

# BİLEZİKLİ ASENKRON MAKİNELERDE ANLIK YÜKSEK MOMENT VE HIZ DENETİMİ İÇİN ROTOR DEVRESİNE BULANIK MANTIK TABANLI GÜÇ ENJEKSİYONU

Selami KESLER\*, A. Sefa AKPINAR\*\* ve Ali SAYGIN\*\*\*

\*Pamukkale Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektrik Eğitimi Bölümü, 20020, Denizli

\*\*Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elek.-Elt. Mühendisliği Bölümü, 61080, Trabzon

\*\*\*Gazi Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektrik Eğitimi Bölümü, 06500, Ankara

Geliş Tarihi : 15.08.2008

Kabul Tarihi : 12.01.2009

## ÖZET

Büyük güç gerektiren uygulamalarda yüksek moment üretimi ve rüzgâr santrallerinde sabit frekanslı sabit güç üretimi için kullanılan bilezikli asenkron makinelerde rotor devresi güç akışı farklı yöntemlerle denetlenir. Denetimli yüksek moment üretmek, en uygun güç katsayısı elde etmek ve hız denetimi için rotor devresine bilezikler üzerinden kayma frekanslı gerilim uygulanabilir. Bu çalışmada, öncelikle bilezikli bir asenkron makinede rotor sargılarına bilezikler üzerinden gerilim uygulanmasının dinamik etkileri araştırılmış ve yöntemin sakıncalı yönleri uygulama desteğiyle ortaya konulmuştur. Daha sonra bu dinamik etkileri iyileştirmek üzere, makinenin anlık zorlanmalarda yüksek moment üretimini denetlemek ve hızını ayarlamak için rotor tarafında bulanık mantık denetleyicili bir evirici modeli önerilmiştir. Sürekli çalışma durumunda stator sargıları doğrudan şebekeye bağlı olan sistemin benzetim modeli için C/C++ programı geliştirilmiş ve farklı yük şartları için elde edilen sonuçlar tartışılmıştır.

**Anahtar Kelimeler** : *Bilezikli asenkron makine, Güç enjeksiyonu, Bulanık mantık denetleyici, Hız ve moment denetimi.*

## THE FUZZY LOGIC BASED POWER INJECTION INTO ROTOR CIRCUIT FOR INSTANTANEOUS HIGH TORQUE AND SPEED CONTROL IN INDUCTION MACHINES

### ABSTRACT

The power flow of the rotor circuit is controlled by different methods in induction machines used for producing high torque in applications involved great power and constant output power with constant frequency in wind turbines. The voltage with slip frequency can be applied on rotor windings to produce controlled high torque and obtain optimal power factor and speed control. In this study, firstly, the dynamic effects of the voltage applying on rotor windings through the rings in slip-ring induction machines are researched and undesirable aspects of the method are exposed with simulations supported by experiments. Afterwards, a fuzzy logic based inverter model on rotor side is proposed with a view to improving the dynamic effects, controlling high torque producing and adjusting machine speed in instantaneous forced conditions. For the simulation model of the system in which the stator side is directly connected to the grid in steady state operation, a C/C++ algorithm is developed and the results obtained for different load conditions are discussed.

**Keywords** : *Slip-Ring induction machine, Power injection, Fuzzy logic controller, Torque and speed control.*

## 1. GİRİŞ

Büyük güç gerektiren uygulamalarda yüksek moment üretimi ve rüzgâr santrallerinde sabit frekanslı sabit güç üretimi için kullanılan bilezikli asenkron makinelerde rotor devresi gücü farklı yöntemlerle denetlenir. Denetimli yüksek moment üretmek, en uygun güç katsayısı elde etmek ve hız denetimi için rotor devresine bilezikler üzerinden kayma frekanslı gerilim uygulanabilir. Yük altında yol verme ya da sürekli durumlarda hız denetimi için kolay ve ucuz yöntemler olmakla birlikte, bu yöntemlerde çalışma aralığı senkron altı bölgede ve nominal hızın altında olup, kayıplar nedeniyle verim düşüktür (Baghzouz ve Tan, 1989).

Sadece rotordan dışarıya güç akışına izin veren kayma gücü geri kazanım sistemleri üzerine yapılan çalışmalarda, bulanık mantık denetleyiciler sistem performansını önemli ölçüde etkilemiştir (Borges Da Silva v.d, 1991). Değerlendirilmediği durumda rotor sargılarında ya da mekanik frenleme sistemlerinde harcanan güce "kayma gücü" denir. Motorun frenleme sürecinde ya da nominal hızın altındaki çalışmalarda, rotor sargılarından dışarıya güç aktarılması esas alan kayma gücü geri kazanım sistemlerinde hız denetim aralığı nominal hızın altındadır (Akpınar v.d., 1993).

Senkron hızın üstüne çıkmak ya da daha yüksek momentler üretebilmek için rotor devresine dışardan güç aktarılması gerekir. Bu yöntemde temel sorun, kayma frekanslı rotor gerilimlerinin takip edilmesidir (Filho v.d., 1997). Özellikle rotor sargılarına uygulanan gerilimin etkin değeri, oluşan moment darbelerinde etkili olduğu için, daha küçük genlikli ve yavaş adımlarla uygulanmalıdır (Kesler v.d., 1999). Rotor sargılarına uygulanan gerilimin, uygulama anında meydana getirdiği tehlikeli moment darbeleri, denetimin daha esnek ve yapay zekâ tabanlı uygulamalarla yapılmasını zorunlu hale getirmiştir (Tang ve Xu, 1995). Kayma gücünü değerlendirmek amacıyla rotor tarafına bağlanan güç elektroniği devrelerinin anahtarlama etkileri, stator akımı, rotor akımı ve üretilen momentte harmoniklere neden olmaktadır (Kim v.d., 2003). Bu harmoniklerin kompanzasyonu da ayrı bir maliyet oluşturmaktadır.

Vektör tabanlı uygulamalar makine parametrelerine bağlı olduğundan, karmaşık sistemlerde, bulanık mantık tabanlı denetleyici desteği birçok çalışmada önerilmiştir. Vektör tabanlı denetim yöntemlerinde yeterli hesaplama hızı, ancak sayısal işaret işleyicilerin (DSP) gelişimiyle elde edilmiştir (Tang ve Xu, 1995 ve Poddar ve Ranganathan, 2004).

Rüzgâr santrali uygulamalarında da bilezikli asenkron makineler için, düzensiz mekanik güç girişlerine yönelik sabit frekanslı sabit güç çıkışı, senkron altı ve senkron üstü hız sürüşlerinde rotor sargıları üzerinden de denetlenmesinin gerekliliğini ortaya koyan çalışmalarda (Krisnamachari ve Czarkowski, 1998 ve Fengxiang v.d., 2002) rotor tarafında kullanılan çeviriler arasına akım denetimli gerilim kısıyıcılar kullanarak sistem maliyeti ve denetim karmaşıklığını artırmışlardır. Diğer taraftan son yıllarda rotor tarafına ek olarak stator tarafında da bir evirici kullanan ve hız algılayıcısı içermeyen vektör tabanlı yöntemler, sayısal işlemciler sayesinde yüksek başarımla uygulanabilmektedir (Data ve Ranganathan, 2001 ve Poddar ve Ranganathan, 2004).

Denetlenmek şartıyla, rotor devresine gerilim enjeksiyonunun sebep olduğu yüksek momentler, bilezikli asenkron motorlar için anlık zorlanmalı çalışma durumundan kurtulmak için önemli sayılmakla birlikte, motorun yavaşlatılması sürecinde oluşan negatif yönlü tehlikeli momentler özellikle büyük güçlü motorlar için, motor milinde kırılmalara ve aşırı rotor akımlarına neden olmaktadır (Kesler v.d., 2006).

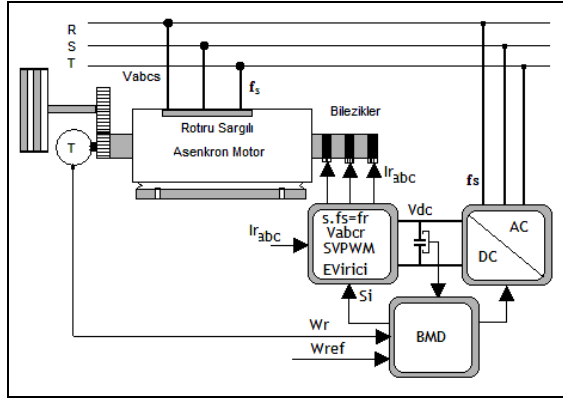
Bu çalışmada, bilezikleri üzerinden denetime açık bir asenkron makinenin güç akışı incelenerek, rotor sargılarına bilezikler üzerinden gerilim uygulanmasının hız, moment ve akımlar üzerindeki dinamik etkileri ortaya konulmuştur. Dinamik etkileri iyileştirmek üzere, stator tarafına göre daha küçük güç ve maliyet gerektiren, Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonlu (SVPWM) bir evirici rotor tarafında önerilmiştir. İstenen hız değerini sağlamak, meydana gelen ters yönlü tehlikeli moment darbelerinin genlik ve süresini azaltmak, pozitif yönlü momentleri de sınırlandırmak üzere, evirici çıkış gerilimi genliği ve anahtarlama süreleri, bulanık mantık tabanlı bir denetleyici (BMD) ile ayarlanmıştır. Elde edilen sonuçlar sunulmuş ve önerilen sistem başarımları tartışılmıştır.

## 2. SİSTEM MODELİ VE YÖNTEM

### 2. 1. Sistemin İlkesel Modeli

Asenkron makineler için vektör tabanlı hız-moment kontrol yöntemleri yaygınlaşınca, büyük güçler için de sincap kafesli makineler üretilmeye başlamıştır. Ancak bilezikli asenkron makineler rotor sargılarına doğrudan erişime izin verdiği için, stator tarafından yapılan denetimlere ek olarak, rotor tarafından da vektör tabanlı kontrol yöntemleri denetime elverişlidir. Şekil 1'de ilkesel modeli verilen

sistemde stator sargıları doğrudan besleme sistemine (şebeke) bağlı iken rotor sargıları bulanık mantık denetimli ve stator tarafına göre daha düşük güçlü bir SVPWM eviriciye bağlıdır.



Şekil 1. Rotor sargılarına BMD ile gerilim uygulanmasına ilişkin ilkesel model.

Asenkron motorun (ASM) çalışma bölgesine göre sistemi istenen hız değerinde tutacak ya da sistemin istenen hız eğrisini takip etmesini sağlayacak evirici anahtarlama kombinasyonu (Si) BMD ile ayarlanmaktadır. Uygulamada rotor tarafı çeviricileri genellikle anti-paralel bağlı IGBT eviricilerden (back-to-back IGBT Inverter) oluşmaktadır.

## 2. 2. Bilezikli ASM Dinamik Modeli

Sistemin temel elemanı olan bilezikli ASM'nin üç fazlı abc sisteminde makine parametrelerine bağlı stator ve rotor gerilim denklemleri genel haliyle;

$$V_{abcs} = R_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (1)$$

$$V_{abcr} = R_r i_{abcr} + p \lambda_{abcr} \quad (2)$$

biçiminde tanımlanır. Burada, p türev operatörü olup,  $p = d/dt$ 'dir.  $\lambda$  bileşke stator ve rotor akısıdır.

Akı bağıntılarında yer alan endüktans katsayıları rotor konumuna ve zamana bağlı değiştiğinden denklem sisteminin bu haliyle çözümü zordur. Çözümü kolaylaştırmak için, üç fazlı abc sistemine ait gerilim denklemlerini eşdeğeri olan iki fazlı dq eksen sistemine indirgemek için dönüşümler yapılır. Bu dönüşümler faz dönüşümü ve eksen sistemleri arasında yapılan dönüşümdür. Dönüşümlerin amacı denklemlerde yer alan endüktans katsayılarının zamana bağımlı değişimini ortadan kaldırmaktır. Zira zamanla rotor konumu değiştiğinden endüktanslar da değişmektedir. ASM dinamik modeli oluşturulurken dönüşümlerde kullanılan eksen sisteminin hızı ve başlangıç konumu bu

yüzden önemlidir. abc eksen sistemindeki gerilim bağıntıları, hızı  $\omega$  olan, rasgele hızlı eksen sistemine göre yeniden yazılırsa;

$$v_{qd0s} = R_s i_{qd0s} + \omega \lambda_{dqs} + p \lambda_{qd0s} \quad (3)$$

$$v'_{qd0r} = R'_r i'_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dqs} + p \lambda'_{qd0r} \quad (4)$$

denklem takımı elde edilir. Burada,

- $\omega = 0$  seçildiğinde; referans eksen sistemi stator üzerine sabitlenen "duran eksen sistemi";
- $\omega = \omega_r$  seçildiğinde; referans eksen sistemi rotor üzerine sabitlenen "rotor hızıyla dönen eksen sistemi";
- $\omega = \omega_s$  seçildiğinde; referans eksen sistemi döner alan üzerine sabitlenen "senkron hızla dönen eksen sistemi"; seçilmiş olur.

Stator ve rotor tarafı büyüklüklerinin dengeli olduğu durumlarda referans seçilen eksen sisteminin hızı senkron hızla hareket eden eksen sistemi seçilir ( $\omega = \omega_s$ ). Dengesiz durumlar söz konusu olduğunda referans eksen, dengesizliğin olduğu taraftaki eksen sistemi olarak seçilirse çözüm kolaylaşır (Krause,1986). ASM motorun  $\omega_b$  baz hızlı dq eksen sisteminde gerilim denklem takımı aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} v_{qf} \\ v_{df} \\ v_{q0} \\ v_{qf} \\ v_{df} \\ v_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ss} & \frac{\omega}{\omega_b} X_{sr} & 0 & \frac{p}{\omega_b} X_{M} & \frac{\omega}{\omega_b} X_{M} & 0 \\ -\frac{\omega}{\omega_b} X_{sr} & R_r + \frac{p}{\omega_b} X_{rr} & 0 & -\frac{\omega}{\omega_b} X_{M} & \frac{p}{\omega_b} X_{M} & 0 \\ 0 & 0 & R_r + \frac{p}{\omega_b} X_{rs} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{p}{\omega_b} X_{M} & (\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X_{M} & 0 & R_r + \frac{p}{\omega_b} X_{rr} & (\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X_{rr} & 0 \\ -(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X_{M} & \frac{p}{\omega_b} X_{M} & 0 & -(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X_{rr} & R_r + \frac{p}{\omega_b} X_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r + \frac{p}{\omega_b} X_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qf} \\ i_{df} \\ i_{q0} \\ i_{qf} \\ i_{df} \\ i_{q0} \end{bmatrix} \quad (5)$$

## 2. 3. Sistemin Güç Akış Analizi

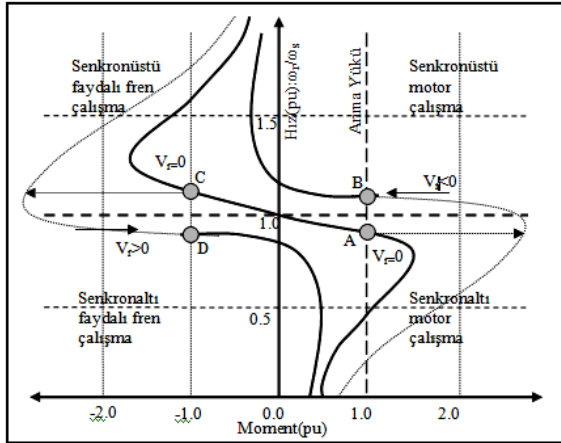
Bilezikler üzerinden uygulanan gerilime göre asenkron makinenin pozitif ve negatif sabit yükler altındaki davranışının gösterildiği Şekil 2 göz önüne alındığında dört farklı temel çalışma durumu elde edilir. Bunlar; senkronaltı motor çalışması ( $1 \geq s \geq 0$ ), senkronüstü motor çalışması ( $s \leq 0$ ), senkronaltı faydalı frenleme çalışması ( $1 \geq s \geq 0$ ), senkronüstü faydalı frenleme çalışması ( $s \leq 0$ ) çalışma durumlarıdır. Buna göre nominal yük altında motor çalışma bölgesinde A noktasında çalışan bir asenkron motorun rotor devresine bilezikler üzerinden, rotorda indüklenen gerilime ters fazda bir

gerilimle güç enjeksiyonu yapıldığında mekanik güç çıkışı artacaktır. Sistem sabit yük momenti altında çalışıyorsa, bu durum “mekanik hız artışı” olarak gözlenecektir. Yani sistem B noktasına sürüklenecektir. Rotorda indüklenen gerilimle aynı fazda gerilimli bir güç enjeksiyonu yapılırsa, rotor devresinden dışarıya güç çekilecek ve mekanik çıkış gücü azalacaktır. Bu durum, sabit yük momenti altında çalışan bir sistemde “mekanik hızda düşüş” olarak gözlenecektir. Şekil 4’te mekanik çıkış gücü yönüne göre farklı çalışma durumları için kayma gücü değişimi ve rotor sargılarına uygulanması gereken gerilimin işareti gösterilmiştir.

Asenkron motorun rotor sargıları üzerinden uygulanan ve stator tarafına indirgenmiş gerilim  $V_r' \angle \phi_r$  ve stator tarafının besleme gerilimi  $V_s \angle 0^\circ$  olmak üzere asenkron motorun geleneksel olarak bilinen, rotor parametrelerinin stator tarafına indirgendiği, faz başına eşdeğer devre göz önüne alınır indirgenmiş rotor akımı;

$$I_r' = \frac{V_s \angle 0^\circ - (V_r' / s) \angle \phi_r}{(R_s + R_r' / s) + j(X_{ls} + X_{lr}')} \quad (6)$$

biçiminde yazılabilir. Burada rotora uygulanan gerilimin faz açısının da rotor akımının faz açısına etkisi görülmektedir. Dolayısıyla rotora uygulanan gerilimin fazı değiştirilerek sistemin güç katsayısı denetlenebilmektedir.



Şekil 2. Bilezikler üzerinden gerilim uygulanarak hız denetimi yapılması.

Bilezikler üzerinden rotor devresine müdahale edildiğinde stator-rotor arasındaki güç sirkülasyonu oluşacak ve sistem yeni bir denge noktası oluşturuncaya kadar üretilen anlık moment ve hız üzerinde etkiler görülecektir. Aynı etkiler stator ve rotor akımları üzerinde de gözlenecektir. Şekil 3’de gösterilen güç akışı blok diyagramında, rüzgâr ve

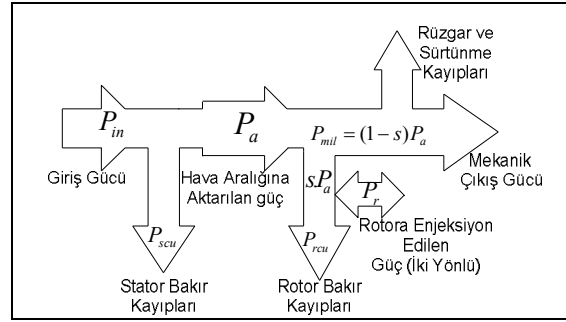
sürtünme kayıpları göz ardı edilirse, mile aktarılan güç mekanik çıkış gücü olarak kabul edilebilir. Bu durumda;

$$P_{mil} = P_m = P_a - P_r - P_{rcu} \quad (7)$$

$$T_e \cdot \omega_r = T_e \cdot \omega_s - P_r - P_{rcu} \quad (8)$$

$$\omega_r = \omega_s - \frac{P_r + P_{rcu}}{T_e} \quad (9)$$

biçiminde ifade edilir. Denklem (4)’den, rotor devresine uygulanan gücün işaretinin, elde edilen mekanik hız üzerindeki etkisi anlaşılmaktadır. Ancak sistem hızının senkron hızın üzerine çıkarılabilmesi için, rotor devresine dışarıdan uygulanacak gücün, rotor bakır kayıplarından daha fazla olması gerekmektedir.



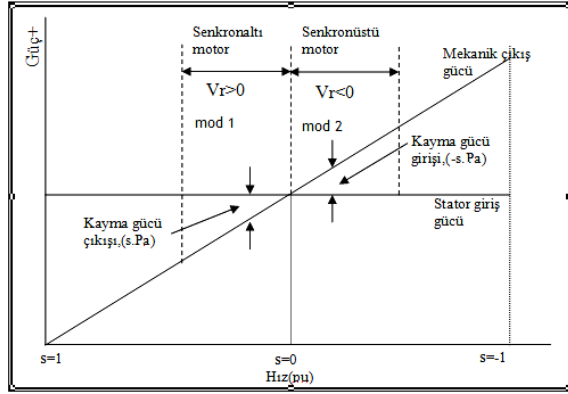
Şekil 3. Bilezikleri üzerinden denetlenebilen asenkron motorun güç akışı çizgesi.

Rotor devresine uygulanan gücün, rotor akımı üzerindeki etkisi denklem (6)’dan görülmektedir. (6)-(9) bağıntıları birlikte değerlendirildiğinde,  $\theta_r'$  açısı,  $V_r'$  ile  $I_r'$  arasındaki olmak üzere makinede indüklenen moment;

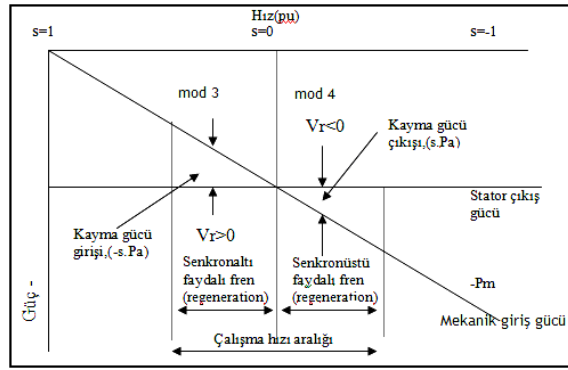
$$T_e = \frac{P_a}{\omega_s} = \frac{3}{s \cdot \omega_s} [(I_r')^2 R_r' + V_r' I_r' \cos \theta_r'] \quad (10)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada, bilezikler üzerinden uygulanacak gerilimin işareti, üretilen momentte ileri ya da ters yönlü darbelerle neden olacağından uygulamanın akıllı yöntemlerle yapılması ön görülmüş ve bulanık mantık tabanlı bir evirici modeli önerilmiştir.

Bu çalışmada da, rotor sargılarına dışarıdan uygulanan gerilim ile hız denetimi yapıldığından, sabit yük momentleri altında uygulanan gerilimin değiştirilmesi, yükün pozitif ve negatif olması durumuna motor hızını, hızlanma veya yavaşlama yönünde, doğrudan etkilemektedir.



(a) Motor çalışma



(b) Jeneratör çalışma.

Şekil 4. Asenkron makinenin farklı çalışma durumlarına göre güç akış dengesi.

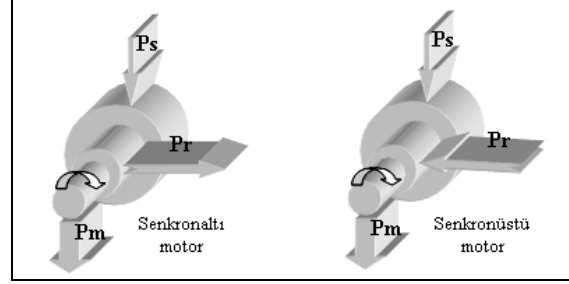
Aynı zamanda yük momentini değişimlerine karşın bilezikler üzerinden uygulanan gerilim denetlenerek sistem hızı istenen değerde tutulurken, rotor devresine uygulanan gerilimin işaretine göre, üretilen anlık moment darbeleri ve süreleri de denetlenmiştir.

## 2. 4. Rotor Güç Enjeksiyonunun Etkisi

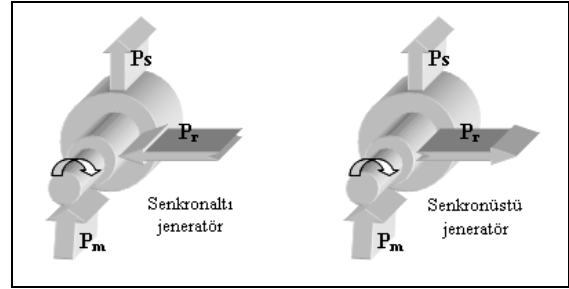
Sürekli ve normal şartlar altında çalışan bilezikli bir asenkron motorun stator tarafı doğrudan şebekeye bağlıyken, rotor tarafından güç enjeksiyonu (içeri ya da dışarı) yaparak, motor ve jeneratör olarak senkronaltı ve senkronüstü bölgelerde, teorik olarak da mekanik sınırlamalar olmaksızın herhangi bir hız da çalıştırılabilir. Ancak, makinenin elektrik ve mekanik güç kapılarının, rotor devresinden uygulanan gücün işaretine göre yönlendirilmesi gerekir (Kesler, 2006). Bu dört farklı çalışma durumu Şekil 5 ve 6'da gösterilmiştir.

Rotor devresine uygulanan harici güç, mevcut çalışma durumuna uygun olarak yönlendirildiğinde, senkronaltı ya da senkronüstü hız denetimi yapmak mümkündür. Ancak, motor ya da jeneratör çalışma durumuna göre,  $P_r$ 'nin yönü tamamen

değişmektedir. Özellikle jeneratör çalışmada, sabit frekanslı sabit elektrik gücü çıkışını sağlamak üzere, düşük mekanik güç girişleri için, sistem rotor tarafından da desteklenir. Motor çalışma durumunda mekanik güç sabit kalırsa, sistem rotor tarafından desteklendiği zaman stator tarafından çekilen güç azalır ve üretilen mekanik gücün bir kısmı rotora aktılan güçten karşılanır.

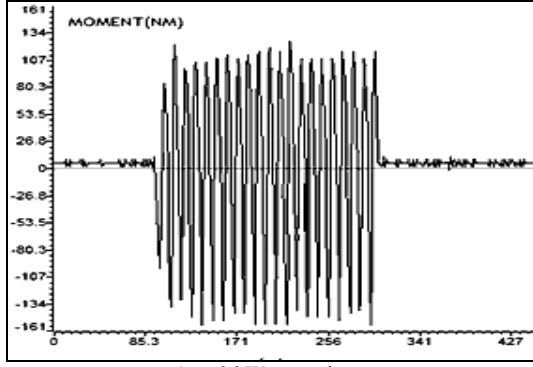


Şekil 5. Motor çalışmada rotora güç akışı.

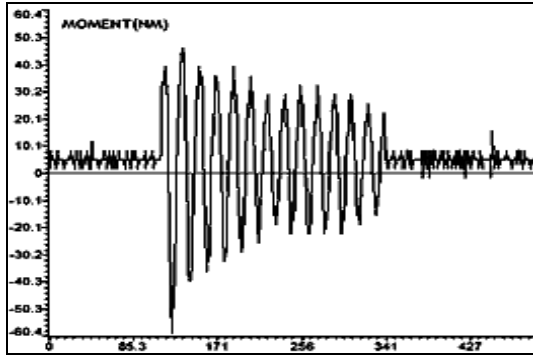


Şekil 6. Jeneratör çalışmada rotora güç akışı.

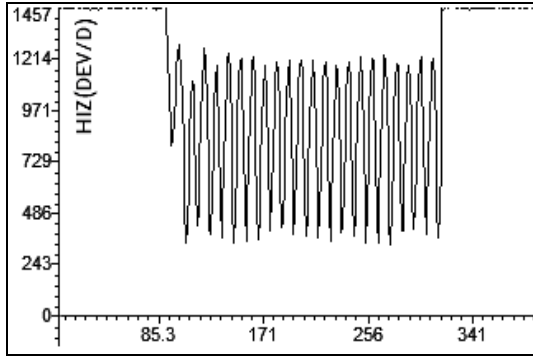
Motorda frenleme esnasında mekanik çıkış gücünün yönü ve katkısı oldukça önemlidir. Frenleme sırasında mekanik araçların etkisi (balatalar gibi), hava aralığına aktarılan gücün rotor sargıları ve balatalarda harcanmasıdır. Ancak balata kullanmadan da, rotor devresindeki güç bilezikler üzerinden doğrudan dışarı alınırsa, bu durum "faydalı frenleme" olarak adlandırılabilir. Bu frenleme enerjisi, hibrid motorlu araç uygulamalarında depolanabileceği gibi, elektrik şebekesine bağlı çalışan sistemlerde şebekeye geri verilebilir. Bu yüzden rotor tarafında önerilen çeviricilerin iki yönlü güç akışına izin vermesi önemlidir. Rotordan dış ortama güç alınırken, rotora yakın olan çeviriciler, doğrultucu kipinde çalışmaktadır. Dış ortamdan rotora güç aktarılırken, aynı çevirici, kayma frekanslı gerilim üreten evirici olarak çalışır. Şekil 7'de senkronaltı motor çalışmada rotor devresine, genliği sabit (denetimsiz) kayma frekanslı gerilimin doğrudan uygulanması durumunda hız ve moment üzerindeki dinamik etkiler görülmektedir.



a) 3 kW motorda moment.



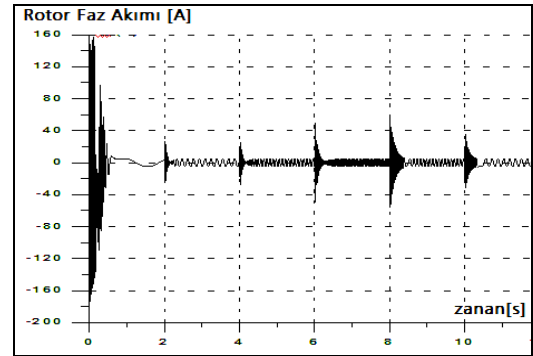
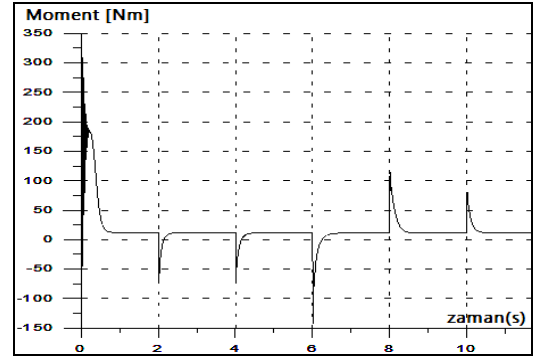
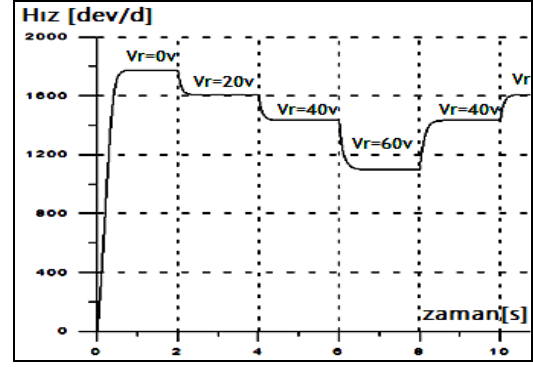
b) 1.5kW motorda moment.



c) 3kW motorda hız.

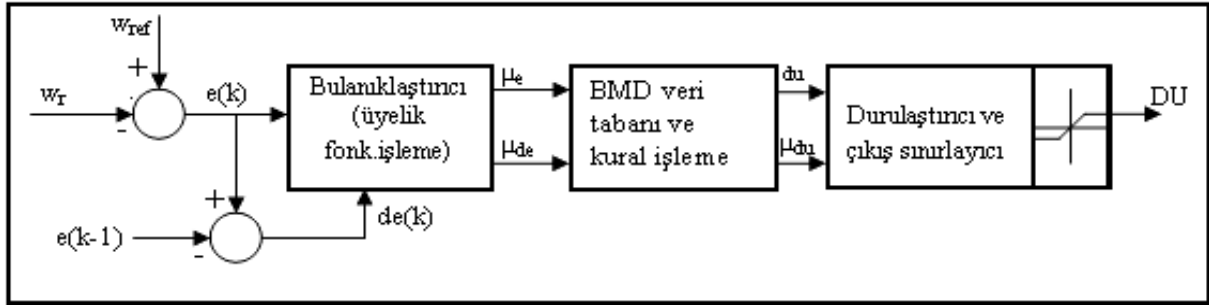
Şekil 7. Motoru frenlemek üzere rotor devresine doğrudan güç enjeksiyonu uygulama sonucu.

Sabit yük altında çalışan bu sistem için, motorda indüklenen moment oldukça gürültülü ve hızın ortalama değeri yaklaşık 900 dev/d'ya düşmesine rağmen salınım genliği yüksektir. Bu sonuçlar deneysel olarak elde edilmiş olup, motor milinde tehlikelere neden olduğu için uygulama kısa süreli tutulmuştur. Benzetim sonuçlarının doğruluğunu kanıtlamak açısından bu uygulama sonuçları önemlidir. Zira Şekil 8'de verilen benzetim sonuçlarında ortalama 900dev/d hız için rotor devresine pozitif 60 volt uygulanmış ve negatif yönlü moment genliğinin kabul edilemeyecek seviyelerde olduğu, böyle bir uygulamanın da tehlikeli olduğu görülmüştür.

Şekil 8. Senkronaltı motor çalışma bölgesinde rotor devresine pozitif yönlü gerilim enjeksiyonu etkisi. (sırasıyla hız, moment ve rotor akımı  $f_s=60$  Hz,  $P=2$ ).

## 2. 5. Bulanık Mantık Denetleyici Modeli

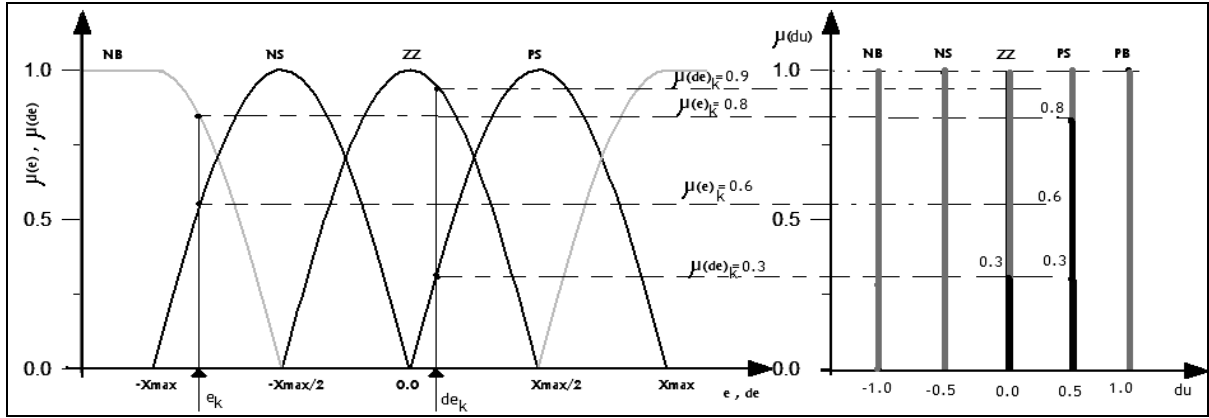
Sistemin istenen hız değerinde tutulması için gerçek hız ile referans hız arasındaki bağıl hata (e) ve bu hata değerindeki değişim (de) bulanık mantık denetleyicinin girdileri olarak alınmıştır. Hiçbir denetim yapılmaksızın rotor sargılarına uygulanan kayma frekanslı küçük gerilimlerin neden olduğu hız değişimleri ile motor miline bağlı yükün neden olduğu hız değişimleri incelenerek hata ve hata değişimi için sinüs üyelik kümeleri seçilmiştir.



Şekil 9. Bulanık mantık denetleyici ilkesel modeli.

Bağıl hata değeri hesaplanırken referans hız ile gerçek hız arasındaki fark referans hızı bölündüğünden hatanın sınırları  $[-1.0, 1.0]$  aralığında kalmaktadır. Ancak hatadaki değişim makinenin tepke hızına göre bu sınırların onda ya da yüzde biri

kadar olmaktadır. Şekil 9'da ilkesel modeli verilen BMD'nin girdileri için seçilen sinüzoid üyelik kümeleri ve anlık dört farklı durum için işlenen tekil çıkış kümeleri Şekil 10'da gösterilmiştir.



Şekil 10. Bulanık mantık denetleyicide giriş ve çıkış için üyelik kümeleri.

Tablo 1'de gösterilen kural tablosu sistemin istenen davranışına göre oluşturulmuş ve bulanık çıkış kümesi için tekil kümeler kullanılmıştır. Bulanık çıkarım için Mamdani'nin max-min yöntemi tercih edilmiştir. Çıkış kümelerinde Sugeno modeli tekil kümeler seçilmiş olup, durulaştırma işlemi için ağırlıkların ortalaması kullanılmıştır.

Tablo 1'de verilen kural tablosuna göre; sistemin hızı referans değeri çok aşmış ise hata Negatif Büyük'tür (NB). Bu durumda hatanın değişimine bakılarak, eğer hatadaki değişim Pozitif ve Büyük ise (PB), sistem hızlı bir şekilde referansa yaklaştığından hiçbir müdahaleye gerek olmadığı için çıkış kümesi SIFIR olarak işlenir (ZZ). Eğer hatanın aynı durumu için hatada değişim olmazsa, hata değişimini pozitif ve zorlayacak bir müdahale gerekir. Yani böyle bir durum için çıkış kümesi Pozitif Küçük (PS) seçilir.

Tablo 1. BMD kural tablosu.

e, de	NB <sub>de</sub>	NS <sub>de</sub>	ZZ <sub>de</sub>	PS <sub>de</sub>	PB <sub>de</sub>
NB <sub>e</sub>	PB <sub>du</sub>	PB <sub>du</sub>	PS <sub>du</sub>	PS <sub>du</sub>	ZZ <sub>du</sub>
NS <sub>e</sub>	PB <sub>du</sub>	PS <sub>du</sub>	PS <sub>du</sub>	ZZ <sub>du</sub>	NS <sub>du</sub>
ZZ <sub>e</sub>	PS <sub>du</sub>	PS <sub>du</sub>	ZZ <sub>du</sub>	NS <sub>du</sub>	NS <sub>du</sub>
PS <sub>e</sub>	PS <sub>du</sub>	ZZ <sub>du</sub>	NS <sub>du</sub>	NS <sub>du</sub>	NB <sub>du</sub>
PB <sub>e</sub>	ZZ <sub>du</sub>	NS <sub>du</sub>	NS <sub>du</sub>	NB <sub>du</sub>	NB <sub>du</sub>

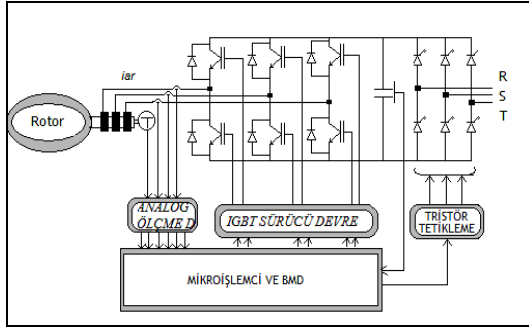
Hata ve hatadaki değişimin keskin değerleri iki ayrı bulanık kümede üyelik aldığından dört farklı durum değerlendirilerek bulanık çıkarım yapılmıştır. Bulanık çıkış için her durumun en küçük üyelik değerinin seçilmesi işlemi Mamdani çıkarımı olarak bilinir. Her durumda elde edilen çıkış üyelik değeri çıkış üyelik kümesini o noktadan keser. Yani bu değer tekil çıkış kümesinin ağırlık katsayısı olup, denetimin herhangi bir anında durulaştırılmış çıkış n=4 durum için bu ağırlıkların ortalaması olarak;

$$DU = \frac{\sum_{k=1}^n du(k) * \mu_{du}(k)}{\sum_{k=1}^n \mu_{du}(k)} \quad (11)$$

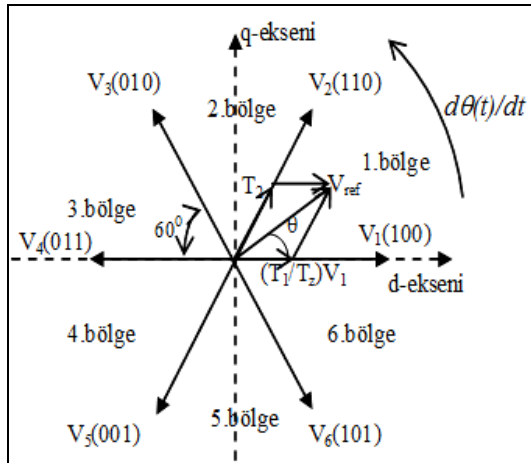
bağıntısı kullanılmıştır.

## 2. 6. SVPWM Evirici

Rotor konumu ve akımları algılandığında, hız ve momentte yapılacak olan denetimin yönüne göre referans gerilimin bulunması gereken bölge belirlenir. Uygun gerilim anahtarlama vektörleri, belirlenen anahtarlama süresince uygulanır. Şekil 11'de şebeke tarafı maliyetin düşülmesi amacıyla tristörlerden oluşturulmuş, rotor tarafı ise IGBT evirici içeren iki yönlü bir çevirici modeli ve Şekil 12'de bu eviricinin anahtarlama bölgelerine göre gerilim vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 11. Rotor tarafında iki yönlü çevirici açık modeli.



Şekil 12. Evirici anahtarlama bölgeleri ve gerilim vektörleri Vn (S1 S2 S3).

$T_1$  ve  $T_2$  ilgili gerilim vektörlerinin uygulanma süreleri olup  $T_z$  anahtarlama periyodunun yarısıdır.  $V_0(000)$  ve  $V_7(111)$  vektörleri rotor sargı uçlarını kısa devre eden anahtarlama vektörleridir. Anahtar

konumunun 1 olması üst anahtarın (S1, S3, S5) iletimde olduğunu, sıfır (0) olması da alt anahtarın (S2, S4, S6) iletimde olduğunu göstermektedir. Belirlenen bölge (n) olmak üzere, anahtarlama vektörlerinin uygulama süreleri;

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_z |V_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta\right) \right) \quad (12)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_z |V_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\theta - \frac{(n-1)\pi}{3}\right) \right) \quad (13)$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2 \quad (14)$$

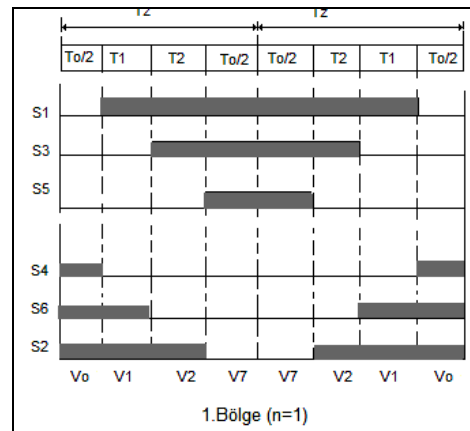
bağıntılarıyla hesaplanır. Burada; anahtarlama sürelerinin hesaplanmasında  $V_{ref}$  etkili bir parametre olup BMD ile güncellenmektedir. Evirici doğru gerilim giriş değeri  $V_{dc}$  olmak üzere; akım, gerilim ve hız için yapılan ölçümlerin herhangi bir adımında(k), evirici çıkışında olması gereken uzay vektör gerilimi değişimi;

$$\Delta V_{ref} = \delta \cdot DU \cdot V_{dc} \quad (15)$$

$$V_{ref}(k) = V_{ref}(k-1) + \Delta V_{ref} \quad (16)$$

biçiminde BMD çıkışıyla güncellenmiş olup,  $\delta$  önerilen BMD'nin etki katsayısıdır. Bu değer  $[0,1,1,0]$  aralığındadır. Eviricideki IGBT anahtarların iletim süreleri; anahtarlama bölgesi ve  $V_{ref}$ 'e göre belirlendiğinden, BMD bu sürelerin tespitinde doğrudan etkili olmaktadır. 1. anahtarlama bölgesindeki iletim süreleri örnek olarak Şekil 13'de gösterilmiştir. Geleneksel uygulamalarda

$$V_{ref\_max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \text{ kabul edilir.}$$



Şekil 13. Birinci bölgede SVPWM evirici  $V_1$  ve  $V_2$  gerilim vektörleri için  $T_1$  ve  $T_2$  anahtarlama süreleri.



$$\begin{aligned}\Delta\theta &= 2\pi s f_s \Delta t \\ \Delta t &= 2T_z \\ \theta(k+1) &= \theta(k) + \Delta\theta\end{aligned}\quad (17)$$

SVPWM eviricinin çıkış gerilimi frekansı, rotorda indüklenen gerilimlerin frekansı olup, bu değer kayma ve stator besleme frekansı ile doğru orantılıdır. (17) bağıntı takımında rotor alanı konum değişimi kayma frekansına bağlı olarak ifade edilmiştir.

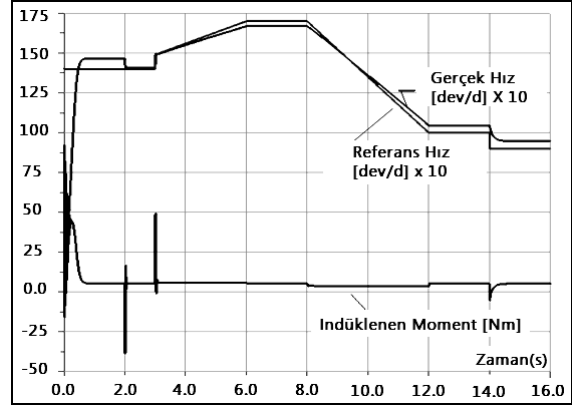
### 3. SONUÇLAR

Senkronaltı ve senkronüstü hız denetiminde sürülen yük momentinin etkisi önemli olduğundan, benzetim modelinde bu durum göz önüne alınmıştır. Benzetim modelinde 380V, 50Hz, 3kW 2çift kutuplu bilezikli bir asenkron motor parametreleri kullanılmıştır.

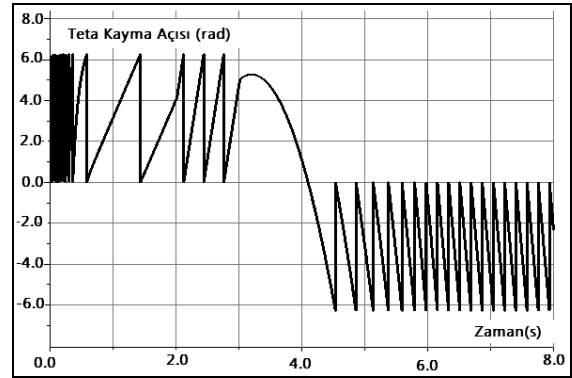
#### 3. 1. Pozitif Sabit Yük Momenti Altında Değişken Hız Denetimi

Sisteme motora sabit pozitif yük momentini altında bilezikler kısa devre iken yol verilmiş ve uygulamanın 2. saniyesinde bilezikler üzerinden bulanık mantık tabanlı gerilim enjeksiyonu denetimine başlanmıştır. Farklı zamanlarda değişik referans hızlar verilerek hız denetimi yapılmıştır. İstenen hıza ulaşmak için bileziklerden uygulanacak gerilimin etkin değeri evirici DC besleme hattındaki gerilime (Vdc) bağlı olarak bulanık mantık tabanlı denetleyici tarafından belirlenmiştir.

Kayma frekansı, örneklenen rotor açısal hızından elde edilmiştir. Sistemin birim basamak ve rampa referans hız girişine göre üretilen moment ve gerçek hız değişimleri Şekil 14'de gösterilmiştir. Bu yöntemle senkronüstü hızlarda denetiminin mümkün olduğu görülmektedir. Rotor devresine güç enjeksiyonu sırasında oluşan hızlandırma moment genliği azaltılmış ve darbe oluşum süresi kısaltılmıştır. Ancak, tam bir sonuç, referans hız isteminin rampa ya da üstel fonksiyonlarla sağlandığı görülmektedir. Şekil 15'de sistemin senkronüstü hız geçişinde kayma açısal konum değişimi verilmiştir. SVPWM eviricin anahtarlama vektörlerinin son derece uygun seçildiği ve rotor döner alanının düzgün yönlendirildiği buradan görülmektedir. Senkronüstü hızlarda kayma negatifdir.



Şekil 14. Sistemin senkronüstü hız sürüşünde birim basamak ve rampa hız fonksiyonlarına BMD'li cevabı.

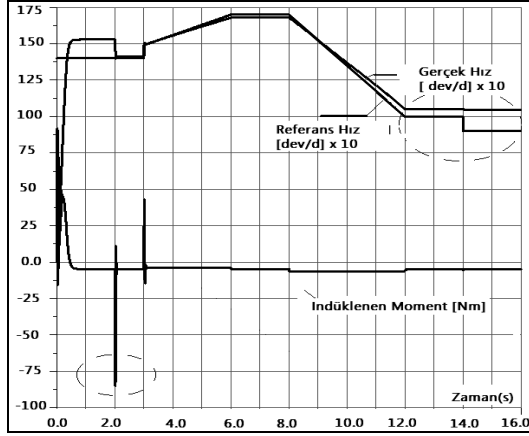


Şekil 15. Senkronüstü hız geçişinde kayma açısal konum değişimi.

#### 3. 2. Negatif Yük Momenti Altında Değişken Hız Denetimi

Senkron altı motor bölgesinde motor miline negatif moment uygulanması durumunda motor mekanik olarak hızlanmaya zorlanmaktadır. Şekil 16'da verilen benzetim çalışmasında sistemin mevcut hızını koruması istenirse bu çalışma durumunda da rotordan dışarı güç aktırılır. Ancak mekanik güç girişi sistemi hızlandırmakta kullanılırsa, sistem yeni referans hız değerine bulanık mantık denetleyici tarafından getirilir. Bu yeni referans değer senkronüstü hız bölgesi ise rotordan yapılacak güç takviyesi daha da artacaktır.

Negatif yük momentini girişi senkronüstüne sürüş gücünde ise, bu durumda bilezikli asenkron motor çift çıkışlı jeneratör gibi davranacak ve rotor sargılarından da dışarı güç verecektir.



Şekil 16. Negatif yük momentinde hız denetimi ve moment tepkisi.

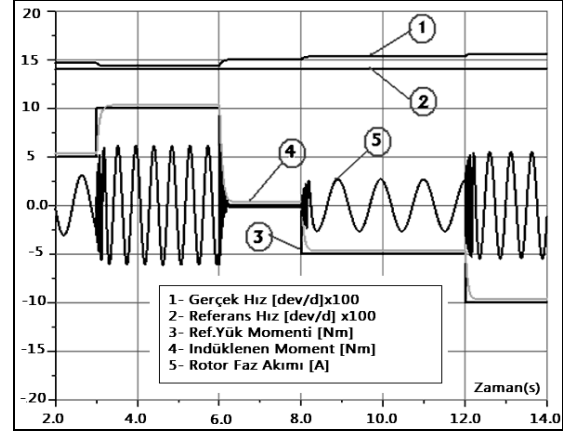
Negatif yük momentinde denetleyici senkron üstü hızlarda daha iyi sonuç vermesine rağmen, denetleyici devreye girdiğinde negatif yüke karşılık sistem yavaşlatılmak istendiği için ters yönlü moment darbesi genliği iki kat artmıştır. Pozitif yönlü genlik değişmemiştir. Rotor sargılarına uygulanan gerilim genliği düşük hızlara inmek için yetersiz kalmıştır. Çünkü negatif yük momentinde sistemi zaten hızlandırmaya çalışmaktadır. Bununla birlikte sistemde referans hız istemi rampa ya da üstel fonksiyonla yapılırsa, tehlikeli momentler tamamen denetleyici tarafından ortadan kaldırılmaktadır. Eviricinin doğru gerilim besleme değerini artırmak böyle bir durum için geçici bir çözümdür.

### 3. 3. Değişken Yük Momenti Altında Sabit Hız Denetimi

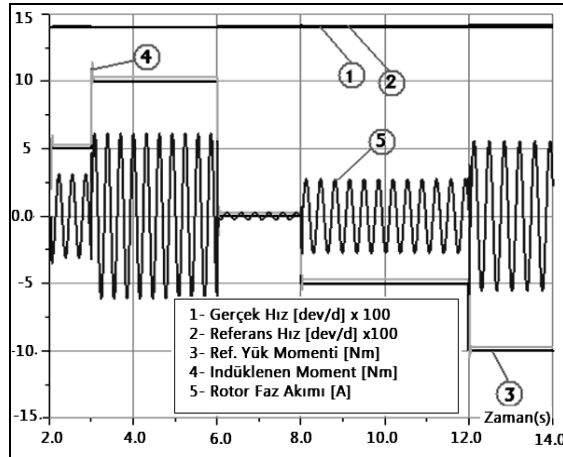
Sistemler her zaman sabit yükler altında çalışmadığından beklenmedik ya da bilinçli yük artışlarında, denetleyicilerden, sistemi referans hızda tutması beklenir. Bu çalışmada önerilen yöntemle hız referansında tutulurken, uygulanan yük momentinin yönüne ve genliğine göre rotordan besleme kaynağına, besleme kaynağından da rotora güç akışı da denetlenebilmektedir.

Yapılan benzetim çalışmasında yük momentini pozitif ve negatif farklı değerlerde birim basamak olarak uygulanırken hız 1400dev/d'da sabit tutulmaya çalışılmıştır. Denetimsiz model (bilezikler kısa devre) Şekil 17'de, bulanık mantık denetimli model Şekil 18'de gösterilmiştir. Denetimsiz modelde, artan negatif yük momentleri asenkron makineyi senkron üstü çalışma durumuna sürüklemiştir. Denetimli modelde ise motor halen senkron altı bölgede olup rotor sargılarından dışarı güç

aktarılabilmektedir. Sistem milindeki yük momentini pozitif yönde değiştirken, gereken güç bilezikler üzerinden desteklenirken, negatif yöndeki yük artışlarında, sistemi senkronaltı bölgede referansta tutmak için, bilezikler üzerinden dış ortama enerji akışı sağlanır. Mekanik frenleme sistemlerine ihtiyaç kalmadan, faydalı bir frenleme sağlanmış olur.



Şekil 17. Denetimsiz modelde yük değişimine karşı hız ve akım cevabı-bilezikler kısa devre.



Şekil 18. Bulanık mantık denetleyici modelde rotor devresine güç akışı ile yük değişimlerine karşı sabit hız denetimi.

Gerçekleşen dinamik olaylar zamansal olarak, karşılaştırılabilmek için benzetim sonuçları sunulurken, akım, yük moment, üretilen moment, referans hız ve gerçek hız değişimi, doğru bir değerlendirme açısından tek bir grafikte verilmiştir. Şekil 18'de ani yük değişimlerine karşı, önerilen denetleyici model, sistemi referans hızda tutarken, üretilen momentte tehlikeli darbelere de neden olmamıştır.

#### 4. TARTIŞMA VE ÖNERİLER

Önerilen bu çalışma hızlı bir sayısal işaret işleyici ile gerçekleştirildiğinde, rotor akımları doğrudan örneklenebildiği için motor parametrelerinden bağımsız bulanık mantık tabanlı bir denetim gerçekleştirilebilir. Vektör tabanlı moment denetim yöntemlerinde özellikle uzun süreli çalışmaya bağlı olarak değişen motor parametrelerinin kestirimi ve güncellenmesi önemli olduğundan sistem başarımını da oldukça etkilenmektedir. Aynı zamanda, boşta çalışma durumu ya da senkron hız yakınlarında rotor akımları son derece düzensiz olduğundan rotor akımları üzerinden yapılacak denetimlerde geleneksel denetleyici sistem başarımları azalmaktadır. Son zamanlarda yenilenebilir enerji kaynaklarının vazgeçilmez bir unsuru olan rüzgâr santrallerinde bilezikli-rotoru sargılı asenkron motor kullanılması durumunda, bu santrallerde düzensiz rüzgâr gücü girişleri için, bilezikler üzerinden rotor gücü enjeksiyonu yapılarak sabit frekanslı sabit çıkış gücü elde edilebilir.

Fosil yakıtların her gün artan sakıncalarıyla birlikte azalan rezervleri, hibrid motorlu araçları kaçınılmaz kılmaktadır. Bu tür araçlarda, elektrik motoru olarak genellikle fırçasız doğru akım motoru tercih edilmekle birlikte, bilezikli asenkron motorlar da rotor kapısından güç alış verişinin mümkün olması ve kendiliğinden uyarımla enerji üretebilmesi nedeniyle tercih edilebilir. Bu durumda mekanik fren sistemlerindeki sağlıksız etkiler, bakım ve onarım gerekliliği tamamen ya da kısmen ortadan kaldırılabılır. Sistem frenleme durumundayken bataryalarına güç kazanıp, ihtiyaç olduğunda sıvı yakıtlı motora destek olarak mekanik güç üretebilir. Özellikle rotor devresine güç enjeksiyonu anında meydana gelen denetimli anlık yüksek momentler, aracın zorlanmalı bir çalışma durumundan kurtulmasına yardımcı olacaktır. Bu sayede yakıt tasarrufu ve performans artışı sağlanabilir.

#### 5. KAYNAKLAR

Akpınar, E., Trahan, R.E. and Nguyen, A.D. 1993. Modelling and analysis of closed-loop slip energy recovery induction motor drive using a linearization technique, IEEE Trans. Energy Conversion. 8 (4), 668-696.

Baghzouz, Y. and Tan, O.T. 1989. Optimal efficiency speed control of induction motors by variable rotor impedance, IEEE trans. Energy conversion. 4 (2), 216-222.

Borges Da Silva, L.E., Nakashima, K. and Tores, L. 1991. "Improving performance of slip recovery drive: an approach using fuzzy techniques". IEEE industry App. Society, Annual meeting. 1 285-290.

Datta, R. and Ranganathan, V.T. 2001. A simple position sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine, IEEE trans. Industrial electronics. 48 (4). 786-793.

Fengxiang, W., Chengwu, L. and Xu, L. Z. 2002. "A chopping and doubly-fed adjustable speed system without bi-directional converter" IEEE Proc. industry applications conference pittsburgh PA, IAS, Oct 2002. (4), 2393-2397.

Filho, R., Sanchez E. and Armando, V. 1997. "Control of Wound-Rotor Induction Machine" IEEE Proc. International conference on power electronics and drive systems, May 1997. Singapore, PEDS'97. (1), 97-102.

Kesler, S. 2006. Bilezikli asenkron makinelerin bilezikleri üzerinden bulanık mantık tabanlı hız denetiminin TMS320F2812 DSP ile gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, 189 s. KTU., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon.

Kesler, S., Akpınar, S. ve Atlaş, İ. H. 1999. "A Fuzzy logic based speed control system for the wound-rotor three-phase induction motors" International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Aralık 1999, Bursa, Bildiriler Kitabı. Cilt 1, 361-366.

Kim, Y.H., Park, K.S. and Jeong, Y.S. 2003. Comparison of flywhellsystems for harmonic compansation based on wound/squirrel-cage rotor type induction motors, Electric Power Systems Research. 64, 189-195.

Krishnamachari, B. and Czarkowski, D. 1998. "Bidirectional buck-boost converter with variable output voltage" IEEE Proc. International Symposium on Circuits and Systems May 1998, Monterrey CA, ISCAS'98. Vol 6, 446-449.

Podar, G. and Ranganathan, V.T. 2004. Sensorless field-oriented control for double inverter fed wound-rotor induction motor drive, IEEE Trans. Industrial Electronics. 51 (5), 1089-1096.

Tang, Y. and Xu, L. 1995. Vector control and fuzzy logic control of doubly fed variable speed drives with DSP implemantation. IEEE Trans. Energy Conversion. 10 (4), 661-668.