayı tercih edilmiştir. Mikrodenetleyici 25-6 MHz saat frekansına sahip olup amaçlanan kontrol yöntemi için hesaplama zamanı 120 us olarak hesaplanmıştır. Uygulama sonucu performans/fıat. açısından hangi tip bir mikroişlemcinin en uygun olabileceği ayrıca değerlendirilecektir.

5. SİMULASYON SONUÇLARI

Amaçlanan sistemin simülasyonu için bir bilgisayar programı hazırlanmıştır. Bilgisayar simülasyonu ile elde edilmiş bazı sonuçlar Şekil 3, 4, 5 ve 6 da sunulmuştur. Simülasyonlarda evirgecin ideal anahtarlardan oluştuğu varsayılmış ve makina parametrelerinin simülasyon boyunca değişmediği kabulü yapılmıştır. DA ara gerilim seviyesi 1 p.u'dur. Sonuçlar 10 Ms'lik iterasyon adımı ve X1 histeresis bandı kullanılarak bulunmuştur.

Şekil 3 de stator akı ve akımının q-bileşenlerinin değişimleri $T_e = 1.6$ p.u'luk

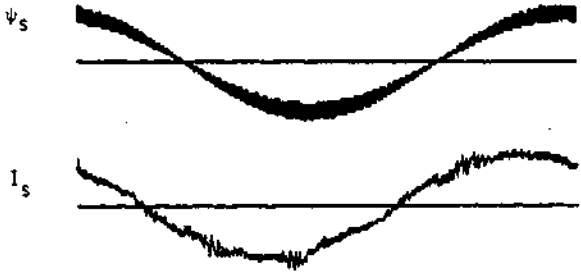


Şekil 3. Hesaplanmış ψ_{qs} ve I_{qs} moment için verilen $\psi_{qs} = 0.15$ p.u, referansa karşılık olarak verilmektedir. Şekil 4 motorun bir fazına ilişkin terminal gerilimi ve stator akı referansını göstermektedir.

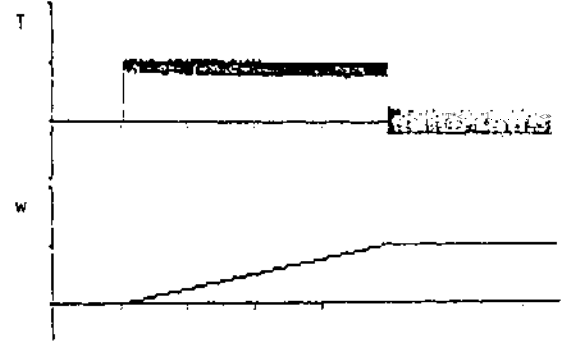
Şekil 5 stator akısının ve akımının gerçek değerlerini göstermektedir. Nominal akıdaki çalışmada moment ve hız değişimleri Şekil 6 da sunulmuştur. Moment, görüldüğü gibi, referansını anlık olarak izlemektedir.



Şekil 4. A-fazı stator gerilimi ve akısı referansı.



Şekil 5. A-fazı stator akısı ve akımı.



Şekil 6. Makina moment ve hızı.

6. SONUÇ

Bu bildiriye stator akılarını kullanan bir dolaylı alan yönlendirme yöntemi tanıtılmaktadır. Rotor akısının konumu makinanın stator tarafındaki ölçmeler ile belirlenmektedir. Yöntemin uygulanmasında rotor direnci ve hız ölçümü bağımlılığı aşılmıştır. Stator direncinin düzeltilmesi ile ilgili bir öneri sunulmuştur.

EK

Simulasyon programında kullanılan motor parametreleri

$$V_s = 220 \text{ V} \quad r_s = 0.02012 \text{ p.u.}$$

$$S = 2.2 \text{ kVA} \quad r_r = 0.0377 \text{ p.u.}$$

$$x_{in} = 1.2086 \text{ p.u.} \quad f = 60 \text{ Hz}$$

$$X_{is}^* = x_{j^r} = 0.03847 \text{ p.u.} \quad J = 0.754 \text{ p.u.}$$

$$P = 2$$

REFERANSLAR

- /1/ Tuttas, C, "Field Oriented Control of Asynchronous Machines by System Inversion", EPE. Aachen, 1989.
- /2/ Akın, E., Ertan, H.B., Üçtuğ Y., "An Indirect Method for Field Oriented Control of Induction Motor" MCED'91, Marseille, 1991.
- /3/ Lipo, A.T., et.al., Field Orientation and High Performance Motion Control: WEMPEC, 1989.
- /4/ Harashima, F., et.al. "Control Robustness Against Motor Parameter Variations in Induction Motor Drive" Proc. of Int. Conf. on Evolution and Modern aspects of Induction Machines, Torino, 1986.
- /5/ Hilliams, B.W., Green, T.C. "Steady-state Control of an Induction Motor by Estimation of the Stator Flux Magnitude" IEE Proceedings B, Vol.138-2, 1991.

**İHVİT ZKB İLE BESLİNSİN HIZ ATAKLI A SENKRON İÜTOH TAHRİK
SİSTEHİNİN (d-q) MODELİ İLE İNCKLKNU3Sİ**

İ. Döşeyen, K. Halıcı, H. Sarul

T.O. KOu Jale. Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul

ÖZET

Burada, bir kar* dalga gerilla kaynağı in-
•erterli 11« kafa rotorlu aaaakron aotordan
meyamma galam tahrik aiatalnın d-q dun»
•eakleml aodall alda adllaaktadır. önce
imverter va motorun d-q aodalleri ayrı ayrı
ala alınmaktadır.

1. GİMİŞ

Saakroa döaem 4-o,-« rafaraaa «kaanları ais-
temlin, altaraatif akia aaklaalarının ma-
taamtlk modellamaealade büyük basitleştirme
maflaaakla, kararlılık, optlmzaayon v.s.
•••••Lislarlaa kolaylık getirdiği, ve bilhae-
aa kontrol alataal aodalları geliştiraede
aletem danklaalarını baaltiaftiraak için an
elverişli bir takalk olduğu blinaaktadır.
lurada, bir kara dalga garilla kaynağı in-
varteriadea b«8İan«n aaaakronı motorlu tah-
rik sistemi, adı gaçen referans eksenlerine
göre modallaama açıaiadan ela alınaaktadır.

fm ttat T* alt alageler kullanılmıştır:

- Sınıt 4-ç.-* rafaraaa eksenlerine göre olan belirtmelerde (a) Hat simgesi,
- Tankına dönen 4-q-a referans eksenlerine göre olaa belirtmelerde (e) Sat siagesi,
- (t) va (d) raf arama ekeemierine göre sta-
tor tarafı deflakenleri İÇim (qs) ve (da)
alt als«el*ri, rotor tarafı değışkenleri
içim («r) ve (dr) alt aimgeleri.

**İ. KUE MUM CmtLSM KAIMADI ÖTTERTERÖDİ
d-q MODELİ**

İavartmrlm, ideal bir kar* aal«a gerilim
kaymağı İnvartari olduğa kabul edilmiştir*.
İmverter grimlaMci aefra «erilim E ile
gāatarillree, aıalt 4-q-m referaaa eksenleri
aiatmmımda çıkım gerilimi t ve d bileşenleri
S eimaimdam aOyl* yazılabilir:

* Aynı yazarların «Cmmr«ya anralmı "Eç
aslı lir Ulu «aklmaımı •ealeyam ideal
Kare Dal«a Gerilim laymafi İarartTlnla
d-q Slataalad* amaliz!• adla makale.

$$v_{qs} = \frac{2E}{\pi} \cos \alpha_{qs} \quad (1)$$

$$i_{ds} = \frac{2E}{T} \sin \alpha_{ds} \quad (2)$$

Burada g_{qs} ve g_{ds} anahtarlama fonksiyonları-
dır (Diğer bir deyişle, V_{qs}^* ve V_{ds}^* çıkış
gerilimlerini elde etmek üzere E doğru geri-
llalni modüle eden zaman fonksiyonları).

Kare dalgalı V_{qs}^* ve T_{ds}^* gerilialerinin Fou-
rier serisi acımalarından, anahtarlama
fonksiyonları için şu ifadeler çıkar:

$$e_{qs}^* = \cos \omega_e t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_e t - \frac{1}{7} \cos 7\omega_e t \\ - \frac{1}{9} \cos 9\omega_e t + \frac{1}{11} \cos 11\omega_e t - \frac{1}{13} \cos 13\omega_e t \\ + \dots - \dots + \dots \quad (3)$$

$$e_{ds}^* = -\sin \omega_e t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_e t - \frac{1}{7} \sin 7\omega_e t \\ - \frac{1}{9} \sin 9\omega_e t + \frac{1}{11} \sin 11\omega_e t - \frac{1}{13} \sin 13\omega_e t \\ + \dots - \dots + \dots \quad (4)$$

İavarter çıkış geriliminin teael dalpa
açıaal frekansıdır. Periyodik anahtarlama
fonksiyonları Şekil 1'de çizilaştır. Sabit
referans eksenleri sisteminde kare dalga
İnverterinin d-q modelini temsil eden devre-
ler iae Şekil 2'de görölmektedir.

İnverter çıkış gerilimi denklemlerinin sa-
bit d-q sisteminden senkron hızda dönen d-q
aiatamime transformasyonu ile

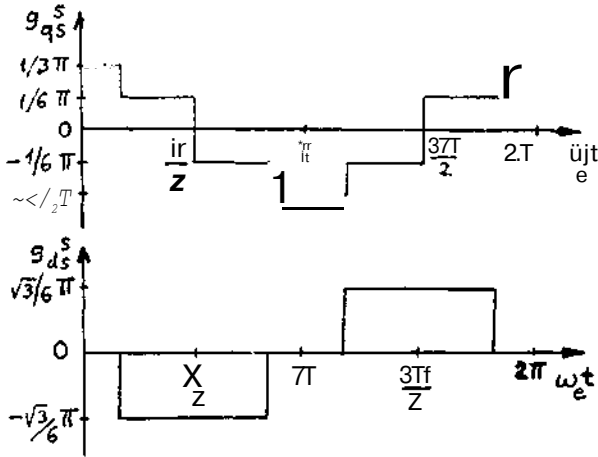
$$v_{qs}^* = \frac{2E}{\pi} \cos \alpha_{qs} \quad (5)$$

$$v_{ds}^* = \frac{2E}{\pi} \sin \alpha_{ds} \quad (6)$$

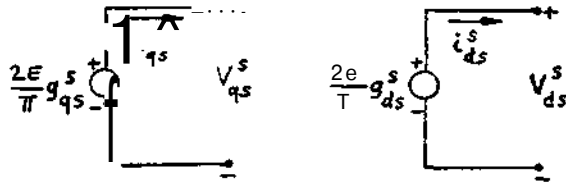
$$i_{ds} = 1 - \frac{2}{145} \cos 2\omega_e t + \dots \quad (7)$$

$$e_{ds}^* = \frac{12}{75} \sin 6\omega_e t - \frac{24}{145} \sin 12\omega_e t + \dots \quad (8)$$

alâ* edilir.



Şekil 1. Sabit d-q referans eks. sisteminde anahtarlama fonksiyonları g_{qs}^s, g_{ds}^s



Şekil 2. Sabit ref. eks. sisteminde kare dalga ger. kaynağı inverterinin d-q modeli eşdeğer devreleri

Veya aynı transformasyon doğrudan doğruya anahtarlama fonksiyonlarına uygulanarak

$$e_{qs}^e = g_{qs}^s \cos \omega_e t - g_{ds}^s \sin \omega_e t \quad (9)$$

$$e_{ds}^e = g_{qs}^s \sin \omega_e t + g_{ds}^s \cos \omega_e t \quad (10)$$

yazılabilir. Senkron hızda dönen d-q ref. eksenleri sistemindeki bu anahtarlama fonksiyonları Şekil 3'te, inverter d-q modeli eşd. devreleri Şekil 4'te görülmektedir.

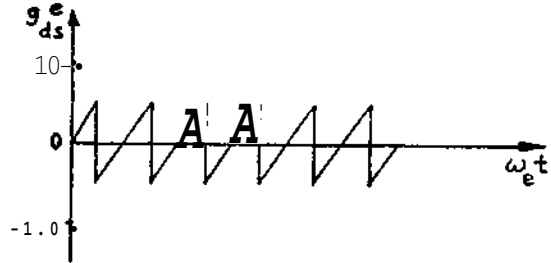
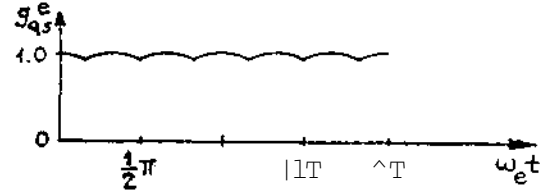
Inverterin kare dalga çıkış gerilimindeki harmonikler, meselft tahrik sistemine uygulanacak kontrol sistemi analiz ve simülasyonlarına karışıklık getirecektir. Bu harmonikler ihmal edilirse, analiz yine de makul bir yaklaşıklık içinde kalır ve anahtarlama fonksiyonları ile çıkış gerilimi bileşenleri şu pratik değerleri alır:

$$i_{qs}^e \approx 1.0, \quad \frac{di_{ds}^e}{dt} \approx 0 \quad (U), \quad (12)$$

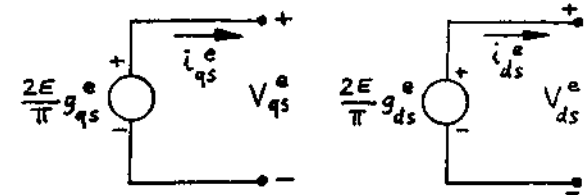
$$v_{ds}^e \approx 0 \quad (13), \quad (14)$$

B

Buna göre, pratik olarak perilimin sadece q bileşeni mevcut olacak ve bu da girişteki E doğru geriliminin büyüklüğü üzerinden kontrol edilebilecektir.



Şekil 3. Senkron dönen d-q sisteminde anahtarlama fonksiyonları g_{qs}^e, g_{ds}^e



Şekil 4. Senkron dönen d-q sisteminde inverter modeli eşdeğer devreleri

3. ASEHKROK MOTORUN d-q MODELİ

Kafes rotorlu ideal simetrik asenkron motor esas alınmıştır. Yani şu kabuller geçerlidir:

- 1- Stator ve rotor devrelerinde dengeli sinüsoidal akımlar ve hava aralığında sinüsoidal bir mmk dalgası.
- 2- Uniform hava aralığı.
- 3- Lineer magnetik devre.
- 4- Sıcaklık ve frekansla değişmeyen direnç.

Rotor büyüklükleri stator tarafına indirgenmiş olarak kullanılmış ve gerek gerilim, gerekse Moment denklemleri bağıl (per unit) değerlerle ifade edilmiştir.

Gerilla, moment ve hareket denklemleri üzerinde gerekli işlemler, a-b-c faz sisteminde senkron dönen d-q-n sistemine transformasyon ve motor d-q akımları ile rotor hızını durum değişkenleri olarak almak suretiyle aşağıdaki ifadeye ulaşılır:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \vec{i} \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\vec{v}}{\omega_b} \right) \end{bmatrix} = A \vec{i} + B \begin{bmatrix} \vec{v} \\ H_y \end{bmatrix} \quad (15)$$

Burada

$$\begin{bmatrix} \vec{i} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{qs}^e & i_{ds}^e & i_{qr}^e & i_{dr}^e \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{v} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_{qs}^e & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

ω_r = rotor 'elektrikl' açısıl hızı *» pU_n

(ω_n = rot. mek. açısıl hızı, 2p = kut. sayısı)

ω_b = baz elektrikl açısıl hız = 2 π f_b

(f_b = sistem nominal frekansı)

H_y = yük acenti

$$A(i) = \begin{bmatrix} -cR_s x_r' & -\omega_e & c\omega_e x_m & 0 & -c x_m a_{11} \\ \omega_e & -cR_s x_r' & 0 & cR_r' x_m & c x_m a_{22} \\ cR_s x_m & 0 & -cR_r' x_s & -\omega_e & c x_s a_{11} \\ 0 & cR_s x_m & \omega_e & -cR_r' x_s & -c x_s a_{22} \\ \frac{x_m \omega_e}{2H_c} \sqrt{r} & \frac{-x_m \omega_e}{2H_c} \sqrt{s} & 0 & 0 & \frac{D}{H_c} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} c x_r' & 0 & -c x_m & 0 & 0 \\ 0 & c x_r' & 0 & -\omega_e & 0 \\ -c x_m & 0 & c x_s & 0 & 0 \\ 0 & -c x_m & 0 & c x_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & = \frac{1}{2H_c} \end{bmatrix}$$

R_s, R_r 1 faz bacına
x_s, x_r, x_m direnç ve reaktanslar

$$a_{11} = x_m i_{ds}^e + x_r' i_{dr}^e$$

$$a_{22} = x_m i_{qs}^e + x_r' i_{qr}^e$$

$$c = \frac{\omega_b}{x_s x_r' - x_m^2}$$

U_s s senkron elektrikl açısıl hız = 2 π f

0 s sürtün»e sabitesi

H_c = atalet sabitesi

4. ÖVERTER + ASENKRON MOTOR TAHRİK SİSTEHİNİN d-q KODELİ

(15) duru» denkleşindeki stator gerili»! bileşenleri yerine (13) ve (14)'teki karşı- lıkları konularak dlfaranaiyel denklemler yeniden düzenlenir ve bu defa durum ve kont- rol vektörleri olarak

$$\vec{x}(t)^T = \begin{bmatrix} i_{qs}^e & i_{ds}^e & i_{qr}^e & i_{dr}^e & \frac{\omega_r}{\omega_b} \end{bmatrix} \quad (16a)$$

$$\vec{u}(t)^T = \begin{bmatrix} \frac{2E}{H} & \omega_e & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16b)$$

kullanılırsa, (17) durun denklemleri elde edilir.

5. SONUÇ

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \\ \dot{x}_5(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} x_1 + \frac{1}{L} u_{\alpha} \\ \frac{1}{L} u_{\beta} - \frac{R}{L} x_2 \\ \frac{1}{L} u_{\gamma} - \frac{R}{L} x_3 \\ -\frac{R}{L} x_4 \\ -\frac{R}{L} x_5 \end{bmatrix}$$

(17) ifadesi, inverter-asenكرون motor tahrik sisteminin senkron dönen referans rks'nlerine göre belirtilmiş d-q nonlinear duruş modelidir. a-b-c faz değişkenlerine göre yazılabilen nonlinear modele kıyasla önerali ölçüde basitleştirme elde edilmiş olmaktadır.

REFERANSLAR:

- /1/ Sarıođlu, H.YL., "Dynamics of Electrical Machines" - Claasnotes for ES 497 KKS, Dept. of Elect. Engg., University of Illinois, Urbana, IL 61801.
- /2/ Kopylov, I.P., "Matheatical Models of Electric Machines", Mir Publishers, Moskova, 1984.
- /3/ Honsinger, T.B., "Induction Motors Operating Fro» Invertera", Conf. Rec. 1980, 15th Annual Meeting IEEE Ind. Appl. Soc. sayfa 1276-1285-
- /4/ Lipo, T.A., Turnbull, F.C., "Analysis and Coaparison of T o Type» of Square-ter Drives", IEEE Trana. on Industry Applications, Vol. IA-11, »o. 2, sayfa 157-147, March/Apr. 1975-
- /5/ Halıcı, K., "Elektriđin Sanayie uğgulanasaı-, T.ü. Tayınları, 1989.
- /6/ Cölgün, R., "Cttç Elektronığine Giriş", Doyuran Matbaası, 1987.

SENKRONLANAN ASENKRON MOTOR İNCELEMESİ VE
KULLANILABİLİRLİK ANALİZİ

M.İMERYOZ, İ.ÇETİN

İTÖ Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Makineleri Anabilir Dalı, İstanbul

ÖZET

Bu çalışmada, senkronlanan asenkron motorun, genel teorisi incelenmiş ve senkron çalışma özellikleri, sürekli çalışma için geliştirilen çeşitli rotor sargı bağlantıları gözönüne alınarak, uyarma gerilimi, akımı ve gücü, uyarma sargı direnci, kalkış yeteneği, yük değişimlerinde görülen söndürüm etkisi bakımından kararlaştırılmıştır. Yapılan bu incelemede, sürekli çalışmada her rotor sargı bağlantısı için motorun aynı uyarma döner alan kuvvetini ürettiği kabul edilmiştir. Ayrıca, senkron çalışma özelliklerinin iyileştirilmesi için yeni bir rotor sargı bağlantı değişikliği önerilmiştir. Bu çözümde motorun rotor sargıları asenkron kalkış süresince sıradan bilezikli asenkron motörde olduğu gibi üç fazlı ve simetrikler. Senkron çalışma durumunda ise, rotor faz sargıları seri bağlanır. Çalışmada önerilen bu bağlantı biçiminin teorik incelemesi yapılmıştır.

Çalışmada işletmeye yönelik olarak, işletmede en basit biçimde bilezikli asenkron motörde rotor sargı bağlantı değişikliği yapılarak elde edilen senkronlanan asenkron motorun çalışma özellikleri ve iyiliği, Dilezikli asenkron motor ve senkron motor ile karşılaştırılmıştır.

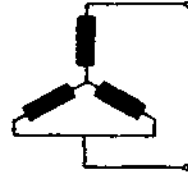
1. GİRİŞ

Senkronlanan asenkron motor asenkron motörle, senkron motorun bir bileşimidir. Böylelikle asenkron motorun üstün kalkış özellikleri ile, senkron motorun yüksek gerin ve güç katsayısının düzeltilmesi gibi sürekli çalışsa özellikleri birleştirilmiştir. Birleştirilen her iki motorun sakıncaları ise, motörün yapısında değişiklikler yapılarak en aza indirilmeye çalışılır. Yapı olarak bilezikli asenkron motöre benzer. Ancak, ikincil sargılar genelde bilezikli asenkron motörden farklıdır.

Senkronlanan asenkron «otör, rotor devresine bağlanan yol verme dirençleri üzerinden asenkron kalkış yapar. Makine senkron hız yakınlarında çalışırken, rotor sargısına -ikincil sargı- doğru gerilim uygulanarak motor senkronlanır. Senkron ama süresinde yuvarlak rotorlu senkron makine için geliştirilen kuramlar geçerlidir //.

Dzel tasarlanmamış, bilezikli asenkron motörde sargı bağlantı değişikliği yapılarak elde edilen senkronlanan asenkron aotörlerin senkron devrilme momenti küçük ve yüklerle aralığı sınırlıdır.

M_N
 $j_p - 1,5$ civarındadır. Ayrıca uyarma akımı büyük, K gerilimi ise küçüktür. Bu, uyarma besleme düzenlerinde sorunlar yaratır. Uygulamada, motöre ortak milde bağlı uyarma generatörü rahatlıkla kullanılamaz. Genellikle, yük akımına bağlı doğrultuculu uyarına devreleri kullanılır. Bu çalışmada, yukarıda belirtilen sakıncaları belli ölçüde gidermek amacı ile senkron çalışma için yeni bir ikincil sargı bağlantısı önerilmiş ve yaygın kullanılan diğer iki bağlantı ile karşılaştırılmıştır.



Sek.1. Danielson bağlantı.

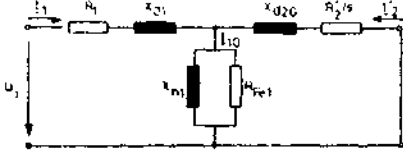
Senkronlanan asenkron motor ilk olarak 1900 yılında İsveç'te, asenkron motörün güç katsayısını düzeltmek amacı ile Danielson tarafından düşünüldü 121. Danielson'un senkron çalışma için kullandığı ikincil sargı bağlantısı, hala yaygın olarak kullanılmaktadır (Şek.1). Motöre ilişkin ilk çalışmaların İsveç'te yapılmasına karşın, motor İngiltere'de geliştirildi ve Sanayiye uyarlandı. Bu nedenle, dünya literatüründe "British Machine" olarak adlandırılır. Motorun tarihsel süreçteki gelişimi su biçimde özetlenebilir: 1940 yılında Rawliffe, o yıla kadar geliştirilen ikinci sargı bağlantılarını içeren bir makale yayınladı /3/. Ayrıca her bir bağlantı biçimi için, uyarma akımının belirlenmesine ilişkin teorik bir inceleme yaptı /3/. 1954 yılında daha önce yapılan bütün çalışmalar, uyarma besleme düzenleri de eklenerek bir kitapta toplandı /4/.

Son yıllarda çalışmalar fırsatız ve/veya üstün iletkenli senkronlanan asenkron motorlar üzerinde yoğunlaşmıştır.

2. EŞDEĞER DEVRELER

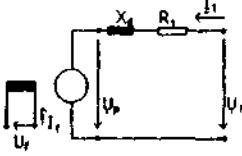
Senkronlanan asenkron motorun asenkron çalışma büyüklükleri, asenkron makineye ait eşdeğer devre kullanılarak incelenebilir (Şek.2). Ancak, özel ikincil sargı tasarımlarında bu eşdeğer devre geçerli değildir. Mekanik ve elektriksel simetrisizlik

nedeni ile, çalışma büyüklüklerinde oluşan değişimler dikkate alınmalıdır. Böyle bir inceleme için simetrik bileşenler yöntemi kullanılabilir.



Şek.2. Asenkron çalışma eşdeğer devresi

Senkron sürekli çalışmada, senkron makineye ait eşdeğer devre geçerlidir (Şek.3). Eşdeğer devre elemanları, dolayısı ile senkron çalışma büyüklükleri, asenkron çalışmaya ilişkin eşdeğer devreden belirlenebilir. Ancak, uyarma akım ve geriliminin doğru saptanmasına ayrı bir özen gösterilmelidir. Aksi takdirde, motor kısa sürede zarar görebilir.



Şek.3. Senkron çalışma eşdeğer devresi.

Senkron eşdeğer devredeki R_1 endüi sargı direnci, asenkron eşdeğer devredeki R_1 direnci ile varsayımsal R_C direncinin toplanma eşittir. R_C direnci, asenkron motor anma akımında yüklendiğinde, $R_{p,1}$ miktansızma direnci ile aynı akım kayıp gücüne sahip olacak biçimde seçilir. X_2 senkron reaktans ise, en basit anlamda asenkron eşdeğer devredeki endüi sargısı kaçak reaktansı X_2 ile, X_{ujesas} reaktansının toplamı olarak düşünülebilir. Senkron geçici çalışma büyüklükleri Şek.3'deki eşdeğer devre kullanılarak belirlenemez. Her bir ikincil sargı bağlantısı için ayrı bir senkron geçici çalışma eşdeğer devresi vardır.

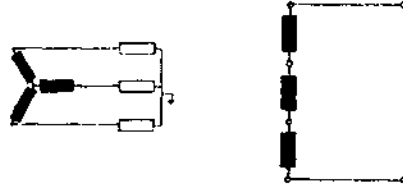
3. ÖNERİLEN İKİNCİL SARGI BAĞLANTISI

Bu çözü», senkron anan asenkron motorun senkron çalışma özelliklerinin iyileştirilmesi için düşünülmüştür. Önerilen yeni sargı bağlantısında ikincil sargı üç fazlı ve simetrik. Sargı kalkış sırasında yıldız bağlıdır. Motor, aynı bilezikli asenkron motorde olduğu gibi kalkış yapar. Motorün kalkış özellikleri çok iyidir.

Senkron çalışmada ise, rotor faz sargıları birbirine seri bağlanarak tek fazlı uyarma sargısı elde edilir (Şek.4). Böylelikle, senkronlanan asenkron motorün uyarma sargısı, senkron makine de olduğu gibi tek fazlı bir yapıya dönüştürülür ve uyarma sargısının etkinliği artırılır. Ancak, bağlantı bilezikli asenkron motora kolaylıkla uygulanamaz. Motorün sargı bağlantılarında ve mekanik yapısında değişiklik yapmak zorunludur.

önerilen bağlantının senkron çalışmada söndürüm özellikleri iyi değildir, öte yandan, yük momentinin senkron devrilme momentini aşması sonucu oluşan asenkron çalışmaya elverişsizdir. Bu sakıncalar, rotor sargı oluklarının üst kısımlarında kalan boşluklara kısadevre edilmiş, düşük dirençli Cu veya

Al çubuklar yerleştirilerek çözümlenebilir.

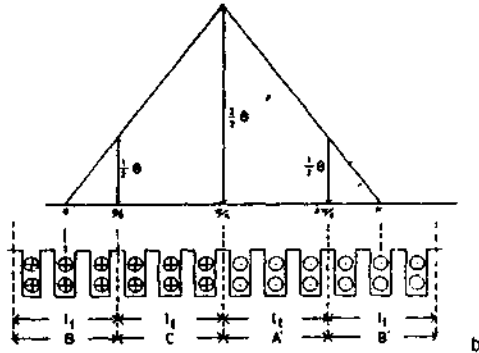
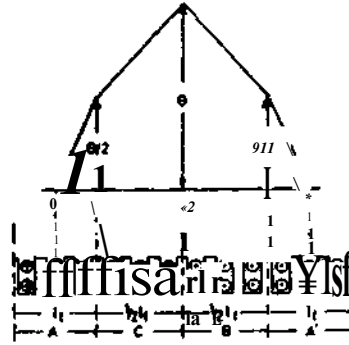


Şek.4. önerilen ikincil sargı bağlantısı

Aynı zamanda bu çubukların, asenkron kalkış özelliklerini de iyileştirici etkisi vardır

4. ÖNERİLEN BAĞLANTININ DİĞER İKİNCİL SARGI BAĞLANTILARI İLE KARŞILAŞTIRILMASI.

Senkronlanan asenkron motorde senkron çalışma için pek çok ikincil sargı bağlantısı vardır /5/. Bunların bir kısmı ayrı bir tasarım gerektirirken, bir kısmı da işletmedeki bilezikli asenkron motöre kolaylıkla uygulanabilir, önerilen bağlantı biçimi işletmedeki motorun mekanik yapısında çok az değişiklik yapılarak uygulanabilir. Bu nedenle, bu çalışmada ayrı bir tasarım gerektirmeyen çözümlerle, özellikle en yaygın kullanılan Danielson bağlantı ile karşılaştırılmıştır. Matematiksel incelemede "1" simgesi ile önerilen bağlantıya ilişkin büyüklükler tanımlanmıştır.



Şek.5. Ampersanın oluklara dağılımı. a) Danielson bağlantı için b) önerilen bağlantı için

5. SONUÇLAR

Danielson bağlantıda rotor faz akımlarına göre uyarma ampersarımının iki kutuplu, 18 oluklu rotora dağılımı Şek.5a'da, önerilen bağlantıya ait ampersarımın aynı özellikteki rotora dağılımı ise Şek.5b'de verilmiştir. Bu dağılımlara Fourier analizi yapıldığında, her iki bağlantıya ilişkin döner alan kuvvetlerinin açılımı şu biçimde elde edilir:

$$F_1 = \frac{1}{\pi} \left(\sin^2 t - \frac{1}{3} \sin^2 3t - \frac{1}{5} \sin^2 5t - \frac{1}{7} \sin^2 7t - \dots \right) \quad (4.1)$$

$$F = \frac{90}{\pi^2} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t - \frac{1}{11} \sin 11\omega t - \dots \right) \quad (4.2)$$

Her iki döner alan kuvveti açılımının temel bileşenleri oranlanırsa, aynı döner alan kuvvetini üreten uyarma akımları arasındaki ilişki denklem (4.3) deki gibi bulunur.

$$\frac{F_1}{F} = \frac{0}{e} \quad (4.3)$$

$$I_{f1} = 0,75 I_f$$

Makinenin, senkron sürekli halde çalıştığı kabul edilir ve Şek.5a ve b'deki rotor faz sargıları eşdeğer sargı direnci ile gösterilirse, bağlantılara ilişkin uyarma gerilimleri ve güçleri arasındaki ilişki elde edilir (4.4), (4.5). İncelemede faz sargı direncinin alternatif ve doğru gerilimdeki değerleri aynı kabul edilmiştir.

$$U_{f1} = 1,5 U_f \quad (4.4)$$

$$P_{f1} = 1,125 P_f \quad (4.5)$$

Senkronlanan asenkron motörde, senkron çalışma için yaygın kullanılan diğer bir sargı bağlantısı da Şek.S'da verilmiştir.



Şek.6. Diğer bir ikincil sargı bağlantısı.

Bu bağlantı ile önerilen çözüm, yukarıda yapılan incelemeye benzer biçimde karşılaştırıldığında, yaklaşık aynı sonuçlar elde edilir (4.7), (4.8), (4.9).

$$F = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t - \frac{1}{11} \sin 11\omega t - \dots \right) \quad (4.6)$$

$$I_{f1} = 0,866 I_f \quad (4.7)$$

$$U_{f1} = 1,3 U_f \quad (4.8)$$

$$P_{f1} = 1,125 P_f \quad (4.9)$$

Döner alan kuvvetlerinin karşılaştırılmasına dayalı bu inceleme, diğer bağlantı biçimleri için de yapılabilir.

Yukarıda yapılan matematiksel incelemeden elde edilen sonuçlar şunlardır:

1. Senkron çalışma için önerilen ikincil sargı bağlantısı, daha küçük uyarma akımında diğer bir bağlantıya eşit bir döner alan kuvveti üretir. Bu bağlamda önerilen çözüm kullanıldığında, motorun senkron devrilme momenti büyür, yükleme aralığı genişler ve verimi artar.

2. önerilen bağlantının uyarma gerilimi, diğer iki bağlantının uyarma geriliminden daha büyüktür. Böylelikle, senkronlanan asenkron motorun temel sorunlarından biri belli ölçüde çözümlenir ve uyarma besleme düzenlerinde karşılaşılan güçlükler giderilir.

3. önerilen bağlantının uyarma gücünün, diğer iki bağlantının uyarma gücünden daha büyük olması bizi yanıltmamalıdır. Bu, uyarma sargısının ve motorun daha verimli kullanılmasının bir sonucudur.

İşletmedeki bir bilezikli asenkron motor, senkron çalışma için yukarıda verilen ikincil sargı bağlantılarından biri kullanılarak, rahatlıkla senkronlanan asenkron motor olarak çalıştırılabilir, özellikle eylemsizliği büyük, sabit momentli yüklerin tahriğinde ve sistemin güç katsayısını düzeltmek amacıyla kullanılır. Motorun senkron çalışma özellikleri ve büyüklükleri, asenkron ve senkron çalışmaya ilişkin eşdeğer devre elemanları belirlenerek bulunabilir. Senkron çalışma büyüklüklerinde görülen yetersizlikler, önerilen bağlantı biçimi ve yük akımına bağlı uyarma düzenleri kullanılarak giderilebilir /6/. özel tasarlanan senkronlanan asenkron motorun maliyeti, senkron ve asenkron motorların maliyetinden daha fazladır. Ancak, yukarıda belirtilen biçimde elde edilen senkronlanan asenkron motor işletmeye ek bir maliyet yüklenmez.

Senkronlanan asenkron motor senkron çalışmada şebekeden tepkin güç alabilir ve şebekeye tepkin güç verebilir. Bu özelliği nedeni ile yalnız sistemin güç katsayısını düzeltmekle kalmaz, şebekede oluşan tepkin güç artışlarında bu gücü üzerine alarak sistemin kararlılığını korur, emniyetini sağlar. Bu bağlamda, uygun kontrol düzenleri ile donatılarak, işletmelerde statik VAR sistemlerinin yerine kullanılabilir.

Son yıllarda çalışmalar üstün iletkenli senkron generatörlerdeki gelişime koşut olarak, üstün iletkenli senkronlanan asenkron motorlar üzerinde yoğunlaşmış, bu konuda deneysel ve teorik yayınlar yapılmıştır P1. Yakın bir gelecekte ortam sıcaklığında üstün iletkenin alternatif gerilimdeki davranışında karşılaşılan sorunlar dikkate alındığında, konunun ne denli güncel, geleceğe dönük ve incelenebilir olduğu açıktır.

KAYNAKÇA

- İM* Cottan, H., Pulling into step of a Synchronous Induction Motor, Journal Inst.Electr.Eng., 63, 211-230, 1925.
- İZİ* Danielson, E., The Induction Motor as a Synchronous Motor, The Elektrotechnische Zeitschrift 22, 1065-1066, 1901.
- /3/ Rawcliffe, G.H., Secondary Circuits of Synchronous Induction Motors, Journal Inst.Electr.Eng. 87. 282-298, 1940.
- /4/ Griffin, J., Synchronous Induction Motor, Mc Donald, London, 1954.
- /5/ İmeryüz. M., Senkronlanabilen Asenkron Motor, Lisans Tezi, İTO Elektrik-Elektronik Fak.,1989.
- 16/ Brosan, G.S., Hayden, J.T., Advanced Electrical Power and Machines, Sir Isaac Pitman and Sons, London, 1976.
- İH* Tubbs, S.P., Superconducting Synchronous Induction Motor Performance, IEE Proceedings, 137, Pt.B, 120-124, 1990.

İKİ GİRİŞLİ GÖLGE KÜTDPLO ASENKRON MOTORUN MOMENT
HARMONİKLERİ

İ.Kaya, S.Akpınar

KTU Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Trabzon

ÖZET

Bu çalışmada, Gölge Kutuplu Tek Fazlı Asenkron motorun gölge sargısı tarafından sağlanan ikinci bir giriş yardımıyla yapılan devir yönü ve hız kontrolü esnasında, harmonikli makina parametrelerinin, sistemin dinamik davranışına, hızlanma, frenleme ve ters yönde hızlanma esnasında gözlenen moment salınımları üzerine etkisi incelenmiştir. Aynı zamanda "Hans Gergeous Olayı'nın dinamik davranışa etkisi araştırılmış, iki girişli makina için tasarım kriterleri verilmiştir. Daha sonra, benzetim programı yardımıyla üretilen teorik sonuçlar deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

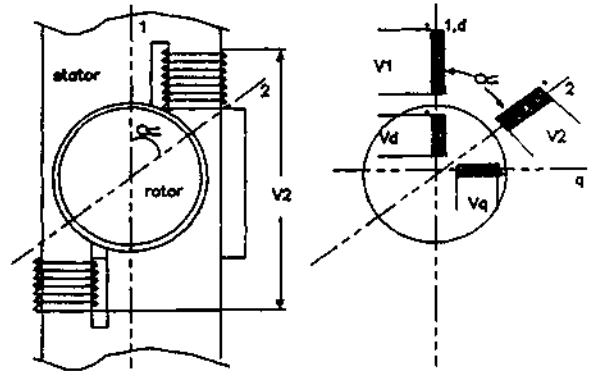
Kalkış momentinin küçük, verimin önemsiz olduğu sürücü düzeneklerde gölge kutuplu tek fazlı asenkron motorlar kullanılırlar /1/. Uygulamada bunların tercih edilmelerinin sebepleri, Fırça-Bilezik gibi düzeneklere ihtiyaç duymamalarına ek olarak herhangi bir bakımda gerek duymamalarıdır **121**. Bunların hız ayarı kaynak gerilimini, kaynak frekansını değiştirerek veya kademeli sargı kullanılarak yapılabilmesine rağmen devir yönü ayarı, sadece çift gölge kutup kullanarak yapılabilen, bu kutuplar üzerinde bulunan gölge sargıların anahtarlar yardımıyla bir kısmı açık devre yapılırken diğerleri kısa devre edilerek gerçekleştirilmektedir.

Gölge Kutuplar üzerine, gölge sargı (kısa devre sargı) yerine çok sarımlı sargı yerleştirilerek dış ortama açık bir kapı haline getirme bu motorların hız ve devir yönü ayar imkanlarını artırmaktadır /3/. Böylece, bu önemli yapısal değişikliklerle ayrıca kalkış momenti ve verim artırılırken hız kontrol aralığıda genişletilmektedir. Bu yeni giriş kapısına uygulanan gerilimin, küçük değerli olduğundan, yalıtım katı kullanmaksızın elektronik devre elemanları yardımıyla genliğini ve ana sargıya uygulanan gerilime göre fazını kolayca ve hassas bir biçimde değiştirerek hız ve devir yönü ayarı gerçekleştirilmektedir. Bu genlik ve faz değişiminin kalkış momentine etkisi kaynak /4/'de incelenmektedir.

Gölge Kutuplu asenkron motorların d-q eksen sisteminden sargı eksenlerine dönüşüm matrisi, sargı eksenlerinde sürekli durum bağıntılara ve empedans matrisi G.KRON /5/ tarafından 1939 da verilmiştir. Daha sonra bu makinelerin analizi üzerine pek çok çalışma yapılmıştır. Schuisky /1/, 1957 de bu makinelerin toplu parametrelerini hesaplamış ve sürekli hal davranışlarını incelemiştir. Daha sonraki çalışmalarda bu makinelerin düzgün olmayan stator gövdesi ve harmonikli endüktans yapısından kaynaklanan harmonikler araştırılmıştır. Veinott /2/,1959 da yayınladığı kitabında makina hakkında tasarıma yönelik bilgiler vermektedir. Doymanın hız-moment karakteristiğine etkisi kaynak /6/ da ele alınmakta, endüktanslardaki harmoniklerin sürekli hal davranışına etkisi III ve /8/ de incelenmektedir. Değişken gerilim kıyıcı ile kontrol edilen makinanın dinamik davranışı ise kaynak /9/ da araştırılmaktadır.

2. Makinanın Gösterimi

2.1. Fiziksel Gösterim



a) Fiziksel, b) Toplu Paramet. Gösterim

Şekil 1: Gölge Kutuplu Motorun Sargıları

İki girişli gölge kutuplu motorda ana sargı aynen kullanılmış, gölge sargı ise, kutup yarıkları biraz daha genişle-

tilerek bu boşluklara ana sargı sarım sayısının 1/10'u kadar sargı sarırlarak ikinci bir giriş haline getirilmiştir. Kutup ayaklarındaki hor iki gölge sargı akı yönleri aynı kalacak şekilde seri bağlanarak sarım sayısı iki katına çıkarılmıştır. Bu sargının iletken kesiti ana sargı iletken kesitinin üç katıdır.

2.2. Matematiksel Gösterim

Şekil-1.a) daki fiziksel gösterim Şekil-1.b) deki gibi toplu parametre ile gösterilebilir /I,21/. Bu durumda sarğılara ilişkin gerilim bağıntıları aşağıdaki gibi yazılabilir /10.11/.

$$V_1 = R_{11}i_1 + p\lambda_1 \quad (D)$$

$$V_1 = R_{a1}i_a + p\lambda_a \quad (2)$$

$$v_a = R_{a1}i_a + p\lambda_a \quad (3)$$

$$v_a = R_{a1}i_a + p\lambda_a \quad (4)$$

$$p = d/dt$$

$$\begin{aligned} & + L_{12}i_2 + L_{12}(\theta)i_2 \\ & + L_{21}(\theta) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\lambda_2 = L_{12}i_1 + L_{22}i_2 + L_{22}(\theta)i_2 \quad (6)$$

$$\lambda_a = L_{a1}(\theta)i_1 + L_{a2}(\theta)i_2 + L_{aa}i_a + L_{aa}i_a \quad (7)$$

$$\lambda_m = L_{m1}(\theta)i_1 + L_{m2}(\theta)i_2 + L_{m1}i_m + L_{m1}i_m \quad (8)$$

Burada stator-rotor ortak endüktansları, genel olarak

$$L_{12}(\theta) = L_{\ll,1}(6) = \sum_{i=1}^n L_{m1} \cos(i\theta) \quad (9)$$

$$L_{12}(\theta) = L_{m1}(\theta) = \sum_{i=1}^n L_{m1} \sin(i\theta) \quad (10)$$

$$L_{22}(\theta) = L_{m2}(\theta) = \sum_{i=1}^n U_{a1} \cos(i(6+a)) \quad (11)$$

$$L_{a,}(6) = L_{,UI} = \sum_{i=1}^n L_{mai} \sin(i(6+o)) \quad (12)$$

şeklinde verilebilir /8/.

Gerilim bağıntılarını yazarken, endüktansların 6 ya göre türevleri L ile gösterilmek üzere

$$\dot{L}_{1a} = \sum_{i=1}^n i(-\sin(i6))L_{mi} \quad (13)$$

$$\dot{L}_{1a} = \sum_{i=1}^n i(\cos(i8))L_{mi} \quad (14)$$

$$\dot{L}_{2a} = \sum_{i=1}^n i(-\sin(i(\theta+a)))L_{m2} \quad (15)$$

$$\dot{L}_{a1} = \sum_{i=1}^n i(\cos(i(6+o)))L_{mai} \quad (16)$$

terimleri kullanılır. Böylece,

$$[IV] = [V_1 \ V_a \ V_m] \cdot [i_1 \ i_2 \ i_a \ i_m]^T$$

$$[i] = [i_1 \ i_2 \ i_a \ i_m]^T$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_1 & & & \\ & R_2 & & \\ & & R_a & \\ & & & R_m \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{12}(\theta) & L_{12}(\theta) \\ L_{21} & L_{22} & L_{22}(\theta) & L_{22}(\theta) \\ L_{a1}(\theta) & L_{a2}(\theta) & L_{aa} & - \\ L_{m1}(\theta) & L_{m2}(\theta) & - & L_{mm} \end{bmatrix}$$

$$[GL] = \frac{3L(\ll)}{3\gg} = \begin{bmatrix} - & - & L_{12} & L_{12} \\ - & - & L_{22} & L_{22} \\ L_{a1} & L_{a2} & - & - \\ L_{m1} & L_{m2} & - & - \end{bmatrix}$$

olmak üzere gerilin denklemleri

$$cv_1 = mim \cdot Sicim \cdot iLipm$$

$$\langle p = d/dt \rangle \quad (17)$$

şeklinde yazılır. Buradan (çift kutup sayısı = 1) moment ifadesi

$$\begin{aligned} T. &= 1/2 U_1 M G L t i l \\ &= (\dot{L}_{1a} i_{1a} + \dot{L}_{12} i_{12} + L_{22} i_{22} \\ &+ \dot{L}_{2a} i_{2a}) \end{aligned} \quad (18)$$

olarak elde edilir. Böylece, dinamik davranışı belirleyecek durum denklemleri

$$iDp_{ii} = [v] - mm - eiltan [I] \quad (19)$$

$$j_i p \dot{\theta} = T_- - T_x - P \dot{\theta} \quad (20)$$

olup burada

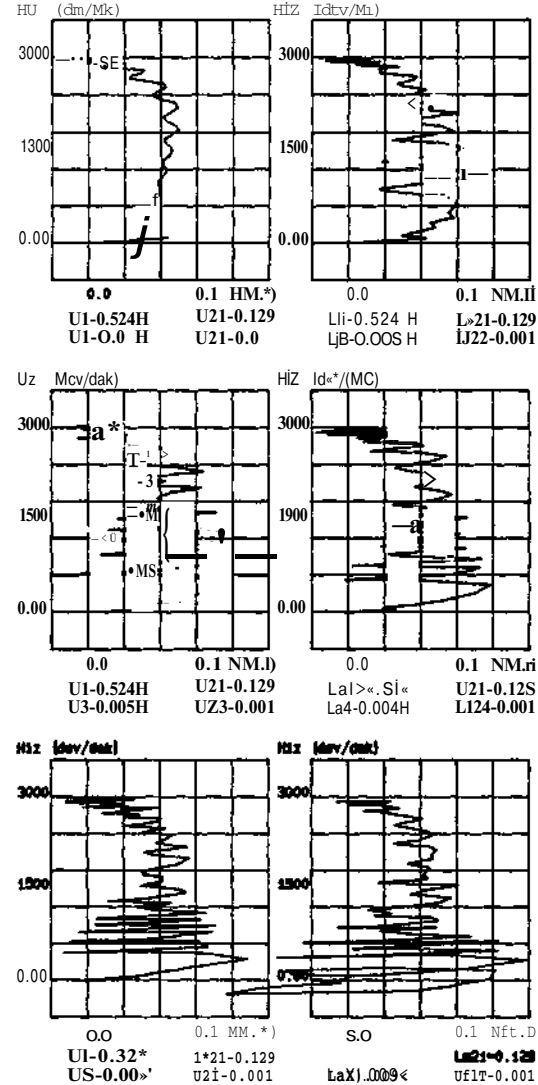
$$\dot{\theta} = p \theta \text{ dir.}$$

3. Endüktans Harmoniklerinin Dinamik Davranışa Etkileri

Şekil 1.a daki gibi statorun rotoru tam olarak örtmesi durumunda stator ve rotor

özendüktansların dönme açısı 6'nın fonksiyonu olmayıp sabit kabul edilirler /8,12/. Bu çalışmada. Şekil 1.b den faydalantı olarak yazı l.m durum denklemlerinde sadece Stator-Rotor ve Gölge Sargı-Rotor ortak endüktansların harmonikli oldukları varsayılacaktır. Bunların ifadeleri matematiksel gösterim kısmında verilmiştir. Bunlardan L_{11} ve L_{22} nin ana harmonikler olduğu hatırlanmalıdır.

L_{ij} , ve L_{jk} , ($i = 2,3,...,7$) harmonik endüktanslarının, ayrı ayrı ana harmoniğin %1 i oldukları varsayımı ile, n-m özdeşliklerine etkileri durum denklemlerinin sayısal çözümünü teorik olarak incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 2 de sunulmuştur.



Şekil 2: Endüktans Harmoniklerinin n-m özdeşliklerine Etkileri

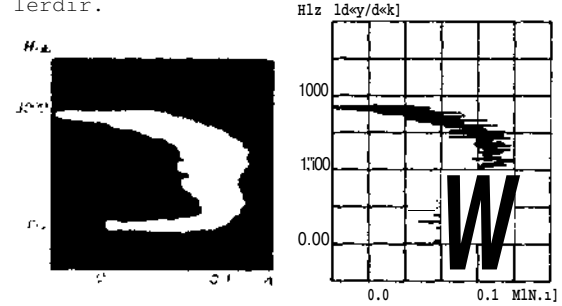
Şekil 2.a ana harmoniye, diğerleri ise 2., 3., 4., 5. ve 7. harmoniye ilişkin özdeşliklerdir. Şekiller dikkatlice incelenirse, k. harmonikte, n-m harmoniye ilişkin senkron hızın (t/k) katı bir hızda n-M öz eğrisi büyük genlikli sınımlar göstermektedir. Yine, Şekil 2.e ve f den görüleceği gibi bu harmonikler kalkış momentinin artmasına ve devrilme momentinin azalmasına yol açmaktadır. Ana harmoniye ilişkin senkron hızın (1/2) de, n-M özdeşliğinde görülen azalmada 3. ve 5. harmonikler çok etkindir.

Tablo 1 de. Şekil 1.a daki makınaya ilişkin endüktanslar verilmektedir.

Tablo 1- Endüktansların harmonik bileşenleri

i	1	2	3	4	5	6	7
$L_m(i) H$	0.52	0.001	0.003	-0.001	0.003	0.0	0.00**
$L_{2m} H$	0.125	0.0009	0.0003	0.00**	0.0	0.0	0.0

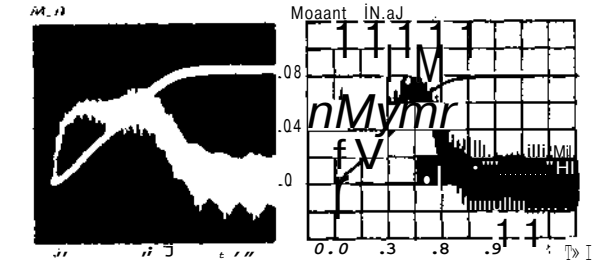
Şekil 3.a da gösterilen ve daha sonraki verilen deneysel özdeşlikler kaynak 17,1 de önerilen ölçme yöntemiyle elde edilmişlerdir.



Şekil 3.a) Deneysel ve hesaplanan n-M

Şekil 3'den, "Hans Gergerous" olayına 3. ve 5. harmoniğin etkinliği kolayca gözlenebilmektedir.

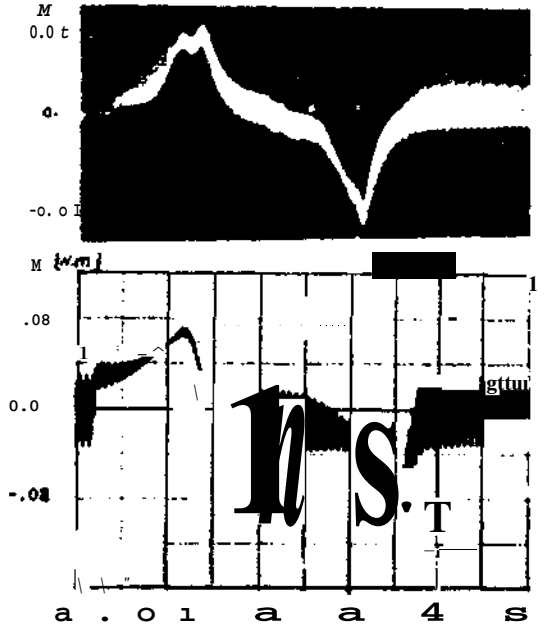
Yapılan bu incelemeler ışığında. Şekil 4 de, 1. harmoniye ek olarak gelen 3. ve 7. harmoniğin etkisi ile, ana harmoniye ilişkin senkron hız civarında momentin genliği zamanla değişmektedir. Bu değişimin periyodu ana sargı gerilimini periyodundan oldukça büyük olup yaklaşık olarak (10 - 20) katı kadardır.



Şekil 4.a) Deneysel, b) hesaplanan n, M=f(t)

4. Dört Bölgede Çalışma

Bu kısımda, hızlanma, frenleme, ters yönde hızlanma ve ters yönde frenleme esnasındaki davranış ele alınarak harmoniklerin etkisi incelenecektir.



Şekil 5.a>Daaeyssel,b>Hesaplanan n.M=f<t>
Şekil 5 de 9019e sargı Urifudı» kontrol edilerek <v* =V2 160Sin<wt> v,=V2 12Sin<wtl<, -90" S • S +90") elde edilen, deneysel ve hesaplanan özgeçiriler verilmektedir.



Şekil 6.a>Deneysel,b>Hesaplanan n-M

I.Bölgede (n,M) makina yüksek kalkış momenti ile yol alırken 3., 5. ve 7. harmonikler etkili olmaktadır. II.Bölgede <n,-M> ve IV.Bölgede (-n,M) frenleme esnasında yüksek moment salınımları ortaya çıkmaktadır. II.Bölgede, ana harmoniye ilişkin senkron hızı yakın bir hızla frenleme momenti oldukça düşüktür. Bu, makinanın yapısından dolayı IV.Böl-

gede gözlenmemektedir. III.Bölgede <-n,-M> 3., 5., 7. harmoniklerin etkisi i1<> Hans Gergous olayı oldukça etkin hız biçiminde gözlenmektedir

S. Sonuç

Gölge Kutuplu Makinanın gölge S.I. ... d;ş ortama Mh,Mk h*İ;P qrtjrim v.m ikinei bir çitiş ^;j;:yL...I <•ndeNi... lard.» jozlonı'ci S->• ? Kimri •, > k D: • • şenisi artmak •••dır. Buria k. İ.k.; içiñ<-t n-in büyümesine ve dovrill;IO iumont :nr azalmasına yol açmaktadır. <Vj; l...or-ı • yin senkron hızı civarında üf.iki v;] r-rr.m' gürültü artmaktadır.

KAYNAKLAR

- /1/ SCHUISKY W., "Indaktionmachchin<-n", springer, wien, 1957
- /2/ VEINOTT C.G., "Theory and Design of Small induction Motors", New York, Ne Grav-Hill, 1959
- /3/ AKPIHAR A.S.-, KAYA i., "A Method of increasing the starting Torque, Beversing the Direction and Controlling the speed for the shaded Pole induction Motor", "Electrical Machines and Power Systems" dergisinde USA'da yayınlamak üzere kabul edildi.
- /*/ AKPIVAH A.S., KATA t., "Gölge Kutuplu Tek Fazlı Aseakroa Motorun Olanık Davranışı ve Gölge Kutup sargısı tarafından Kontrolü", Elektrik Mühendisliği 3. Olusal Kongresi, 25-30 Eylül 1989, TMO, İSTANBUL
- /S/ KROS G., "The Application of Tensors to the Analysis of Rotating Electrical Machinery", General Electric Revietf, seheneetudy, N.Y., D.S.A., 1942
- /e/ PERRET R., PCI/MXİAOFF M-, "Characteristic Analysis of saturated Shaded Pole induction Metors", IEEE Vol.PAS 95 No.4, July-August 1976
- III GURD B.S., "Revolving-Field Analysis of A Shaded-Pole Motor", IEEE Trans on Power Apparatus and Systems. Vol. PAS 102, No.4, April 1983
- Ih! K.S. LOCK, "Analysis af. the Steady-Stata Performance of the Keluctancc-Augmented Shaded-Pole Motor", IEER Vol.PAS-103, No.9, Septomber 1984
- /9/ U)CK K.S., "Thyristor Control of Shaded-Pole induction Kutors", 1907, Electrical Machines and Power Systems Vol.13, ppl85-193, DSA
- /10/ JONES L.V., "The Onifed Theory of Electrical Machines" Buttcrviorths, London, 1967.
- /il/ KRAÜSE P.C. "Analysis of Electric Machinery", Mc-Graw Hill, 1987
- /12/ SARIOCLD, M.K., "Asonkron Makinalar" Çağlayan Kitapevi, İstanbul 1983

SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MAKİNADA
SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ İLE HAVA ARALIĞI
AKISININ BELİRLENMESİ

S.GÜNGÖR O.DİRİL R. N. TUNCAY

ITU Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul

ÖZET

Bu çalışmada bir sürekli mıknatıslı senkron makinenin magnetik akı dağılımı Sonlu Elemanlar Yöntemi kullanılarak bulunmuştur. Sürekli mıknatısların mıknatıslama vektörü uniform, magnetik geçirgenliği sabit varsayılmış ve mıknatıslar eşdeğer akım kaynakları ile gösterilmiştir. Stator ve rotordaki doyma gözöntüne alınarak problem lineer olmayan Poisson differansiyel denkleminin çözümüne indirgenmiştir. Bu differansiyel denklem Sonlu Elemanlar Yöntemi ile çözüldükten sonra çeşitli durumlarda hava aralığı akısının değişimi verilmiştir.

İ.GİRİŞ

UstUn nitelikli tahrik makinaları gereksinimi, alihendisleri bugün çoğunlukla kullanılmakta olan »senkron makinalar dışında, yeni tahrik makinaları geliştirmeye yöneltmiştir. Özellikle sürekli mıknatıslı makinalar bu gereksinimi karşılayabilecek niteliklere sahiptirler. Bunlar arasında Sürekli Mıknatıslı Senkron Makina CSMSMB yüksek verim, gUckatsayısı ve gtiç-ağırlık oranı gibi nitelikleri ile birçok uygulama alanı bulabilmektedir s/s.

SMSMnin statoru normal bir asenkron makinenin statoruna benzerdir, rotorunda ise sürekli mıknatıslar bulunmaktadır. Mıknatısların yerleştirme biçimi kendi içinde farklılıklar göstermekte ve makinaya değişik özellikler kazandırmaktadır. Genel olarak rotor yüzeyine ve içine gömülü iki farklı yerleştirme biçimi söz konusudur. Mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirildiğinde makina düz kutuplu senkron makina özelliği göstermektedir.Sabit moment Üretimi için dikdörtgen alternatif akım gerektirmekte ve İndüklenen gerilim trapez şeklinde olmaktadır /&/. Rotor içine gömülü mıknatıslar ile makina çıkık kutuplu senkron makina özelliği göstermekte, normal bir senkron makineadan farklı olarak enine ve boyuna eksen reaktansları arasında $X_d < X_q$ ilişkisi geçerlidir /3/.

Bu tür makinaların farklı tasarımlarında akı yoğunlaştırma yöntemi ile hava aralı-

ğındaki kutup akısı tek mıknatıs akısından daha büyük yapılabilir ve rotor içinde kaçak akılar yok edilebilir 4/, -p Moment üretimi için sinüs akım gerektirilmekte ve indüklenen gerilim sınıs şeklinde olmaktadır. Bu özelliği nedeniyle mıknatısları yüzeye yerleştirilmiş makinaya göre avantaj sağlamakta, rotorda bulunması kısıtlı kafes iletkenler yardımıyla herhangi bir ek düzene gerek göstermeden sinüs gerilim kaynağına bağlanarak çalıştırılabilir.

Hava aralığındaki akı dağılımı, kullanılan mıknatısların özelliklerine, boyutlarına ve yerleştirme biçimine bağlı olarak, makina davranışının incelenmesinde önemli kazanımlar sağlanmaktadır ve bu parametrelerin yük durumuna göre değişimleri nin belirlenmesinde ve minimum mıknatıs hacminde optimum mıknatıs yerleştirme biçiminin bulunmasında, önemi bir buyut olarak öne çıkmaktadır. Hava aralığı dağılımı sayısal olarak sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak belirlenebilir.

3. MAGNETİK ALAN DENKLEMİ VE ÇÖZÜMÜ

Sürekli mıknatıslı bir makinenin magnetik alanının incelenmesi. Lineer olmayan poisson differansiyel denkleminin çözümüne indirgenebilir /G/.7/. Bu denklem Sonlu Elemanlar Yöntemi ile çözülecektir. Örnek olarak alınan makinenin özellikleri şöyledir. Silindirik olan statorda 36 oluk vardır. Makina dört kutuplu olup, rotora dört adet sürekli mıknatıs yerleştirilmiştir. Şek.1" de makinenin incelemede temel alınan kesiti verilmiştir.

Yapılan varsayımlar:

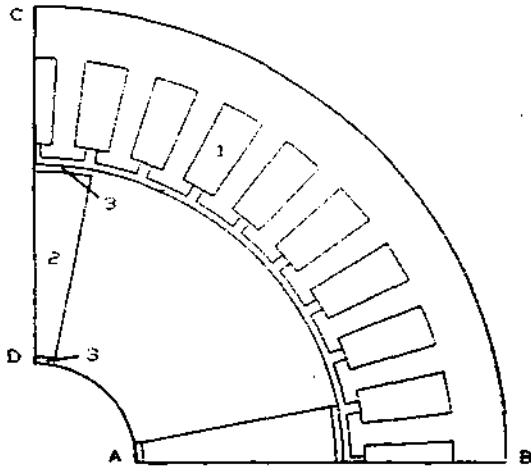
-Motorun magnetik alanı iki boyutludur ve vektör potansiyel $A = A_k$ ile belirtilmektedir. Magnetik indüksiyon

$$B = B_x i + B_y j = \text{rot } A$$

bağıntısından türetilir.

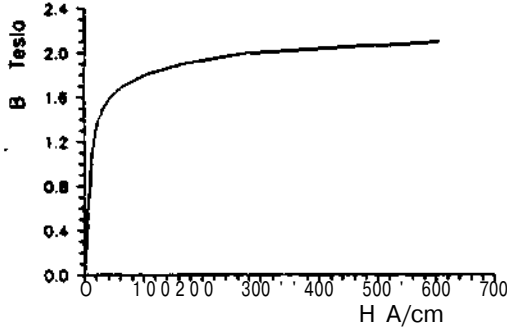
-Magnetik alanın iki kaynağı vardır. Stator oluklarındaki vektörel akım yoğunluğu $J = J_k$ ve sürekli mıknatıslara ilişkin mıknatıslama vektörü;

$$M = M_x i + M_y j$$



Sek. 1. incelenen motorun kesiti
1-Stator sargısı
a-Mıknats
3-Magnetik olmayan malzeme

-Mıknatısların magnetik geçirgenliği sabittir. Ferromagnetik ortamlar doymalıdır ve B-H özeğrileri tek değerlidir. Kullanılan B-H özeğrisi Sek. a "de verilmiştir -Girdap akımları ihmal edilmiştir.



Sek. 2. Ferromagnetik malzemenin B-H özeğrisi

Sürekli mıknatıslar yoğunluğu

$$j_m = \nabla \text{rot } \frac{C \mu_0}{2} \nabla \times \vec{M} \text{ sfx.} - \nabla \times \vec{M} \text{ sfx.}$$

bağıntısına uyan akımlar ile modellenmiştir.

incelenen bölgede A niceliği

$$\frac{\partial A}{\partial x} \frac{\partial \psi}{\partial x} + \frac{\partial A}{\partial y} \frac{\partial \psi}{\partial y} = -CJ + J^2$$

lineer olmayan Poisson differansiyel denklemini

$$\frac{\partial A}{\partial x} = 0 \quad \frac{\partial A}{\partial y} = 0$$

sınır koşulları altında ssilsr. Bu differansiyel denklemin çöçunu

$$F = \iint_S \left[\frac{1}{2} \mu_0 \left(\frac{\partial A}{\partial x} \right)^2 + \frac{1}{2} \mu_0 \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy$$

fonsksiyoneli minimum yapma)-tadı;

S bölgesini m adet üçgen biçiminde siennvi bölüme ve herbir eleman içinde A niceliğini x ve y 'nin bir lineer fonksiyonu A^e 'ye eşit olsun, bir elemanın i. 1, V nurnarjli köse koordinatları (x_i, y_i) T. C>: y_j ~> v? Cx_i, y_k D ise

$$A^e = N_i A_i + N_j A_j + N_k A_k$$

$$N_i^e = \frac{C_i}{ES} \left[3 C a_i^e + b_i^e x + c_i^e y \right] \quad q=1,2,3$$

$$C_i^e = x_i y_k - x_k y_j$$

$$b_i^e = y_j - y_k$$

biçiminde yazılabilir. Burada A₁, A₂, ve A₃, A niceliğinin eleman köse noktalarındaki değeri, S_e eleman yüzey alanıdır. a_j^e, b_j^e, c_j^e ve a_k^e, b_k^e, c_k^e i indisii bağıntıda indisler dönme sırasıyla değiştirilerek bulunur.

Yukarıda verilen fonsksiyonelin minimum koşulu şöyledir:

$$\frac{\partial F}{\partial A} = 0 \quad q=1,2,3, \dots, n$$

Bu koşul

$$\sum_{e=1}^m \left(\frac{\partial F}{\partial S_e} \right) [K^e] [A^e] = \sum_{e=1}^m \left(\frac{\partial F}{\partial S_e} \right) [J^e + J_m^e] [U]$$

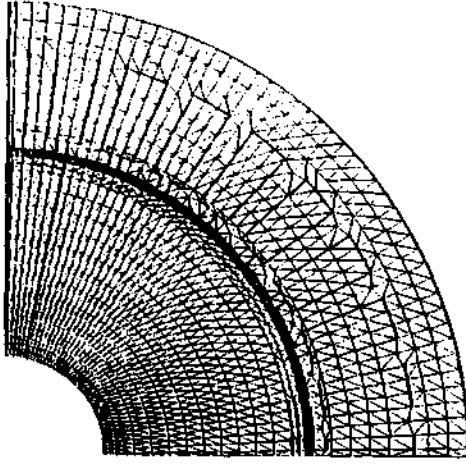
$$K^e C_p q_5 = b_p^* b_q^* + C_p^e C_q^e \quad p=1,2,3, \quad q=1,2,3$$

$$[A^e] = [A_1, A_2, A_3]^T, \quad [U] = [1, 1, 1]^T$$

biçiminde bir lineer olmayan cebirsel denklem takımı verir. Bu denklem takımı sınır koşulları gözönüne alınarak herhangi bir iteratif yöntem ile çözülebilir.

3. HESAP SONUÇLARI

Yapılan sayısal hesaplarda kalıcı mıknatıslığı B₀ = 1.13 T, koersif alan şiddeti H = 83S kA/n olan Neodmium-Iron-Boron türü bir mıknatıs kullanılmıştır. Stator oluklarında 100 sarım ve sargı akımının 5.3 A olduğu varsayılmıştır. Çözümde kullanılan sonlu elemanlar ağı Sek. 3 'de verilmiştir.

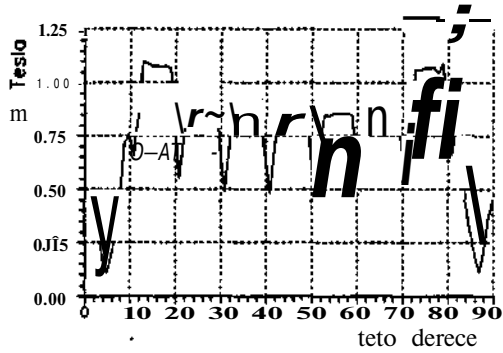
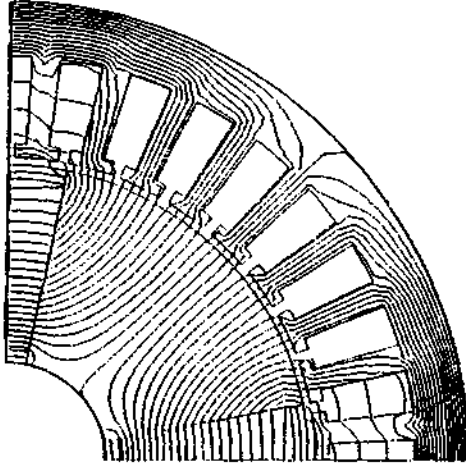


Sek.3 Kullanılan sonlu elemanlar ağı

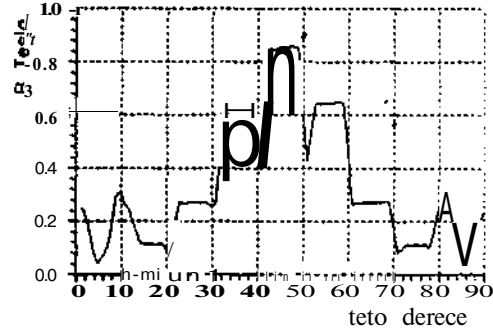
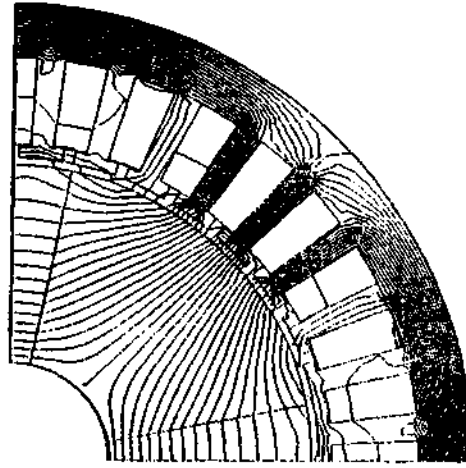
Sek. 4, 5, 6 ve 7 'de sırasıyla yalnız mıknatısın, yalnız stator akımı d-bileşeni, stator akımının yalnız d-bileşeni varken stator akımı • mıknatısın ve stator akımının iki bileşeni do varken stator akımı • mıknatısın magnetik alanının dağılımı ile hava aralığında manyetik alanın dağılımı verilmektedir.

4. SONUÇLAR

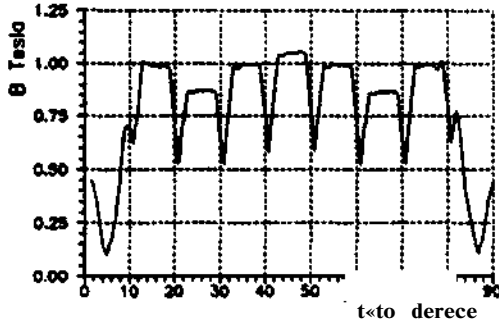
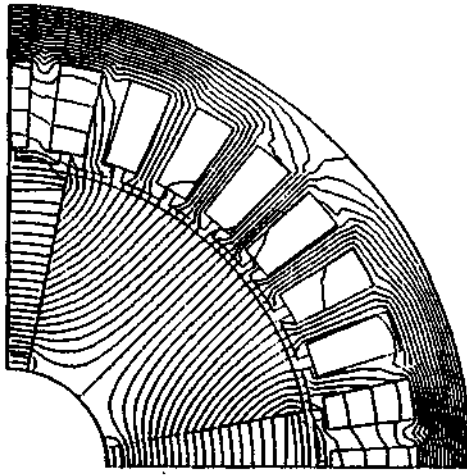
Hava aralığı akısı, elektrik makinelerinin çalışma özelliklerinin belirlenmesinde, önemli bir büyüklüktür. Bu çalışmada, sonlu elemanlar yöntemi yardımı ile, malzemede ki doyma bölgelerine hava aralığındaki sürekli mıknatıslı senkron motorun hava aralığındaki manyetik alanın dağılımı bulunmuştur. İncelenen sonuçlar, elektrik makinelerinin incelenmesinde geçerli sonuçlar olarak teoriye uygun bulunmuş, doğru ve olmuştur.



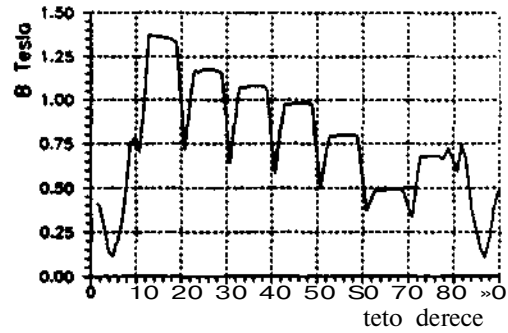
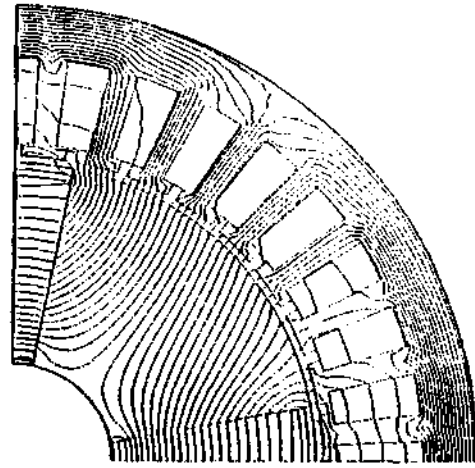
Sek.4. Yalnız mıknatısın magnetik alanı



Sek.5. Yalnız stator akımının d-bileşeni magnetik alanı



Sek.6. Stator akımının yalnız d-bileşeni varken stator akımı + mıknatısın magnetik alanı



Sek.7. Stator akımının her iki bileşeni varken stator akımı + mıknatısın magnetik alanı

etkisi gösterilmiştir. Kullanılan yöntem ve elde edilen sonuçlar ile makin* parametreleri ve yükleme ile değişimleri belirlene rek makına davranışı incelenebilir. Ayrıca minuaum mıknatıs hacminde, optimum, mıknatıs boyutları ve yerleştirme biçimi belirlenebilir. Optimum tasarım için ön hesaplamalar ve değerlendirmeler yapılabilir.

KAYNAKÇA

- 1/ Richter. E.; Miller, T.J.E.; Neumann, T.Vf.; Hudson, T.L.; "The Ferrit Permanent Magnet AC Motor - A Teehnical and Economical Assessment" IEEE Trans. Ind Appl. Soc. Vol.IA-21. No. 4 MayJune 1965
- 2/ Pillay, P.; Krishmann, R.; "Applications Characteristics of Brushless DC Motors for Servo Drives" IEEE IAS Annual Meeting, Atlanta,Georgia, USA. October 1987

- 3/ Diril. O. ."Sürekli Mıknatıslı Senkron Makina" Yüksek Lisans Tezi ITU Haziran 1990
- 4/ Binns. K.J.; Riley, C. P. ; "The Scop.e of Development of Permanent Magnet Machines in the Light of Materials" International Conference on Electrical Machines MÜnehen, Germany, September 1986
- 5/ Binns. K.J.; Wong,T. M; "Development of a High Performance Permanent Magnet Machine" International Conference on Electrical Machines Lausanne.Switzerland. September 1984
- 6/ Vteiss, J.; Grag. V. K. ; Shah, M.; Sternheim, E.; "Finite Element Analysis of Magnetic Fields with Permanent Magnet" IEEE Trans. on Magneties Vol.20 No.35 1984
- 7S Savov, V.N. ; Georgiev, 2h.D; Bogdanov, E.S. "Analaysis of the Magnetic Field in a Permanent Magnet Motor, carried out by Finite Element Method" Archiv für Elektrotechnik 73 1989

ARK FIRINI HARMONİKLERİNİN ANALİZİ VE ÖLÇÜLMESİ

V. ÖZBULUR p. BROWN R. N. TUNCAY

İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul

ÖZET

Bu çalışmanın ilk kısmında, güç sistemindeki nonlineer yükler ve harmonikler tanımlanmış, nonlineer yüklerin güç sistemine etkileri sunu I muş t ur. Bu yüklerden ark fırınlarının şebeke etkileri daha ayrıntılı olarak ele alınmıştır.

Çalışmanın ikinci bölümünde, ark fırınlarında harmonik dağılım analizi incelenmiştir.

Çalışmanın üçüncü bölümünde harmonik ölçüm sistemi tanımlanmış ve TEK şebekesinin ark fırını içeren bir bölgesinde yapılan ölçüm ile bir ark fırını tesisinde yapılan ölçüm değerleri sunulmuş; ve harmonik spektrumu elde edilmiştir.

1. GİRİŞ

Bilindiği gibi güç sistemi, elektrik enerjisinin Üretimi, iletimi ve tüketimine ilişkin tesislerden oluşmuştur. Bu tesisler elektrik enerjisinin akım ve gerilim değerlerini ve türünü, dalga şekillerini ve frekanslarını değiştirerek istenen çalışma koşullarına uygun hale getirmektedir. Generatör, transformator, a. a. ve d. a. enerji nakil hattı, kondansatör, dinamik kompanzator, elektrik motoru, doğrultucu, evirici, direkt frekans çeviricisi, ark fırını, güç filtresi, statik Var sistemi, alternatif akım kıyıcısı, anahtarlamalı güç kaynağı, endüksiyon fırını gibi aygıt ve tesisler güç sisteminin değişik bölgelerinde değişik işlevler yüklenmişlerdir. Bu devrelerin giriş ya da çıkış kapılarındaki V-I karakteristikleri doğrusal değilse, bu devrelere nonlineer devreler denir. Bu tür devreler, şebeke akım ve gerilim dalga şeklini bozarak sinüsten uzaklaştırıp, harmoniklerin meydana gelmesine neden olurlar.

Yukarıda sözlü edilen devrelerden bir kısmı elektrik enerjisi üretilirken kullanılırlar. Meydana getirilen ya da dönüş türleri elektrik enerjisinin akım ve gerilim bileşenlerinin sinüzoidal dalga şeklinde bulunması istenir. Senkron generatör ve eviriciler başlıca kaynaklar olarak şebekeye saf sinüs biçiminde gerilim veremezler.

Elektrik enerjisinin iletimi ve tüketimi sırasında yine şebeke gerilim ve akımının saf sinüsten uzaklaşmasına neden olan devreler mevcuttur. Doyma bölgesinde çalışan bir transformatör, ya da doğru gerilim enerjisi iletiminde kullanılan doğrultucu ve evirici bunun tipik örneğini teşkil eder.

Yukarıda kısaca özetlendiği gibi enerji üretimi, iletimi ve tüketimi aşamasında meydana gelen bozulmalar, güç sistemimle harmonikler olarak günümüzün önemli bir çalışma alanını oluşturmuştur. Özellikle son yıllarda kullanıma alınan büyük güç elektroniği devreleri ile, değişen mühendislik yaklaşımları, harmoniklerin giderek artan ölçülerde şebekeyi olumsuz olarak etkilemesine ve bunun sonucunda konu ile ilgili çalışmaların aynı oranda yoğunlaşmasına neden olmuştur.

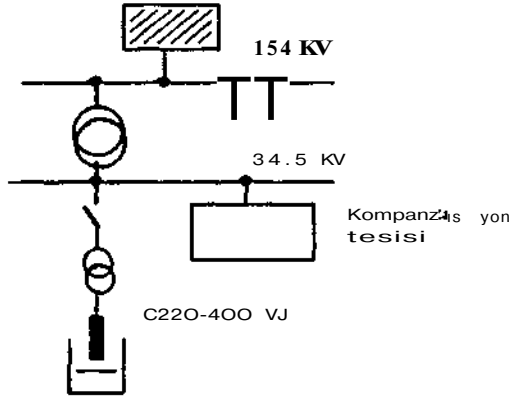
Şebekede harmonik meydana getiren nonlineer devre elemanları başlıca üç grup altında incelenebilir. Bunlar,

1. Güç elektroniği Devreleri
2. Elektromagnetik Devreleri
3. Ark Devreleri

seklindedir. 1. ve 2. gruptaki devreler, bildiri konumuzun içerisinde bulunmadığı için, burada ark devreleri ve özellikle ark fırınları üzerinde incelemelerimizi yoğunlaştıracaktır.

Ark devreleri deşarj prensibi ile çalıştığından şebekeden sinüzoidal olmayan akım çeker. Ark fırını, floresan lamba, civa ve sodyum buharlı aydınlatma armatürleri bunların başlıcalarıdır. Ark fırınlarının en önemli özelliği, büyük fırın güçleri sebebiyle, elektrot akımının çok büyük olmasıdır. Bu akım, elektrod ile hurda demir arasında bir deşarj olayı sonucu gaz ortamda ark şeklinde geçmeye devam eder. Alternatif akımın tabii olarak her sıfırdan geçmesi sırasında, ark söner ve bunu takip eden periyotta arkın yeniden tiyatüsü için elektrod aralığında yeterli kadar bir alan şiddetinin bulunması gerekir. Onun için de akım ile gerilim arasında belirli bir faz farkı olmalıdır. Bu yüzden ark fırınının 0.7 gibi oldukça düşük bir güç katsayısı ile çalışması gerekir. Ark fırını

isletmesinde " ertitme safhası " adı verilen ve oldukça kararsız olan birinci bölümde, kararlı bir isletme sağlayabilmek için QÜç katsayısının küçük olması büyük önem taşır. Bu safhada fırın tarafından çekilen aktif güç ile reaktif güç yaklaşık birbirine eşittir. Ergitme safhasında mümkün olduğu kadar kararlı bir ark oluşması için böyle bir güç katsayısı seçilmesine rağmen akım, potadaki demir malzemenin durumuna bağlı olarak sürekli değişir. Bu nedenle reaktif güçte büyük değişimler bas gösterir. Bunlar 50 Hz lik normal periyodik titreşimler dışında elektromekanik rezonans sonucu oluşan salınımlardan potadaki yük durumuna bağlı rastlantısal titreşimlerden meydana gelir. Bunun sebebi de şöyle açıklanabilir. Özellikle ertitme safhasında, elektrodlar ve hurda demir arasındaki sık sık tekrar eden kısa devreler bas gösterir. Bunlar genellikle iki faz arasında meydana gelirken üçüncü fazda akım kesilir. Nadir hallerde ise her üç fazda da akım kesilebilir, iste bu gibi olaylar sürekli yük değişimlerine ve fazların sürekli dengesiz yüklenmelerine yol açar. Meydana gelen titreşimli akımın 9-10 Hz lik bir frekansı bulunur. Aydınlatmayı da olumsuz olarak etkileyen bu olaya fliker adı verilir. Sekil 1.1'de bir ark fırınının şebeke besleme seması verilmiştir.



Sekil 1.1 Ark fırınının şebekeye bağlanma şekli.

Ark fırınlarının çalışma şartlarındaki bu ani değişimler sonucu, güç sisteminden çektikleri akımlar da geliş güzel olmaktadır. Bunun sonucu, şebeke gerilimi de akıma bağlı olarak sinüs formundan gittikçe uzaklaşmaktadır. Akım ve gerilimdeki bu bozulmalar, şebekeye harmonikli bileşenlerin verilmesi anlamına gelir. Aslında bozulmuş olan akım ve gerilim dalga şekilleri, şebekede bulunan değişik frekanstaki titreşim ve akımların toplamından ibaretir.

Görüldüğü gibi Üretilirken zaten tam sinüs şeklinde bulunmayan şebeke gerilimi gerek iletim, gerekse tüketim sırasında daha da

harmonikli hale gelmektedir. Bu, durum şebekede olumsuz etkilere sebep olmaktadır. Bu etkiler kısaca aşağıdaki gibidir.

- Paralel ya da seri rezonans olayının meydana gelmesi
- Generatör ve şebeke gerilimi düşürme etkisi
- Gerilim düşümünün artması ve fliker olayı
- Kondansatörler üzerine etki
- Kayıpların artması
- Elektrik makineleri üzerine etki
- Sayaçlar üzerine etki
- Kontrol cihazları üzerine etki
- Mikro bilgi işlemciler üzerine etki
- İzolasyon delinmesi
- Yarı iletkenler üzerine etki
- Haberleşme tesisleri üzerine etki

Şebeke harmoniklerinin yukarıdaki olumsuz etkilerini sınırlı tutmak üzere bazı ölçütler belirlenmiştir. Bunlardan en önemlisi harmonik bozulma katsayısıdır. Bu katsayı toplam harmonik miktarını gösterir.

$$XTHD = \frac{\sqrt{v_h^2}}{v_1} \quad (1)$$

Çeşitli ülkelerdeki bara gerilimlerine göre farklı THD değerleri kabul edilmiş olup aşağıda sınır değerler sunulmuştur.

Devlet	Alçak gerilim Yüksek Gerilim	
	barası	Barası
ABD	X 5	X 1.5
İngiltere	X 5	X 1.5
İsveç	X 4	X 1
Kanada	X 7	X 4
Fransa	1.6	1.6
Türkiye	1.6	1.6

Bu sınırlamaya ek olarak akım harmoniği için de sınırlamaya gidilmiştir. Bazı ülkelerde şebeke kısa devre gücüne göre sınırlamalar da getirilmektedir. Yukarıda belirtilen harmonik etkilerini gidermek için konulan kistaslara uymak için öncelikle tesisi, şebeke kısa devre gücünün büyük olduğu noktaya kurmak ya da kurulmuş tesis ise tesisin bulunduğu noktadaki şebeke kısadevre gücünü artırmak gerekir. Bu mümkün olmuyorsa uygun süzgeçler ve/veya statik VAR sistemleri kurulabilir. Bu noktada maliyet optimizasyonu sorununa dikkat etmek gerekir.

2. ARK FIRINLARINDA HARMONİK DAĞILIM ANALİZİ

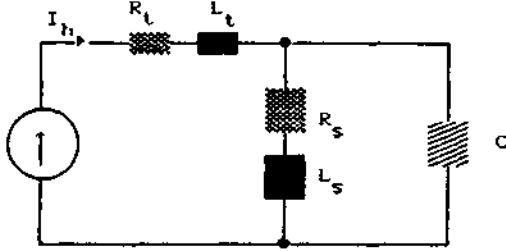
Ark fırınlarında harmonik dağılımının kuramsal olarak saptanması için güç sisteminin modelinin tam olarak kurulması gerekir. Bu modele harmonik meydana getiren elemanların modellerinin eklenmesi gerekir. Daha sonra sistem çözülerek harmoniklerin

haralara göre dağılışı elde edilir.

Güç sistemindeki harmonik dağılımının analizinde başlıca üç yöntem kullanılabilir. Bunlar;

- Admittans matris yöntemi ile frekans domeninde analiz
- Zaman domeninde analiz
- Yük akışı yöntemi ile analiz

seklindedir. Elektrik enerjisi ile metal ergitme prensibine göre çalışan ark fırınları, metali ergitme safhalarına göre yük çok ani bir şekilde değiştiği için bu tip yüklerin harmonik bileşenleri stokastik süreç yöntemi ile belirlenebilir. Şekil 2.1'de, şekil 1.1'e ait devrenin modeli verilmiştir.



Şekil 2.1 Ark fırını tesisine ait devre modeli

R_t, L_t ark fırını besleyen

transformatör parametreleri
 R_s, L_s ark fırını transformatöründen generatöre kadar ki elemanlara ait parametreler

C kompanzasyon amacı için kullanılan kondansatör.

Ark fırını şebekeye çeşitli frekanslarda harmonikli akımlar verdiği için bunu bir akım kaynağı olarak gösterilmiştir.

3. GÜÇ SİSTEMİNDEKİ ARK FIRINI HARMONİKLERİNİN ÖLÇÜLMESİ VE DENEY SONUÇLARI

Güç sistem harmoniklerinin değer ve mertebelerinin giderek artması çeşitli harmonik ölçü cihazlarının geliştirilmesine yol açmıştır. Bu cihazlar oldukça pahalı ve sınırlı işlevlere göre tasarlanmıştır.

Bu çalışmada kişisel bilgisayar ve bir veri toplama sistemi ile gerçekleştirilen ölçü yöntemi kullanılmış, böylece kullanımı kolay, değişik amaç ve durumlara uyarlanabilen, hassas bir ölçü sistemi elde edilmiştir. Bu ölçü sistemi donanım olarak aşağıdaki bileşenlerden oluşmuştur.

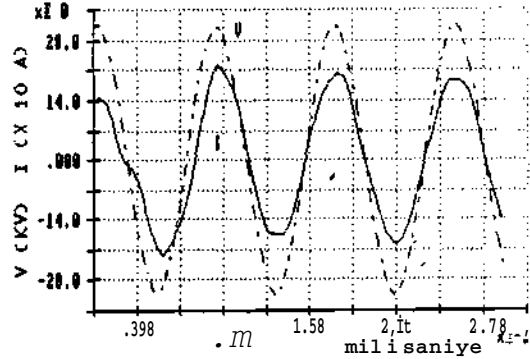
- PC-AT 80286-10 AST Workstation kişisel bilgi sayar
- 80287-10 matematik yardımcı işlemci

- Metra-Byte DAS160 A/D dönüşürü kiti
- Bağlantı ve analiz kartları

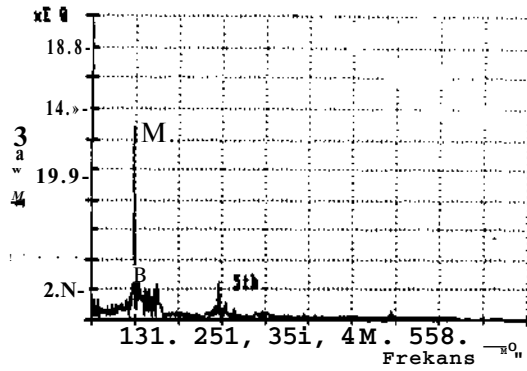
yukarıdaki donanım yardımı ile şebekenin istenen harmonisinde her fazın gerilimi v -akımı G kanallı olarak 12 bit hassasiyetle 40116 ayrık değer olarak 1 saniyeden ilaha kısa bir süre içerisinde kaydedilmekte, sürekli hal yada geçici hal durumları hassas bir şekilde izlenebilmektedir. Deneysel olarak elde edilen analog işaretler dijitalle çevrilmekte ve ASYST dilinde hazırlanmış olan yazılım yardımı ile hesaplanmaktadır. Hesaplama sonuçları anımla ekranda izlenebilmekte, böylece ölçü yapılan baradaki gerilimin harmonikleri ile yük akım harmoniklerinin 80. mertebeye kadar olan spektrumları kolayca kaydedilebilmektedir.

Yukarıda kısaca tanımlanan veri tabanı sistemi olarak nitelendirilebileceğimiz ölçü sisteminin denenmesi üç ayrı uygulama için gerçekleştirilmiştir. Bunlardan ilki, U-boratuvarında bulunan fonksiyon generatörü ve evirici gibi, dalga şekilleri dolayısıyla harmonikleri çok iyi bilinen devreler üzerinde yapılan ölçümlerdir. Bu ölçümler, hesaplama sonuçları ile uyum içerisinde bulunmaktadır.

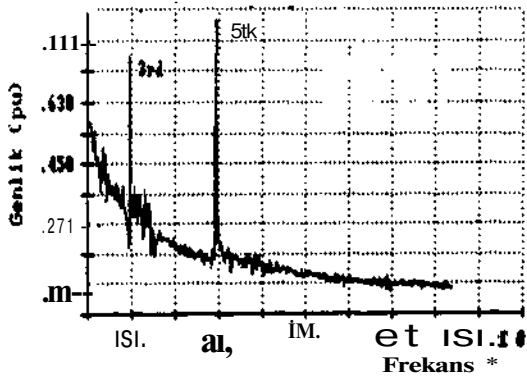
ikinci uygulama ise Dil iskelesinde bulunan TEK 154^34.5 KV indirici transformatör merkezinde yapılan ölçümlerdir. Bilindiği gibi bu merkezden büyük güçlü ark fırınları beslenmektedir. Bu ark fırınlarının statik VAR sistemleri ile teçhiz edilmiş oldukları, böylece kompanzasyon, simetrileme ve harmonik süzülmesini ilgili laboratuvarca sağlanmakta oldukları bilinmektedir. Yapılan çeşitli ölçümlerden akım ve gerilim harmoniklerinin birime indirgenmiş tepe değerleri spektrum halinde kaydedilmiştir.



Şekil 3.1 Dil iskelesindeki ark fırını tesisinin akım ve gerilim ölçümleri

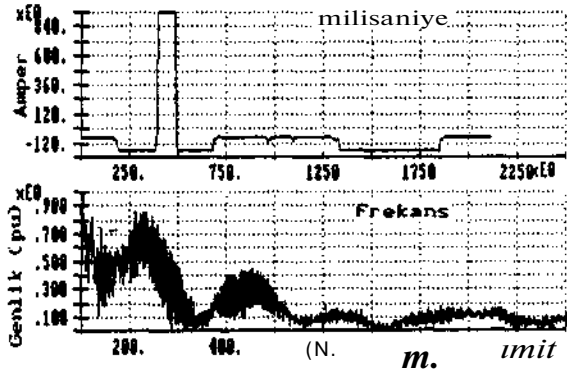


Sekil 3.2 Dil iskelesinde*ı ark fırını tesisi akım spektrumu

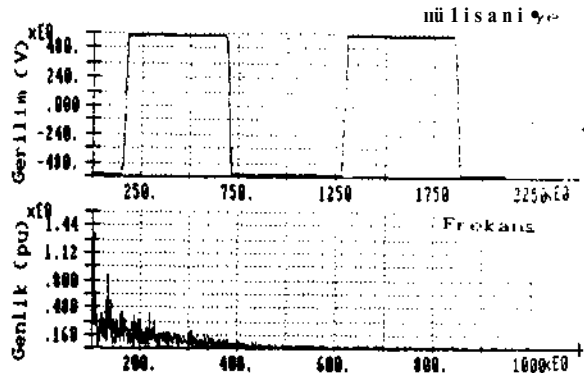


Sekil 3.3 Dil tskelesindeki ark fırını tesisi gerilim spektrumu

UçlncU uygulan ise Mahmutbey'de bulunan bir ark fırını tesisinde yapılmıştır, ölçümler 154^34.5 KV indirici transformator merkezinde yapılam ölçümlerdir. Kapanzasyon kademeli paralel kondansatörlerle yapılmaktadır.



Sekil 3.3 Mahmutbey ark fırını tesisi akım ölçümü ve harmonik spektrumu



Sekil 3.4 Mahmutbey ark fırını tesisi gerilim ölçümü ve harmonik spektrumu

4. SONUÇLAR

Bu bildiri de güc sisteminde ark fırınları tarafından meydana getirilen harmoniklerin kişisel bilgisayar ile analizi ve ölçümü ile ilgili yöntemler sunulmuştur. Böylece gerek kuramsal olarak gerekse deneysel olarak şebekenin herhangi bir noktasındaki harmonik dağılımı saptanabilmekte. Böylece seri ve paralel rezonans ile bunların sonucunda meydana gelecek aşırı akın ve gerilimler önceden belirlenebilmektedir.

Geliştirilen ölçü sistemi, yazılım ve donanım bakımından pek çok işlev yerine getirmekte akım ve gerilim harmoniklerini genlik ve fazları ile ölçebilmekte, depolayabilmekte ve grafik olarak sunabilmektedir.

5. REFERANSLAR

- 1/ S. Power System Harmonics, An Overvtey, IEEE, PAS-102, No. 8, Augst 1983.
- 2/ Peter J. BROWN, R. Nejat TUNCAY, "Gü. Sistemi Harmoni ki er ini u Bilgisayar Destekli Analizi ve Ölçülmesi" Elektrik Mühendisliği 3. Ulusal Kongresi sf. 75, 1989.
- 3/ Mustafa BAYRAM, "Harmoni ki erin Kapanzasyon Tesislerindeki tesirler" Elektroteknik Mecmuası Şubat 1985 si*5
- 4/ International Conference on Harmonics in Power Systems, V/orcester Polytecnic Institute, USA 1984.

* Ölçümler sırasında yakın ilgi ve desteklerini esirgemeyen tüm TEK çalışanlarına ve sayın Elk.Y.Muh. Abdullah AKDEDE ile Ur.Y. Müh. Atalay Kaya'ya, Orpas Metal sanayi çalışanlarına teşekkürlerimizi sunarız.

ELEKTRİN.İ ULAŞIM SİSTEMLERİNDE
TAHRİK DONANIMINDA ALTERNATİF AKIM TEKNIĞİNİN
UYGULANMASI

Atıf URAL Prof.Dr. Yıldız Üvüiv.Kocaeli Müh.Fak./İzmit-KOCAELİ
Belike URAL Öğr.Gar. İ.T.Ü.Kimya Metalürji Fak./Ayazağa/İSTANBUL

ÖZET

Üç fazlı asenkron motorun raylı taşımada tahrik motoru olarak kullanımı geniş alanlara yayılmıştır. Hızlı tren, metrolar, yakın mesafe raylı ulaşım sistemleri, elektrikli ve dizel elektrik manevra lokomotifleri ile ana hat lokomotiflerinde ileri Dir teknolojiyle kullanılmaktadır.

Güç elektroniği ile tahrik ve mikro işlemci kontrolünün gelişimi, alternatif akım tahrik tekniğinin gelişimini hızlandırmış ve geniş alanlara yayılmasını sağlamıştır.

1.Giriş

Villardır cer mühendisleri için üç fazlı asenkron motor, hafiflik, ucuzluk, bakım kolaylığı düşük maliyet ve pratikteki birçok avantajları nedeniyle ideal cer motoru olarak düşünüldüğünden, elektrikli ulaşım sistemlerinde tahrik donanımlarının geliştirilmesi çalışmaları hep üç fazlı asenkron motorun yaygın bir şekilde kullanımı yönünde ağırlık kazanmıştır.

Güç yarı iletkeni sektöründeki çarpıcı ilerlemelerle birlikte 1983'ten itibaren yeni taşıtlar GTO tristörlerle donatılmaya başlanmış, aynı zamanda

genel cer elektroniği için mikro işlemciden yararlanma yoluna gidilmiştir. Bu gibi yenilikler, üretici firmaları konverterli taşıtların yeni üretim dönemine girmeye zorlamıştır.

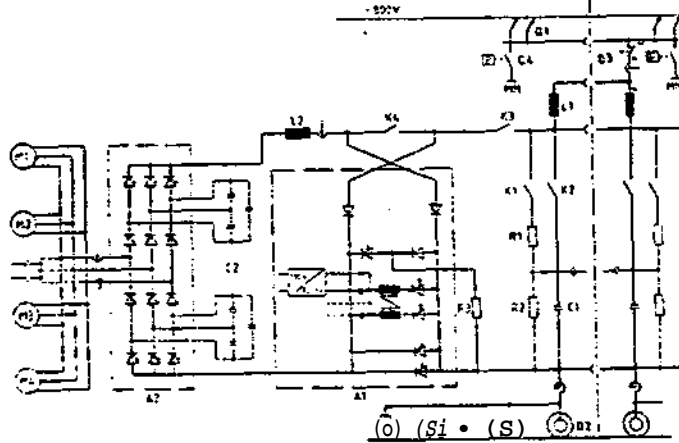
2- ELEKTRİKLİ ULAŞIMDA ALTERNATİF AKIM TEKNIĞİ

Elektrikli ulaşımada tahrik sisteminin seçiminde*! en önemli faktörler, enerji besleme sistemi (işletme sistemi, seyr iletkeni şebekesi) ve tahrik (cer motoru) dir.

Elektrikli ulaşım sistemleri (özellikle raylı sistemler), enerji besleme şekli yönünden alternatif akım (AA) ve doğru akım (DA) olmak üzere iki ana grupta incelenirler. Her bir grup yine kendi içinde tahrik makinasının cinsine göre, DA motor tahrikli ve AA motor tahrikli olmak üzere iki grupta incelenir.

Başlangıçta AA motor tahrikli sistemlerde bir fazlı AA motoru kulllanılıyor ve oto trafosuyla direkt işletme yapılıyor. Daha sonraları AA beslemeli sistemlerde kontrolsüz doğrultucu kullanımıyla DA motorlu tahrik sistemlerine geçildi ve kontrollü doğrultucu ile bir süre devam etti.

Günümüzde her iki sistemde de (AA ve DA beslemeli)



Şekil 1. A.A. Tahrik Tekniği

üç fazlı asenkron motorun tahrik motoru olarak kullanıldığı er, son duruma gelinmiştir.

AA beslemeli sistemde prensip olarak bir fazlı enerji, bir transformatörle tahrik sisteminin gerilimine indirgenmekte ve kontrollü doğrultucu ile doğrultulmakta ve sonra bir inverter yardımıyla üç fazlı AA dönüştürülerek cer motoru tahrik edilmektedir.

DA beslemeli sistemde ise enerji doğrudan bir inverter yardımıyla üç fazlı alternatif akıma invert edilmektedir.

Her iki sistemde, frenleme esnasında faydalı frenleme yapılarak geri besleme yapmak mümkündür. Tahrik konvertörlerinde kullanılan GTÜ tristörler, kontrol terminaline uygulanan sinyalle iletme ve kesime girebilen yarı-iletken düzenlerdir. Kullanımlarında, düzenli dinamik karakteristikleri ve rjinal turn-off devrelerinden dolayı bir takım avantajlar mevcuttur.

Manevra hizmetlerinde, düşük hız bölgesindeki büyük cer kuvvetleri yüksek performanstan daha önemlidir. Tecrübelerin sonucu olarak, AA tahrik sistemi manevra hizmetlerinde oldukça hassas ve ideal bir çalışma sağlamıştır (TCDD'nin MED7 Lokomotifleri buna örnektir.)

3. SONUÇ

İşletmeye konulan sistemler AA tahrik tekniğinin üstünlüklerini doğrulamaktadır.

Sonuç olarak, AA tahrik tekniğinden şu avantajlar elde edilmiştir:

- Düşük hızda az bir güçle yüksek kalkış cer kuvveti,
- Tüm hız dilimlerinde yüksek verim,
- Dizel-elektrik sistemlerde dizel motorun güç-hız karakteristiğine uygun optimal yakıt sarfiyatı,
- Asenkron motorun özelliklerinden dolayı Lokomotiflerin çok yönlü kullanılabilmesi,
- Aşırı yüklenilebilirlik
- Dengesiz dingil yüklenmelerinde momentin dingiller arasında dengelenmesi
- Tekerlek-ray koşullarına uygun şekilde cer kuvvetinin değiştirilerek tüm dingillerin patinajının engellenmesi,
- Düşük aşınma ve bakım giderleri (güç elektroniği elemanları ve asenkron motor kullanımı ile)
- Mikro işlemci kullanımıyla üstün ayar, kontrol ve kumanda yeteneği,
- Bakım ve onarım kolaylığı

Bu avantajlardan dolayı elektrikli ulaşımda alternatif akım tekniğinin önemini koruyacağı ve daha geniş alanlara yayılacağı görülmektedir.

KAYNAKÇA

- 1/ Ural.A., Modern Elektrikli Ulaşım Sistemleri, 1991.
- 2/ AEG, Sechssachsiger Gelenktriebuwaçen für Zuordnungsbetrieb in Drehstromantriebstechchnik, AEG Aktiengesellschaft Triefahrzeuge Nonnendammallee 15-21, D-1000 Berlin 20.
- 3/ AEG, Die elektrische Ausrüstung der neuen S-Bahn-Triefzüge Baureihe U60 in Berlin (LJest) AEG Westinghouse Transport-Systeme GmbH Traction, Nonnendammallee 15-21, D-1000 Berlin 20.
- 4/ Siemens, Die elektrische Ausrüstung der neuen Stadtbahnwagen B8GD der BOGESIRA, Sonderdruck ausstadverkehr "Heft 9/1938, Seite 7 Dis 12, Verfasser: Manfred Spathmann.
- 5/ AEG, Metro Madrid U-Sahn-Doppeltriebwagen Serie 2000-1 in Drehstromantriebstechnik, AEG Aktiengesellschaft Trieffahrzeuge, Nonnendammallee 15-21, D-1000 Berlin 20.
- 6/ Schuerdtfege, H., Maib, K.J., Erprobung einer neuen dieselelektrischen Lokomotive in Urehtromteehnik bei den Zechebahn. und Hafencetrieben Ruhr-Mitte der RAG, Sonderdruck aus ETR, Heft 1/2 1982 Hestra-Verlag Darmstadt.