

55492

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ROTOR DİRENCİNİN UYARLANMASIYLA ASENKRON MOTORUN  
HIZ ALGILAYICISIZ ALAN YÖNLENDİRMELİ DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Lokman ŞİRİN

Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

AĞUSTOS 1996

ROTOR DİRENCİNİN UYARLANMASIYLA ASENKRON MOTORUN  
HIZ ALGILAYICISIZ ALAN YÖNLENDİRMELİ DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Lokman ŞİRİN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 9 Ağustos 1996

Tezin Savunulduğu Tarih : 13 Ağustos 1996

Tez Danışmanı

: Prof.Dr. Emin TACER

Diğer Jüri Üyeleri

: Prof.Dr. Nejat TUNÇAY

: Prof.Dr. Faik MERGEN

## ÖNSÖZ

Bugün dünyaya bilgi hükmetmektedir. Eğitim ve kültür düzeyleri yüksek, gelişen teknolojiye uyum sağlayabilen toplumlar, dünyanın efendisi olacak, geleceği şekillendireceklerdir.

Büyük emek ve zaman harcayarak hazırladığım bu çalışmanın, "Asenkron Makinanın Alan Yönlendirmeli Denetimi" konusunda bilgi ve becerilerini geliştirmek isteyenlere yararlı olacağına inanıyorum. Ayrıca, bu çalışma esnasında yardımlarını esirgemeyen değerli hocam Prof.Dr. M.Emin TACER'e içtenlikle teşekkür ediyorum.

İSTANBUL 1996

ELEK.MÜH.LOKMAN ŞİRİN

## İÇİNDEKİLER

|                                                                                                                  |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ÖNSÖZ .....                                                                                                      | ii |
| ÖZET .....                                                                                                       | v  |
| SUMMARY .....                                                                                                    | vi |
| BÖLÜM 1. GİRİŞ .....                                                                                             | 1  |
| BÖLÜM 2. ASENKRON MAKİNANIN MATEMATİKSEL MODELİ VE<br>VEKTÖR DENETİMİ .....                                      | 6  |
| 2.1. Asenkron Makinanın Faz Değişkenli Model ...                                                                 | 7  |
| 2.2. Asenkron Makinanın Uzay Fazör Modeli .....                                                                  | 9  |
| 2.3. Asenkron Makinanın d-q Modeli .....                                                                         | 16 |
| 2.4. Asenkron Makinanın Vektör Denetimi .....                                                                    | 19 |
| BÖLÜM 3. ASENKRON MAKİNANIN HIZ ALGILAYICISIZ ALAN<br>YÖNLENDİRMELİ DENETİMİ .....                               | 24 |
| 3.1. Hız Algılayıcısız Denetim Tekniklerine<br>Genel Bir Bakış .....                                             | 25 |
| 3.1.1. Hız Kestirimcileri .....                                                                                  | 25 |
| 3.1.2. Model Referans Adaptif Sistemler .....                                                                    | 26 |
| 3.1.3. Luenberger Hız Gözlemleyicileri .....                                                                     | 26 |
| 3.1.4. Kalman Filtre Teknikleri .....                                                                            | 27 |
| 3.1.5. Rotor Oluklarının Dalgallılığı .....                                                                      | 27 |
| 3.2. Rotor Direncinin Uyarlanmasıyla Asenkron<br>Motorun Hız Algılayıcısız Vektör Denetimi..                     | 30 |
| 3.2.1. Alan Yönlendirme Esaslı Akı Gözlemleyici.                                                                 | 30 |
| 3.2.1.1. Asenkron Motorun Durum Eşitlikleri ....                                                                 | 30 |
| 3.2.1.2. Asenkron Motorun Doğrudan Alan<br>Yönlendirmeli Denetimi .....                                          | 32 |
| 3.2.1.3. Asenkron Motorun Rotor Akı Gözlemleyi-<br>cisi .....                                                    | 33 |
| 3.2.2. Rotor ve Stator Dirençlerinin Tanımlan-<br>ması için Uyumlu Şema .....                                    | 33 |
| 3.2.3. Hız Kestirimi için Uyumlu Şema .....                                                                      | 35 |
| 3.2.4. Asenkron Motorun Hız Algılayıcısız Dene-<br>timinde Hız ve Rotor Direncinin Aynı<br>Anda Kestirimi .....  | 35 |
| 3.2.5. Rotor Direnç Uyarlamasının Geliştirilmesi                                                                 | 37 |
| BÖLÜM 4. ASENKRON MOTORUN VE UYUMLU AKI GÖZLEMLEYİCİNİN<br>BİLGİSAYARDA SAYISAL BENZETİMİ .....                  | 39 |
| 4.1. Asenkron Motorun Hız Algılayıcısız Alan Yön-<br>lendirmeli Denetime Yönelik Bilgisayar Ben-<br>zetimi ..... | 39 |
| 4.2. Uyumlu Akı Gözlemleyicinin Bilgisayar Benze-<br>timi .....                                                  | 56 |

|                            |    |
|----------------------------|----|
| SONUÇLAR VE ÖNERİLER ..... | 61 |
| KAYNAKLAR .....            | 64 |
| EKLER .....                | 67 |
| ÖZGEÇMİŞ .....             | 73 |



## ÖZET

Son yıllarda, alan yönlendirmeli asenkron motor tahrik sistemleri, yüksek performanslı hız ve servo uygulamalarında çok kabul gördü. Bu uygulamalarda, motor hız bilgisi gerekli olduğu için, hız algılayıcıları kullanıldı. Ancak ne varki, maliyeti yüksek olan hız algılayıcıları, sistemin basitliğini ve sağlamlığını bozmakta; elverişsiz ortamlarda ve yüksek hızlı tahrikte kullanılmamaktaydı. Bu nedenle, çeşitli hız algılayıcısız vektör denetim teknikleri geliştirildi. Bu tekniklerin kötü yanı, rotor direnç değişimlerinin, motor hızının kestiriminde hataya sebebiyet vermesidir. Dolayısıyla, motor hızının ve rotor direncinin eşzamanlı olarak kestirilmesi gerekir. Bu ise, bir hayli zordur.

Bu tezde, "Adaptif Kontrol Teori"ye dayalı, uyumlu akı gözlemleyici kullanılarak, motor hızının ve rotor direncinin eşzamanlı olarak tanımlandığı bir yöntem tanımlanacaktır. Ayrıca, rotor direnç uyarlanmasını motor hız kestiriminden ayırarak yapmak için, yeni bir rotor direnç uyumlu şeması sunulacak. Asenkron motorun ve uyumlu gözlemleyicinin bilgisayar benzetimi kurulacaktır. .

## SUMMARY

### SPEED SENSORLESS FIELD-ORIENTED CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH ROTOR RESISTANCE ADAPTATION

The main aim of this thesis is to study speed sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with rotor resistance adaptation. Furthermore, the dynamic behaviours of the induction motor and adaptive flux observer will be simulated using a Simulink program.

In the past dc motors were used extensively in areas where variable-speed operation was required, since their flux and torque could be controlled easily by the field and armature current. In particular, the separately excited dc motor has been used mainly for applications where there was a requirement of fast response and four-quadrant operation with high performance near zero speed. However, dc motors have certain disadvantages, which are due to the existence of the commutator and the brushes. That is, they require periodic maintenance; they cannot be used in explosive or corrosive environments and they have limited commutator capability under high-speed, high-voltage operational conditions. These problems can be overcome by the application of induction motors, which can have simple and rugged structure, high maintainability and economy; they are also robust and immune to heavy overloading. Their small dimension compared with dc motors allows ac motors to be designed with substantially higher output ratings for low weight and low rotating mass. However, its applications were limited by the complexity and the difficulty of its control.

With the advance of semiconductor technology (power and digital electronics), vector control techniques incorporating fast microprocessors have made possible the application of induction motor drives for high performance applications where traditionally only dc drives were applied.

The vector control methods are all based on "The Principle of Field Orientation", first introduced by F. Blaschke. The objective of field orientation is the decoupled control of the flux-and torque-producing components of the stator currents, which is similar to controlling the field and armature currents in the separately excited dc machine.

The implementation of vector control (stator flux-oriented control, rotor flux-oriented control or magnetizing flux-oriented control) requires information on the modulus and space angle (position) of the stator-flux, rotor-flux, or magnetizing-flux space phasors respectively. The control can be performed in a reference frame fixed to the stator-flux, rotor-flux, or magnetizing-flux space phasor respectively, and the direct-and-quadrature-axis stator currents are obtained in the corresponding reference frame. The stator currents are similar to the field and armature currents of the separately excited dc machine.

In the case of induction machines rotor flux-oriented control is usually employed, although it is possible to implement stator flux-and also magnetizing flux-oriented control.

Crucial to the success of the vector control scheme is the knowledge of the instantaneous position of the rotor flux. In field oriented drives, the sensing rotor flux as a vector (both modulus and angle) can be realized two different techniques. The first method was developed by F.Blaschke. In this method, rotor flux position is directly measured (by using Hall-effect sensors, search coils), or it is calculated from a so-called flux model. Because of the direct sensing algorithm, sensitivity to parameter variations is at negligible level. The second method, which was suggested by K.Hasse, is called indirect vector control. In this case, rotor flux position is obtained by utilizing the monitored stator currents and rotor speed. The angle of rotor flux is obtained as the sum of the monitored rotor angle and the computed reference value of the slip angle. The slip angle, which can be calculated from the reference values of the torque-and flux-producing stator currents, strongly depends on the rotor time constant of the machine under consideration, and when inaccurate parameters are used, it is not possible to achieve correct field orientation. The rotor time constant can change as a result of saturation, variation of the temperature, and skin effect. Thus it is preferable to implement schemes which incorporate some form of on-line parameter adaptation. In practice, despite its parameter sensitivity and the fact that it requires the use of shaft encoders, which are expensive, the indirect method has gained more widespread application, since it does not require flux sensor or a flux model.

Many models have been proposed to analyse and develop control algorithms for induction machine. In general, a model must cover the transient and steady state of the machine. Besides that, it must also be a simple model. The space phasor, d-q and spiral vector models are shown to be equivalent to the complex

variables model as they all are based on the same sinusoidal spatial distribution of airgap flux density.

For the application of the vector control method to the variable speed servo-system or the constant torque drive system, they need the rotor speed signal of the motor, and the ordinarily system has a shaft connected speed sensor. However, these speed sensors restrict the applications of the vector control system. If there is no space for the sensor connected, the vector control system can not be adapted for those system. In high speed drives, a speed sensor cannot be mounted. The application of the speed sensor reduce the sturdiness of the system and make it expensive. Furthermore, speed sensors require careful cabling arrangements with special attention to electrical noise. Therefore, a drive system without speed sensors is required.

Vector control of induction motor without speed sensor is one of the most up-to-date researching subjects to the engineers in the field of power electronics and control theory. Several field-oriented induction motor drive methods without rotational transducers have been developed and presented to estimate the rotor speed only from the motor electrical quantities. These speed sensorless techniques can be classified as follows:

1. Speed Estimators
2. Model Reference Adaptive Systems
3. Speed Observer
4. Kalman Filter Techniques
5. Rotor Slots Ripple.

Among them, Speed Observer Technique seems to have the best behaviour. It is not possible to select a general purpose sensorless scheme applicable to any solution. Each shaft sensorless application requires a specific design, which takes into consideration the required performance, the available hardware and the designer skills.

The proposed methods have a disadvantage that the rotor resistance variation causes an estimation error of the motor speed. Therefore, simultaneous estimation of the motor speed and the rotor resistance is required. It is very difficult to make the speed estimation and variation of parameters robust in the same time.

This study presents a method of identifying simultaneously the motor speed and the rotor resistance using "the Adaptive Flux Observer". Furthermore, a new scheme for the rotor resistance adaptation is proposed in order to decouple the rotor resistance adaptation from the speed estimation.

Here, the full-order state observer which estimates the stator current and the rotor flux together is written by the following equation:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{B}}v_s + \hat{\mathbf{G}}(\hat{i}_s - i_s)$$

where  $\hat{\phantom{x}}$  means the estimated values and  $\hat{\mathbf{G}}$  is the observer gain matrix, which is decided so that the above equations can be stable. In this study,  $\hat{\mathbf{G}}$  is calculated so that the observer poles are proportional to those of the induction motor.

The proposed adaptive scheme which is derived by utilizing Lyapunav's theorem can be applied to the direct field-oriented control, even in a low speed region.

As you can see from the following Figure 1, the proposed scheme is based on the fact that the rotor flux and the stator current are estimated by one observer and the speed is derived by stator current error and the estimated rotor flux.

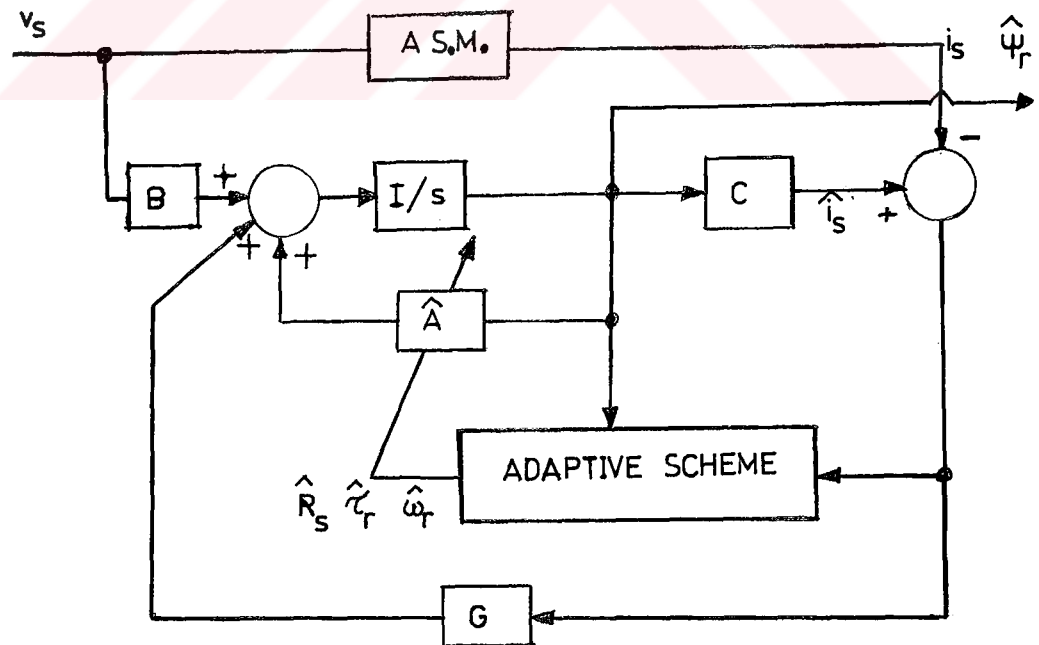


Figure 1. Block diagram of adaptive flux observer.

This thesis consists of four chapters. In previous parts of the study, the fundamentals of principle of field orientation and the modelling of induction machine are expressed. The general remarks of each chapter are presented as follows:

The first chapter explains the general approach of the thesis and the historical development of the method of vector. Moreover, this chapter reviews the available literature about speed sensorless control.

The second chapter introduces induction motor models for drive applications. It starts with the phase-variable model of induction motor. After that, it defines the space phasor model and d-q model of induction motor. On the other hand, it deals with the fundamentals of induction machine vector control. Added to this, the rotor-flux oriented control of induction machines is introduced in both direct and indirect methods.

The third chapter reviews the different speed sensorless techniques. In this section, it will be emphasized that the elimination of speed sensors is one of the important requirements in vector control system. Furthermore, this section presents a method of identifying simultaneously the motor speed and the rotor resistance using adaptive flux observer.

In fourth chapter, the dynamic behaviours of induction motor and adaptive observer is examined by the computer simulation.

In the last chapter, the results obtained throughout the thesis are given and final comments are made.

## SEMBOLLER

|                          |                                                                            |
|--------------------------|----------------------------------------------------------------------------|
| $a$                      | Kompleks konumsal işleç                                                    |
| $e_{isd}, e_{isq}$       | Ölçülmüş ve kestirilmiş stator akımları arasındaki hatanın d ve q bileşeni |
| $e$                      | Model çıkışları arasındaki hata                                            |
| $G$                      | Gözlemleyici kazanç matrisi                                                |
| $\sigma$                 | Kaçak katsayı                                                              |
| $\underline{i}_r$        | Üç faz rotor akımını temsil eden uzay fazörü                               |
| $\underline{i}_{rg}$     | Genel eksen takımındaki rotor akımları fazörü                              |
| $\underline{i}'_r$       | Stator kısmına indirgenmiş rotor akımları fazörü                           |
| $\underline{i}'_{rg}$    | Statora indirgenmiş rotor akımlarının genel eksen takımındaki uzay fazörü  |
| $i_{rd}, i_{rq}$         | Rotor akımının d, q bileşenleri                                            |
| $i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$ | Rotorun a, b, c ani faz akımları                                           |
| $i_{rd}^e, i_{rq}^e$     | Rotor akımının eş zamanlı eksen takımındaki d, q bileşenleri               |
| $I_m^*$                  | Alan oluşturan akımın nominal değeri                                       |
| $i_a$                    | Endüi akımı                                                                |
| $\underline{i}_s$        | Üç faz stator akımını temsil eden uzay fazörü                              |
| $\underline{i}_{sg}$     | Genel koordinat sistemindeki stator akımları uzay fazörü                   |
| $i_{sd}, i_{sq}$         | Stator akımının d, q bileşenleri                                           |

|                          |                                                                          |
|--------------------------|--------------------------------------------------------------------------|
| $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ | Statorun a, b, c ani faz akımları                                        |
| $i_{sd}^e, i_{sq}^e$     | Stator akımının eş zamanlı eksen takımındaki d, q bileşenleri            |
| $i_m^x$                  | Alan akım emri (referans)                                                |
| $i_t^x$                  | Moment akım emri (referans)                                              |
| $i_m$                    | Mıknatıslama akımı uzay fazörü                                           |
| J                        | Eylemsizlik sabiti                                                       |
| $K_p, K_I$               | Hız uyarlamalı şemanin PI kazançları (keyfi pozitif kazançlar)           |
| $L_{so}, L_{ro}$         | Stator ve rotorun kaçak endüklemleri (faz başına)                        |
| $L_{sm}, L_{rm}$         | Stator ve rotorun faydalı (mıknatıslama) endüklemleri                    |
| $L_{msr}$                | Stator ve rotor arası magnetik bağlantıya ilişkin karşılıklı endüklemler |
| $L'_{ro}$                | Stator kısmına indirgenmiş rotor kaçak reaktansı                         |
| [L]                      | Makina parametre matrisi                                                 |
| M                        | $(3/2) L_{sm}$                                                           |
| $m_e$                    | Moment (elektromagnetik momentin ani değeri)                             |
| $m_y$                    | Yük momentini                                                            |
| $\lambda_1, \lambda_2$   | Pozitif keyfi kazançlar                                                  |
| $P(\theta_g)$            | Simetrik Park Dönüşüm Matrisi (abc $\rightarrow$ dqo)                    |
| $P_p$                    | Kutup çifti sayısı                                                       |
| $P_e$                    | Elektromagnetik güç                                                      |
| $x_d, x_q$               | Referans Model (RM) çıkışları                                            |
| $x_d, x_q$               | Ayarlanabilir Model (AM) çıkışları                                       |
| $R_r$                    | Faz başına rotor direnci                                                 |

|                                     |                                                                                         |
|-------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|
| $\text{Re}\{ \}$                    | 'in reel kısmı                                                                          |
| $[R]$                               | Makina parametre matrisi                                                                |
| $R'_r$                              | İndirgenmiş rotor direnci                                                               |
| $R_s$                               | Faz başına stator direnci                                                               |
| $\theta_r$                          | Stator ve rotor magnetik eksenleri arası açı                                            |
| $\theta_g$                          | Statorun (sa) fazına göre $\omega_g$ hızıyla dönen genel referans eksen takımının açısı |
| $\psi_{ra'}, \psi_{rb'}, \psi_{rc}$ | Rotorun a, b, c ani faz halkalanma akıları                                              |
| $\psi_{rd'}, \psi_{rq}$             | Rotor halkalanma akısı d, q bileşeni                                                    |
| $\psi_{rd}^e, \psi_{rq}^e$          | Rotor akısının eşzamanlı eksen takımındaki d, q bileşenleri                             |
| $\underline{\psi}_{rg}$             | Rotor halkalanma akısı uzay fazörünün genel eksen takımında sunuluşu                    |
| $\underline{\psi}'_{rg}$            | Stator kısmına indirgenmiş rotor akı fazörünün genel eksen takımındaki temsili          |
| $\psi_{sa'}, \psi_{sb'}, \psi_{sc}$ | Statorun a, b, c ani faz halkalanma akıları                                             |
| $\psi_{sd'}, \psi_{sq}$             | Stator halkalanma akısı d, q bileşeni                                                   |
| $\psi_{sd}^e, \psi_{sq}^e$          | Stator akısının eşzamanlı eksen takımındaki d, q bileşenleri                            |
| $\underline{\psi}_{sg}$             | Stator halkalanma akısı uzay fazörünün genel eksen takımında sunuluşu.                  |
| $\underline{\psi}_m$                | Mıknatıslama akısı uzay fazörü                                                          |
| $\underline{\psi}_f$                | Uyarma (Alan) akısı                                                                     |
| $\tau_r$                            | Rotor zaman sabiti ( $L_r/R_r$ )                                                        |
| $\omega_{slip}, \omega_{sl}$        | Kayma açısal hızı                                                                       |

|                           |                                                                                             |
|---------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------|
| $\omega_g = d\theta_g/dt$ | Genel referans eksen takımının açısal hızı                                                  |
| $\omega_l$                | Senkron açısal frekans (Stator akımlarının açısal frekansı)                                 |
| $\omega_r = d\theta_r/dt$ | Rotor açısal hızı                                                                           |
| $v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$  | Rotorun a, b, c ani faz gerilimleri                                                         |
| $v_{rd}, v_{rq}$          | Rotor geriliminin d, q bileşenleri                                                          |
| $\underline{v}_r$         | Üç faz rotor gerilimlerini temsil eden uzay fazörü.                                         |
| $\underline{v}_r'$        | Stator kısmına indirgenmiş rotor gerilimleri uzay fazörü.                                   |
| $\underline{v}_{rg}'$     | Stator bazına indirgenmiş rotor gerilimleri uzay fazörünün genel eksen takımındaki temsili. |
| $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$  | Statorun a, b, c ani faz gerilimleri                                                        |
| $v_{sd}, v_{sq}$          | Stator geriliminin d, q bileşeni                                                            |
| $\underline{v}_s$         | Üç faz stator gerilimlerini temsil eden uzay fazörü.                                        |
| $\underline{v}_{sg}$      | Stator gerilimleri uzay fazörünün genel eksen takımında temsili.                            |
| $v_o$                     | Gerilimin sıfır sistem bileşeni                                                             |
| $(\hat{\phantom{x}})$     | Kestirilmiş, hesaplanmış değer                                                              |
| $(\phantom{x})^*$         | Referans değer                                                                              |
| $(\phantom{x})'$          | Stator kısmına indirgenmiş değer                                                            |

## BÖLÜM 1.

### GİRİŞ

Asenkron makinalar, çağımızın modern endüstrisinde ve ev hizmetlerinde tahrik motoru olarak yaygın biçimde kullanılmaktadır [1], [2].

Asenkron makinalar, özellikle sincap kafesli tipleri, düşük maliyetle üretilmeleri, az bakım gerektirmeleri; ayrıca basit ve sağlam yapıda olmaları gibi birçok nedenden ötürü diğer tahrik motorlarına göre tercih edilirler [3]. Ancak, ne var ki, yakın geçmişe kadar, asenkron makinanın denetimi zor ve pahalıydı. Ayrıca, modern endüstriyel sistemlerin ihtiyaç duyduğu ideal tahrik motoru olmaya uygun değildi. Özellikle, lineer, gecikmesiz, salınımsız dört bölgede etkin moment-hız denetimi istenen sistemlerde, tahrik amacıyla serbest uyarmalı doğru akım motorları kullanılagelmıştır [4], [5].

Acaba, asenkron makinanın doğasından kaynaklanan, çıkış momentinin lineer, gecikmesiz kontrolünü engelleyen sebepler nelerdi?

1. Serbest uyarmalı doğru akım makinalarında uyarma ve endüi devreleri, doğaı olarak birbirinden bağımsız biçimde denetlenebildiğı halde, bu üstünlüğün asenkron motorda bulunmaması.

2. Hız-moment özeğrisinin, aynı yük momentinde kararlı ve kararsız çalışma noktalarına sahip olması sebebiyle, ani hız moment değişimlerinin asenkron makinayı kararsızlığa götürmesi.

3. Serbest uyarmalı doğru akım makinalarında, fırça-kollektör düzeneği ile tabii olarak, uyarma alanı akısı ve endüi akım vektörleri birbirine göre dik ve bu konumları değişmez olmasına rağmen; asenkron motorda bunların birbirine göre faz farkları göstermesidir [6]. O halde, asenkron motorun denetimi üzerinde durularak, tahrik özellikleri geliştirilmeli ve üç madde halinde özetlenen istenilmeyen hususlar, makina dışı çözümlerle giderilmeliydi. Nitekim, güç elektroniği, tümdevre tekniği, mikroişlemciler, sayısal işaret işleme (DSP) tekniğindeki ve modern kontrol teorisindeki ivmeli gelişmeler sonucunda, asenkron motor denetiminde önemli iyileştirmeler sağlanmış ve yeni ufuklar açılmıştır [1], [4].

Asenkron motorların statik, yüksek frekanslı yarı iletken anahtarlama elemanları kullanılarak gerçekleştirilen, değişken frekans ve genlikli gerilim kaynağı niteliğindeki eviriciler üzerinden beslenmesi, hız denetim özelliklerini serbest uyarmalı doğru akım motorları ile karşılaştırılabilir bir konuma getirmiştir. Ama, ne yazık ki, gerilimin genlik ve frekansının denetlenebilmesi (skaler kontrol), az önce anılan olumsuzlukları tamamen ortadan kaldıramamış ve geçici rejimlerde elverişli olmuştur. Amaç, makinayı geçici ve sürekli halde, etkileşimsiz olarak kontrol etmek olduğundan, bu gereksinimi "vektörel denetim" veya "alan yönlendirme" diye adlandırılan yöntemiyle ilk olarak F.Blaschke giderdi [4], [6-9].

"Alan Yönlendirme" yöntemi kısaca şöyle özetlenebilir: Birbirinden bağımsız olarak uyarma akısı ve moment denetiminin başarılmasıyla, asenkron makinanın kontrolünü, serbest uyarmalı doğru akım makinasının kontrolüne dönüştürmektir. Vektörel denetimde, makinaya ilişkin fiziksel büyüklüklerin hem genliği hem de fazı dikkate alınarak çalışılır [4-6], [8-9].

Bu bağlamda, asenkron makina, mil momenti ani ve lineer olarak denetlenebilen, yüksek performanslı hız ve servo uygulamalarında kullanılabilen, deyim yerindeyse, ideal bir tahrik motoru olmuştur. Ayrıca, kontrol için gereken birim maliyet düşmüştür [9-11].

Asenkron motorun alan yönlendirmesi rotor, stator veya hava aralığı akılarına yönlendirme yapılarak gerçekleştirilir. Genellikle, rotor akısı üzerinden moment kontrolü en uygun olduğu için, rotor akı yönlendirmeli vektör denetimi tercih edilir. Ayrıca, stator ve hava aralığına yönlendirme yapılması durumunda bazı kararlılık sorunları oluşmaktadır [4], [9], [12].

Vektör denetiminin en can alıcı noktası, rotor akı bilgisi (açı, büyüklük) ve bu bilginin elde ediliş biçimidir. Eğer, rotor akı bilgisi ölçülüyorsa, doğrudan vektör denetimi; hesaplanıyorsa, dolaylı vektör denetimi söz konusudur. Dolaylı vektör denetim tekniğinde, makina parametre değişimleri (örn.rotor direnci), hesaplama devrelerine doğru olarak yansıtılmalıdır. Bu nedenle, on-line parametre uyarlanması ile desteklenen modeller tercih edilir. Uygulamada, dolaylı yöntem daha yaygındır [4-6], [9], [10].

Asenkron makinada vektör denetiminin yürütülebilmesi için, rotor hızının bilinmesi gerekir. Bu bilgi, geleneksel vektör denetim sistemlerinde, motor miline mekanik olarak bağlı hız algılayıcıları ile yapılmaktaydı. Ancak, ne varki; hız algılayıcıları, genel olarak, vektör denetim sisteminin basitliğini, sağlamlığını, güvenilirliğini azaltmakla kalmayıp, maliyeti de önemli ölçüde arttırır. Titreşim ve gürültü oluşturlar. Elverişsiz ve yetersiz hacimli ortamlarda kullanılamazlar. Bu nedenlerden dolayı, vektör denetim sistemlerinde hız algılayıcılarını kaldırmak önemli bir gereklilik olmuştur [13-25].

Son yıllarda, hız algılayıcısız bir çok teknik geliştirildi. Bu tekniklerde, rotor hızı, motorun giriş akım ve gerilim gibi büyüklüklerinden kestirim (estimate) yapılarak bulunur. Bu doğrultudaki literatür, kısaca şöyledir: O.D.T.Ü'den H.B.Ertan [10], [26], 1991'de Ankara'da daha sonra 1994'de IECON konferansında stator akım ve gerilim ölçümüyle doğrudan alan yönlendirme için bir yöntem sundu. Bu yöntem, rotor direnci değişimlerinden etkilenmemekte, ilgili denklemlerden rotor akısının çekilerek karşılığının bulunmasına dayanır. C.Schauder [16], ölçülen giriş akım ve gerilimlerinden Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) aracılığıyla asenkron motorun hızını kestiren bir yöntem geliştirdi. Benzer olarak, C.H. Park [13], MRAS'i kullanan geleneksel hız algılayıcısız vektör denetim sisteminde, rotor direnç değişimlerini "Bulanık Mantıklı Dengeleyici (Fuzzy Logic Compensator)" aracılığıyla özdeşleyen bir yöntem önerdi. D.J.Atkinson [27], asenkron motorun durum ve parametre kestirimi için gözlemleyici olarak, Kalman Filtresi (KF) ve Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF) geliştirdi. T.Ohtani [14], stator direncinin değişiminin etkisini en aza indiren, sürekli koşullarda rotor akısını hesaplayan bir rotor-akı kestirimcisi gerçekleştirdi. Ayrıca, düşük hız uygulamalarındaki sorunları çözüme kavuşturdu. Y.Hori [15], rotor direnç değişimlerine dayanıklı (robust) ve yeterli kararlılıkla işleyen hız algılayıcısız bir akı gözlemleyici (observer) ve hız kestirim yöntemi sundu. H.Kubota ve K.Matsuse [17], uyumlu akı gözlemleyici (adaptive flux observer) kullanarak, motor hızını ve rotor direncini aynı anda tanımlayan bir yöntem buldu. Buna ek olarak, rotor direnç uyarlamasını (adaptation) hız kestiriminden ayırklaştırmak için yeni bir düzen önerdiler.

Bu tezin esas amacı, rotor direncinin uyarlanmasıyla, asenkron makinanın hız algılayıcısız alan yönlendirmeli denetimini incelemek ve asenkron motorun ve uyumlu akı gözlemleyicinin dinamik davranışlarının bilgisayar benzetimini kurmaktır. Bu amaç doğrultusunda birinci

bölümde, asenkron makinanın alan yönlendirme denetimini doğuran ve gerektiren temel nedenler ortaya konulmuş ve vektör denetiminin esası açıklanmıştır. Ayrıca, geleneksel vektör denetim sistemlerinde ihtiyaç duyulan hız algılayıcılarının kaldırılması gereği vurgulanmış ve konuyla ilgili önemli çalışmalar gözler önüne serilmiştir. İkinci bölümde, asenkron makinanın vektör denetimine yönelik genel matematik modeli verilecek ve kısaca vektör denetimi tanıtılacaktır. Üçüncü bölümde, rotor direncinin uyarlanmasıyla hız algılayıcısız alan yönlendirme denetimi açıklanacak; dördüncü bölümde, asenkron motorun ve gözlemleyicinin bilgisayar benzetimi kurulacak; ve beşinci bölümde, tez genelinde değerlendirmeler yapılarak sonuçlar ve öneriler çıkarılacaktır.

## BÖLÜM 2.

### ASENKRON MAKİNANIN MATEMATİKSEL MODELİ VE VEKTÖR DENETİMİ

Burada, asenkron makinanın faz değişkenli modeli, kompleks değişkenli (uzay fazör) modeli ve ilişkili olarak d-q modeli sunulacak, ardından vektör denetimi ana hatları ile açıklanacaktır.

Genelde, bir sistemin matematiksel modeli, ya o sistemin fiziksel davranışının benzetimini yapmak, ya da bir algoritmaya dayanarak gerçek zamanda denetlenmesini başarmak için gereklidir [4], [28-30]. Matematiksel modeller, sistemin gerçek fiziksel davranışına oldukça uyumlu olmalı ve o davranışı iyi bir şekilde yansıtmalıdır. Model basit olmalı ve en az varsayımla oluşturulmalıdır. Modelin karmaşıklığı, kontrol işlemlerinin süresini uzatacak ve böylelikle, performansı kötüleştirecektir. Modellerde kullanılan makinanın fiziksel büyüklüklerinin, birer skaler değil de, vektörel olarak gözönüne alınması, modelin doğruluğunu kuvvetlendirir. Özellikle, makinaların geçici rejim davranışı modellenirken yapılan hata, önemli ölçüde azalır [9], [30], [31].

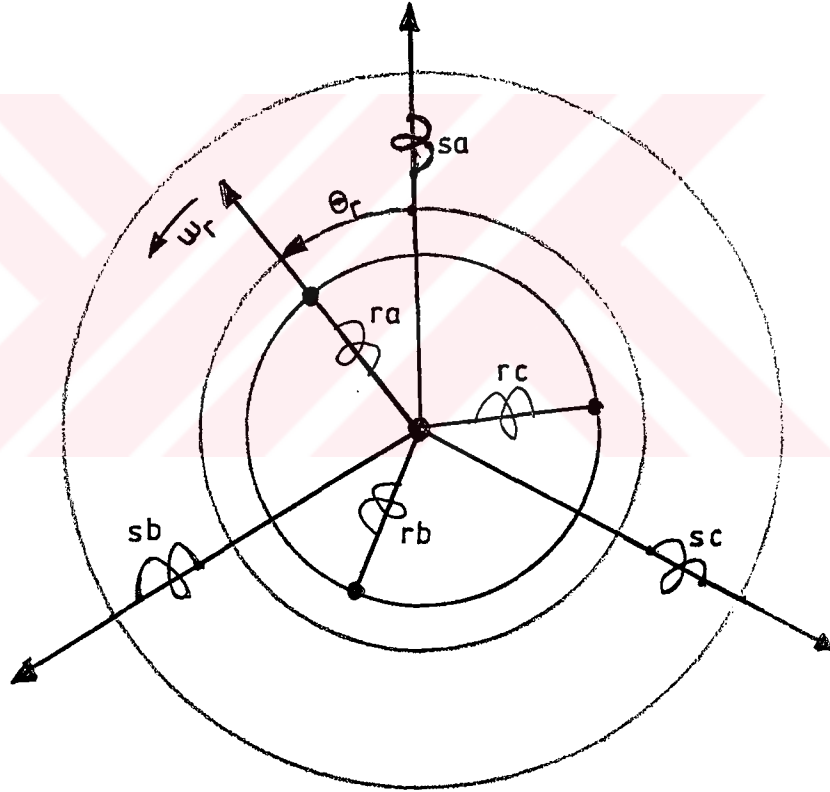
Bu bölümde yapılan modellemelerde şu varsayımlar yapılmıştır [6], [30-33]:

- a) Asenkron makinanın üç fazlı, yıldız bağlı, yapısal simetrikli olduğu ve dengeli bir kaynaktan beslendiği,
- b) Hava aralığının düzgün olduğu,
- c) Rotor ve stator sargılarının hava aralığı boyunca oluşturulan uyarma alanı dağılımlarının (MMK dalgalarının) tam sinüsoidal olduğu,

- d) Doyma, diş, oluk etkilerinin önemsenmediği,
- e) Magnetik kısımların geçirgenliğinin sonsuz olduğu,
- f) sargıların sinüsoidal dağıldığı.

## 2.1. Asenkron Makinanın Faz Değişkenli Modeli

Yukarıda yapılan varsayımlar ışığında, üç fazlı simetrik, yıldız bağlı asenkron makina şematik olarak Şekil 2.1'deki gibi gösterilebilir.



Şekil 2.1. Simetrik, üç fazlı, yıldız bağlı asenkron makina

Statorun (sa) fazı ve rotorun (ra) fazı için gerilim eşitlikleri şöyle yazılabilir:

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \quad (2.1)$$

(Stator faz koordinatlarında)

$$v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} \quad (2.2)$$

(Rotor faz koordinatlarında)

Sinüzoidal sargı dağılımları nedeniyle, karşılıklı endüklemler, rotor konumuyla sinüzoidal değişir ve halkalanma akıları aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned} \psi_{sa} = & L_{so} i_{sa} + L_{sm} i_{sa} + L_{sm} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) i_b + L_{sm} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) i_c \\ & + L_{msr} \cos\theta_r i_{ra} + L_{msr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{rb} + L_{msr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{rc} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \psi_{ra} = & L_{ro} i_{ra} + L_{rm} i_{ra} + L_{rm} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) i_{rb} + L_{rm} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) i_{rc} \\ & + L_{msr} \cos(-\theta_r) i_{sa} + L_{msr} \cos(-\theta_r + \frac{2\pi}{3}) i_{sb} + L_{msr} \cos(-\theta_r + \frac{4\pi}{3}) i_{sc} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Burada,  $L_{so}$  ve  $L_{ro}$ , stator ve rotor kaçak endüklemleri (faz başına);  $L_{sm}$  ve  $L_{rm}$ , stator ve rotor mıknatıslama endüklemleri;  $L_{msr}$ , stator ve rotor arası magnetik bağlantıya ilişkin karşılıklı endüklemdir. Makinanın diğer fazlarıyla ilgili olan eşitlikler, (2.1-4)'e benzer olarak yazılabilir. Sonuç olarak, gerilim ve moment denklemleri, kısaca, matrisel biçimde aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$[v] = [R] [i] + [L] \frac{d}{dt} [i] + \frac{d}{d\theta_r} [L] \cdot \left( \frac{d\theta_r}{dt} \right) \cdot [i] \quad (2.5)$$

$$m_e = \frac{1}{2} P_p [i]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} [L] \cdot [i] \quad (2.6)$$

Burada  $P_p$ , kutup çifti sayısı;  $[R]$  ve  $[L]$  makina parametre matrisleridir. Hareketin mekanik denklemi,

$$\frac{J}{P_p} \frac{d\omega_r}{dt} = m_e - m_y \quad (2.7)$$

olarak yazılır. Burada,  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  rotorun hızı;  $J$  eylemsizlik sabiti ve  $m_y$  yük momentidir.

Yukarıdaki, (2.5-7) diferansiyel denklem takımı, değişken katsayılı doğrusal olmayan sekizinci derece bir sistem oluşturur. Bu model, yalnızca özel durumlar için kullanılır. Sistem yanıtını belirleyen bu denklemlerin çözülmesi, bilgisayar kullanılması durumunda bile, çok zor ve zaman harcayıcıdır. Modeli basitleştirmek ve değişken katsayıları zamandan bağımsız hale getirmek için faz değişkenlerinin dönüşümleri kullanılır [31], [33].

## 2.2. Asenkron Makinanın Uzay Fazör Modeli

Asenkron makinanın alan yönlendirme denetimine en uygun model, makinanın geçici ve sürekli rejim davranışlarını en iyi biçimde yansıtan "Uzay Fazör Modeli"dir. Özellikle, makinanın geçici rejim davranışının incelenmesinde zamana bağlı büyüklükler yerine, bunların uzay fazör karşılıklarının kullanılması, işi olağanüstü basitleştirir ve çözümleri kolaylaştırır. İşlem yükünü ortadan kaldırır [34].

İlk olarak, uzay fazör denklemlerinde sıkça kullanılacak olan konumsal işleç (a) tanımlanılacak;

$$a = e^{j2\pi/3}, \quad a^2 = e^{j4\pi/3} \quad (2.8)$$

Re= 'ın reel kısmı olmak üzere;

$$\cos\frac{2\pi}{3} = \text{Re}\{a\}, \quad \cos\frac{4\pi}{3} = \text{Re}\{a^2\}$$

$$\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) = \text{Re}\{a e^{j\theta_r}\}, \quad \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) = \text{Re}\{a^2 e^{j\theta_r}\} \quad (2.9)$$

eşitlikleri yazılabilir. Bu işlecin ve eşitliklerin kullanılmasıyla, (2.3-4) halkalanma akısı eşitlikleri şu biçimde yazılabilir:

$$\begin{aligned} \psi_{sa} = & L_{so} i_{sa} + L_{sm} \text{Re}\{i_{sa} + a i_{sb} + a^2 i_{sc}\} \\ & + L_{msr} \text{Re}\{(i_{ra} + a i_{rb} + a^2 i_{rc}) e^{j\theta_r}\} \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} \psi_{ra} = & L_{ro} i_{ra} + L_{rm} \text{Re}\{i_{ra} + a i_{rb} + a^2 i_{rc}\} \\ & + L_{msr} \text{Re}\{(i_{sa} + a i_{sb} + a^2 i_{sc}) e^{-j\theta_r}\} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Bu bağlamda, üç faz stator ve rotor akımlarının uzay fazörleri, sırasıyla,

$$\underline{i_s} = \frac{2}{3} (i_{sa} + a i_{sb} + a^2 i_{sc}) \quad (2.12)$$

$$\underline{i_r} = \frac{2}{3} (i_{ra} + a i_{rb} + a^2 i_{rc}) \quad (2.13)$$

olarak yazılabilir. Bu çalışmada, sıfır sistem bileşeni-  
nin olmadığı kabul edildiğinden,

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (2.14)$$

$$i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0$$

dır. (2.14)'ün dikkate alınmasıyla, stator ve rotor akımları uzay fazörlerinin reel kısımları için,

$$\text{Re}\{\underline{i_s}\} = i_{sa} \quad (2.15)$$

$$\text{Re}\{\underline{i_r}\} = i_{ra} \quad (2.16)$$

yazılabilir. Dikkat edilirse,  $\underline{i_s}$  ve  $\underline{i_r}$ , kompleks büyüklüklerdir. Faz koordinatlarında, onların reel kısımları, reel faz değişkenlerine denktir. Rotor büyüklükleri, stator kısmına indirgenirse,

$$\underline{i_r'} = \frac{L_{msr}}{L_{sm}} \underline{i_r} \quad (2.17)$$

$$\psi_{ra}' = \frac{L_{sm}}{L_{msr}} \psi_{ra} \quad (2.18)$$

$$R_r' = \left(\frac{L_{sm}}{L_{msr}}\right)^2 R_r \quad (2.19)$$

$$L'_{r\sigma} = \left(\frac{L_{sm}}{L_{msr}}\right)^2 L_{r\sigma} \quad (2.20)$$

sonuçları elde edilir. Bu bağlamda, (2.10-11) daha basit biçime sokulabilir:

$$\psi_{sa} = L_{s\sigma} \text{Re}\{\underline{i}_s\} + M \text{Re}\{\underline{i}_s + \underline{i}'_r e^{j\theta_r}\} \quad (2.21)$$

$$\psi'_{ra} = L'_{r\sigma} \text{Re}\{\underline{i}'_r\} + M \text{Re}\{\underline{i}'_r + \underline{i}_s e^{-j\theta_r}\} \quad (2.22)$$

Burada,  $M = \frac{3}{2} L_{sm}$  dir. Gerilim eşitlikleri, uzay fazörleri cinsinden aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\psi_s}{dt} = R_s \underline{i}_s + (L_{s\sigma} + M) \frac{d\underline{i}_s}{dt} + M \frac{d}{dt} (\underline{i}'_r e^{j\theta_r}) \quad (2.23)$$

$$\underline{v}'_r = R'_r \underline{i}'_r + \frac{d\psi'_r}{dt} = R'_r \underline{i}'_r + (L'_{r\sigma} + M) \frac{d\underline{i}'_r}{dt} + M \frac{d}{dt} (\underline{i}_s e^{-j\theta_r}) \quad (2.24)$$

Buraya kadar, fazör büyüklükleri, stator için stator koordinatlarında; rotor için rotor koordinatlarında tanımlandı. Statorun (sa) fazına göre  $\theta_g$  açısında olan,  $\omega_g$  hızıyla dönen genel bir koordinat sistemi düşürsek,

$$\underline{\psi}_{sg} = \underline{\psi}_s e^{-j\theta_g} \quad (2.25)$$

$$\underline{i}_{sg} = \underline{i}_s e^{-j\theta_g} \quad (2.26)$$

$$\underline{v}_{sg} = \underline{v}_s e^{-j\theta_g} \quad (2.27)$$

yazılabilir. Rotora göre, yeni referans eksen takımı,  $(\theta_g - \theta_r)$  açısıyla döner, bu durumda,

$$\underline{\psi}'_{rg} = \underline{\psi}'_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} \quad (2.28)$$

$$\underline{i}'_{rg} = \underline{i}'_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} \quad (2.29)$$

$$\underline{v}'_{rg} = \underline{v}'_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} \quad (2.30)$$

elde edilir. (2.25-30)'un, (2.23-24)'de yerleştirilmesiyle,

$$\underline{v}_{sg} = R_s \underline{i}_{sg} + \frac{d\underline{\psi}_{sg}}{dt} + j\omega_g \underline{\psi}_{sg} \quad (2.31)$$

$$\underline{v}'_{rg} = R'_r \underline{i}'_{rg} + \frac{d\underline{\psi}'_{rg}}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \underline{\psi}'_{rg} \quad (2.32)$$

yazılabilir. Burada,  $\omega_g = (d\theta_g/dt)$ ,  $\omega_r = (d\theta_r/dt)$ 'dir. Bu eşitliklerdeki halkalanma akıları ise,

$$\underline{\psi}_{sg} = L_{so} \underline{i}_{sg} + M(\underline{i}_{sg} + \underline{i}'_{rg}) \quad (2.33)$$

$$\underline{\psi}'_{rg} = L'_{ro} \underline{i}'_{rg} + M(\underline{i}_{sg} + \underline{i}'_{rg}) \quad (2.34)$$

olarak yazılabilir. Ayrıca, mıknatıslama akısı ve akımı

fazörleri,

$$\underline{\psi}_m = M \underline{i}_m \quad (2.35)$$

$$\underline{i}_m = \underline{i}_{sg} + \underline{i}'_{rg} \quad (2.36)$$

biçimindedir. Yukarıda, kompleks büyüklüklerle uğraşıldığından, onlar birbirine dik reel ve imajiner eksenler boyunca ayrıklaştırılabilir (Şekil 2.2).

Sürekli rejimde,  $d/dt = 0$  ve  $\underline{v}'_r = 0$ 'dır; (2.12-13)'te tanımlanmış dönüşümlerin kullanılmasıyla, simetrik stator gerilimlerinin ani değerleri,

$$\begin{aligned} v_{a,b,c} &= \sqrt{2} V \operatorname{Re} \left\{ e^{j(\omega_1 t - (k-1)\frac{2\pi}{3})} \right\} \\ &(k=1,2,3) \end{aligned} \quad (2.37)$$

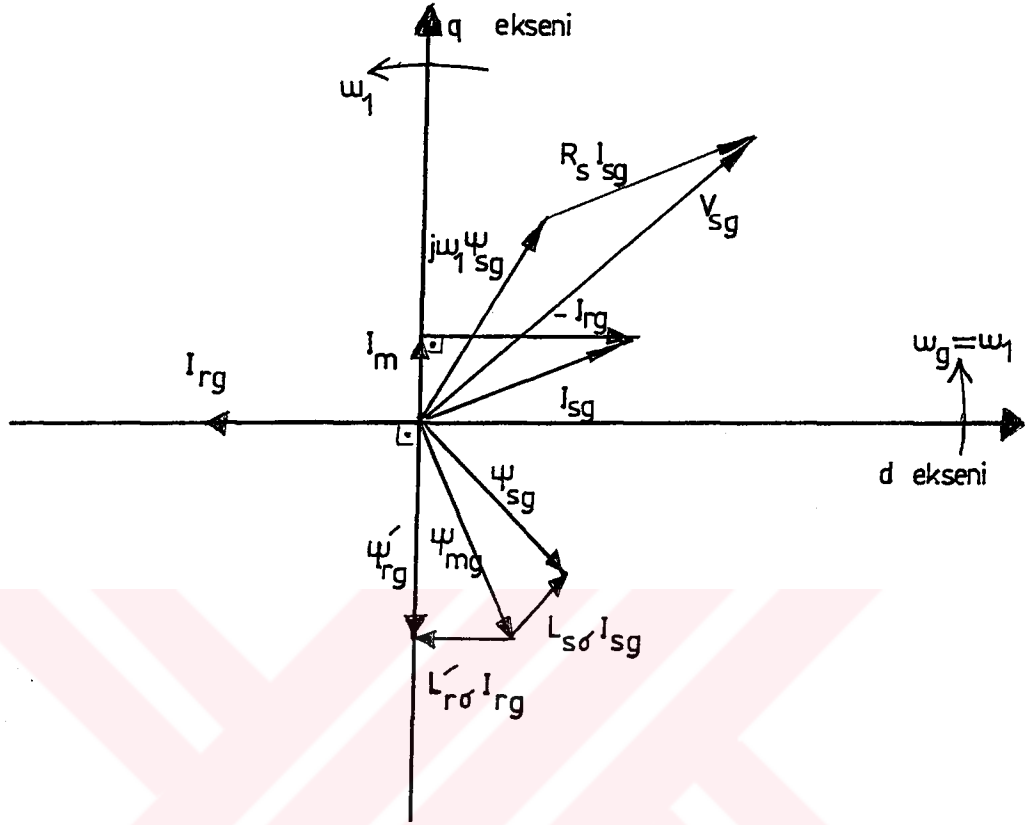
olarak elde edilebilir. Stator gerilimleri uzay fazörü,

$$\underline{v}_{sg} = \sqrt{2} V e^{j(\omega_1 t - \theta_g)} \quad (2.38)$$

olarak elde edilir. Sürekli koşullarda,

$$\theta_g = \omega_1 t, \quad d\theta_g/dt = \omega_g = \omega_1 \quad (2.39)$$

dır. Bu, referans eksen takımının sabit senkron hızda dönmesi demektir. d-q eksen takımının açısal hızı, stator gerilimleri açısal hızına eşit seçilirse; sinüzoidal beslemeli sürekli koşullarda değişkenler sabit değerli olacaktır.



Şekil 2.2.  $\omega_g = \omega_1$  için uzay fazör diyagramı.

$\theta_g$  açısı keyfi olarak seçilebilir. Örneğin,  $\theta_g = 0$  (ve  $\omega_g = 0$ ) için, referans eksen takımı stator koordinatları olur.

Bu aşamada, (2.31) denkleminin her iki kısmı  $i_{sg}^*$  ile çarpılır ve enerji denge denklemi reel kısımlar için yazılırsa,

$$\begin{aligned} \text{Re}\left\{\frac{3}{2}(\underline{v}_{sg} i_{sg}^*)\right\} &= \frac{3}{2} R_s \{i_{sg}^2\} + \text{Re}\left\{\frac{3}{2} \frac{d\psi_{sg}}{dt} i_{sg}^*\right\} \\ &+ \text{Re}\left\{\frac{3}{2} (j\psi_{sg} i_{sg}^*) \omega_g\right\} \end{aligned} \quad (2.40)$$

elde edilir. (2.40)'da son terim, elektromagnetik güçtür. Dolayısıyla, elektromagnetik moment,

$$m_e = \frac{P_e}{(\omega_g/P_p)} = \frac{3}{2}P_p \operatorname{Re}\{j\psi_{sg}i_{sg}^*\} = \frac{3}{2}P_p M \operatorname{Re}\{j\psi_{sg}i_{rg}^*\} \quad (2.41)$$

### 2.3. Asenkron Makinanın (d-q) Modeli

Gerilim, akım, akı gibi fazörel büyüklükler, birbirine dik iki eksen boyunca, kompleks düzlemde, ayrıklaştırılabilir [33]. Bu durumda,

$$\underline{v}_{sg} = v_{sd} + jv_{sq} \quad (2.42)$$

$$\underline{i}_{sg} = i_{sd} + ji_{sq} \quad (2.43)$$

$$\underline{\psi}_{sg} = \psi_{sd} + j\psi_{sq} \quad (2.44)$$

olarak düzenlenebilir. Gerilim ve moment eşitlikleri ise,

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_g \psi_{sq} \quad (2.45)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_g \psi_{sd} \quad (2.46)$$

$$v_{rd} = R'_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_g - \omega_r) \psi_{rq} \quad (2.47)$$

$$v_{rq} = R_r' i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \psi_{rd} \quad (2.48)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} P_p M (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (2.49)$$

olarak yazılabilir. Ayrıca,

$$v_{sd} = \text{Re}\{v_{sg}\}, \quad v_{sq} = \text{Im}\{v_{sg}\} \quad (2.50)$$

dır. (d-q) modeli, matris biçiminde sunulan, saf bir matematik dönüşümle elde edilebilir:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} = P(\theta_g) \cdot \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Burada,

$$[P(\theta_g)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(-\theta_g) & \cos(-\theta_g + \frac{2\pi}{3}) & \cos(-\theta_g + \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(-\theta_g) & \sin(-\theta_g + \frac{2\pi}{3}) & \sin(-\theta_g + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

dır. Benzer dönüşümler,  $\theta_g$  yerine  $(\theta_g - \theta_r)$  konularak, rotor büyüklükleri için de yapılabilir (Şekil 2.3'e



#### 2.4. Asenkron Makinanın Vektör Denetimi

Asenkron makinada vektörel denetim, doğru akım makinasının ve asenkron makinanın moment oluşturma biçimlerinin incelenmesi ve aralarında benzerlik (analogy) kurulmasıyla iyi anlaşılabilir. Zaten, asenkron makina da vektör denetiminin amacı, serbest uyarmalı doğru akım makinasındaki ani, doğrusal, salınımsız moment denetimini asenkron makinada da elde etmektir.

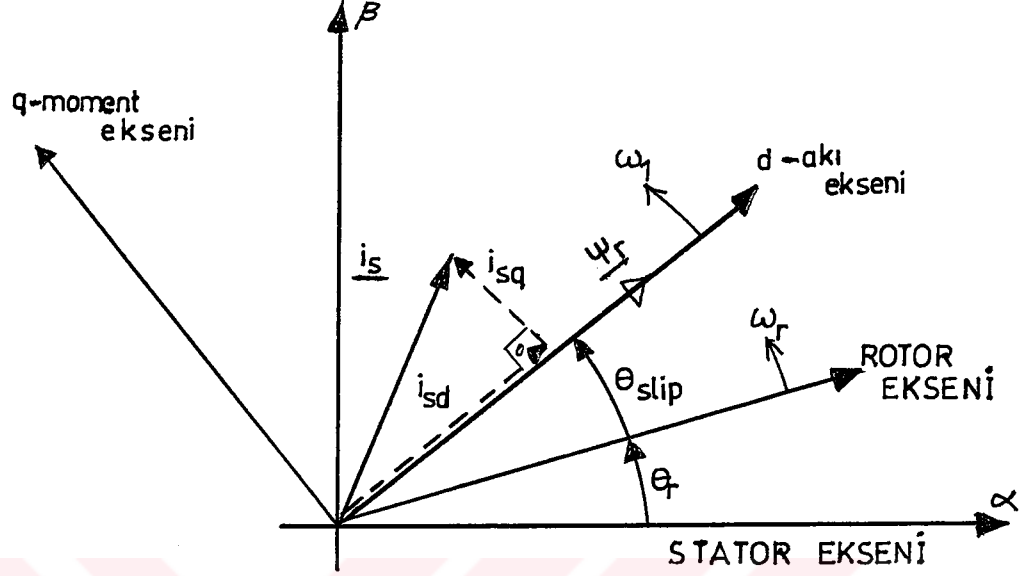
Bu bağlamda, doğru akım makinasının moment ifadesi ( $m_e = c \cdot \psi_f \cdot i_a$ ) incelenirse (burada,  $c$  moment sabiti,  $\psi_f$  uyarma akısı,  $i_a$  endüi akımıdır.), uyarma akısı ile endüi akımı arasında bir etkileşim yoktur. Uyarma akısı sabit tutulduğunda; moment, endüi akımı ile doğrusal değiştirilebilir. Endüi akımındaki bir değişim, momentteki ani bir değişimle sonuçlanacaktır. Momenti oluşturan iki büyüklüğün birbirini etkilememesi ve bunun da doğal olarak sağlanması kontrol bilim dalında oldukça önemlidir. İşte, kullanıcıları, serbest uyarmalı doğru akım makinasına hayran bırakan nitelik budur. Okuyucunun bu bölümü iyice kavraması önemle tavsiye edilir [4], [9].

Asenkron makinanın alan yönlendirmesinde, stator akımı, doğru akım makinasındaki alan ve endüi akımlarına benzer olarak, birbirine dik (d-q) eksen takımında, akı oluşturan bileşen ve moment oluşturan bileşen diye uygun şekilde ayırklaştırılarak; motorun uyarma alanı akısının ve çıkış momentinin birbirinden bağımsız şekilde denetlenmesi mümkün kılınır. Asenkron makinanın moment ifadesi [10], senkron dönen eksen takımında,

$$m_e = k(\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.53)$$

olarak sunulabilir. Şekil 2.4'deki gibi, eşzamanlı dönen eksen takımının d-bileşeni, rotor akısı ile çakıştırılır. Böylece,  $\psi_r = \psi_{rd}$  olurken,  $\psi_{rq}$  bileşeni sıfır

olur. Bu durumda, alan yönlendirmesi yapılmış asenkron



Şekil 2.4. Asenkron motorun eşzamanlı dönen eksen takımındaki vektör diyagramı.

motor momenti,

$$m_e = k \cdot \psi_{rd} \cdot i_{sq} \quad (2.54)$$

olur.  $\psi_{rd}$  akısı, stator akımının d-bileşeni ile sabit tutulursa, moment, q-bileşeni ile gecikmesiz ve salınımsız olarak denetlenebilir. Bu yapı, serbest uyarmalı doğru akım motorunununkiyle denktir.

Vektör denetiminin gerçekleştirilmesi üç biçimde olur [4]:

1. Rotor Akısı Yönlendirmeli Denetim: Rotor Akısı uzay fazörünün, büyüklük ve açı bilgisi gerekir. Referans eksen takımı, rotor akı fazörüyle çakıştırılır.

2. Stator Akısı Yönlendirmeli Denetim: Stator akısı uzay fazörünün, büyüklük ve açı bilgisi gerekir.

Referans eksen takımı, stator akı fazörüyle karşılaştırılır.

3. Manyatıslama Akısı Yönlendirmeli Denetim: Hava aralığı akısı uzay fazörünün büyüklük ve açı bilgisi gerekir. Referans eksen takımı, bu akıya kenetlenir.

Genellikle, rotor akısı üzerinden moment denetiminin uygun olması ve kararsızlık sorunlarının oluşmaması nedeniyle, rotor akısı yönlendirmeli denetimi tercih edilir [4], [9], [12].

Alan Yönlendirme Yöntemi, rotor akısı bilgisinin elde edilme biçimine göre iki şekilde olur:

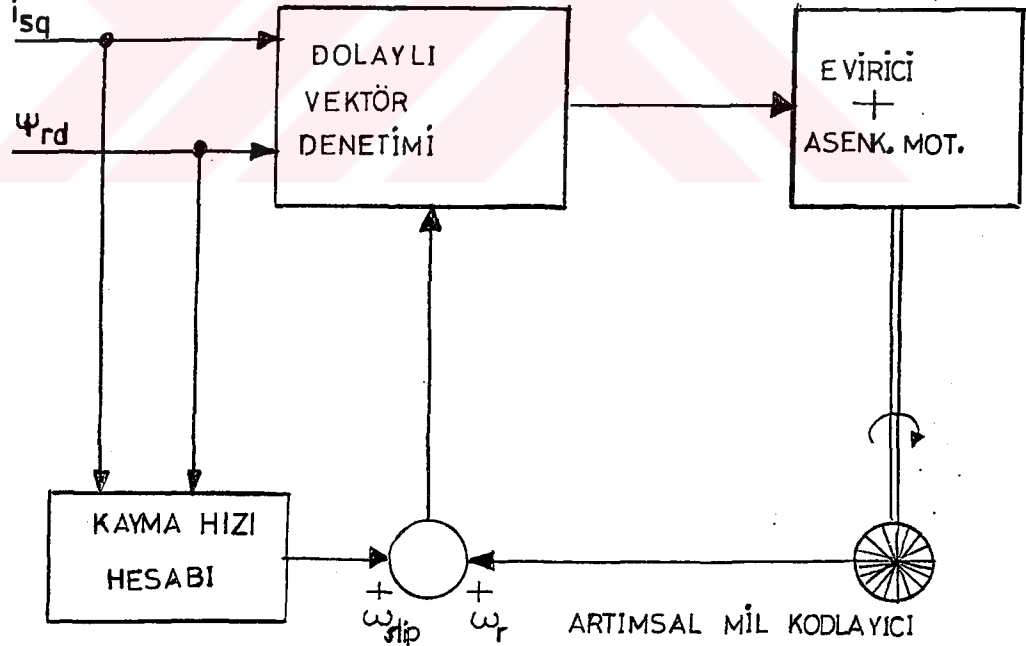
1. Doğrudan Alan Yönlendirme: Rotor akı bilgisi, Hall algılayıcıları, araştırıcı bobinler gibi özel yapılarda, doğrudan doğruya ölçülür. Ancak, bu çözümler standart üretilmiş makina dışı çözümlerdir. Bunların yanı sıra stator akım ve gerilim gibi elektriksel büyüklüklerin ve hızın ölçümü yardımıyla rotor akı bilgisi elde edilebilir. Rotor akı bilgisi elde edilirken makina parametrelerine bağımlılığı en az olan yöntem aranmalıdır. Burada, doğrudan algılama algoritmaları nedeniyle, parametre değişimlerine karşı duyarlılık önemsenmeyecek düzeydedir. Bu yöntem yüksek doğruluğa sahiptir. Ancak, endüstriyel kullanıma uygun değildir. Bu teknikte, akının düşük hızlarda sentezi zor olduğundan, senkron hızın ancak %10'una kadar inilebilir. Bundan başka, hava aralığı akısının ani dalgalanması ve harmonikler gibi pratik sorunlar söz konusudur [4], [6], [9-10].

2. Dolaylı Alan Yönlendirme: Rotor akı bilgisi, denetlenmiş stator akımlarının ve geribesleme ile elde edilmiş rotor hızının kullanılmasıyla, makinanın dinamik eşitliklerinden hesaplanır. Şekil 2.4'de görüldüğü gibi, rotor akısı, kayma ve rotor mili açısal hızlarının toplamı olan bir hızla dönmektedir. Asenkron

motorun kayma (slip) açısal hızı [10],

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r i_{sq}}{L_r \psi_{rd}} \quad (2.55)$$

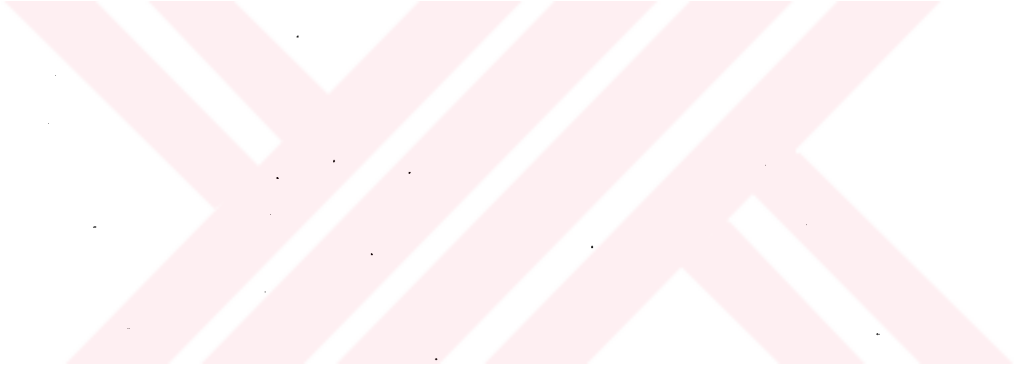
bağıntısından hesaplanabilir. Bu yöntem, yüksek çözünümlü artımsal mil kodlayıcıya ihtiyaç duyar. Yöntem, geniş ölçüde rotor zaman sabiti değişimlerine bağımlıdır. Sıcaklık ve frekansla değerini değiştiren bu parametrenin kayma hesaplaması sırasında özdeşlenmesi yapılmadığı takdirde, moment üzerinde salınmalar oluşur ve doğrusalılık kaybolur. Bu nedenle, kesintisiz (on-line) parametre uyarlaması ile desteklenen modeller tercih edilir [4], [10]. Yöntemin genel ilke şeması Şekil 2.5'de verilmiştir.



Şekil 2.5. Dolaylı vektör denetimi.

Uygulamada, dolaylı yöntem, makina parametrelerine bağımlı olmasına ve pahalı olan mil kodlayıcısı gerektirmesine karşın, akı algılayıcıları veya akı modelleri gerektirmediğinden daha yaygındır. Ayrıca, basit yapısı

düşük hızlardaki işletme kolaylığı; çok geniş bir hız bandında hassas denetim gibi nedenlerden üstün tutulur [4-5] , [10].



### BÖLÜM 3.

#### ASENKRON MAKİNANIN HIZ ALGILAYICISIZ ALAN YÖNLENDİRMELİ DENETİMİ

Asenkron makinaya vektör denetiminin uygulanabilmesi için, rotor hızının bilinmesi gerekir. Amaç, hız ve moment denetimi olduğu için, kullanıcı motor milinde olmasını istediği referans hız değerini denetim sistemine bildirir. Ancak, bir takım bozucular sebebiyle motor milindeki gerçek hız, bu referans değerden sapar. İşte, bu hatanın belli bir sınırı aşmaması istenir. Bu nedenle, motor milindeki gerçek hız, geri beslemeyle alınarak denetim sisteminin girişinde referans hız değeriyle karşılaştırılır. Aradaki hata bir denetleyiteçten geçirilerek, motorun sürücüsüne uygun işaretler gönderilir.

Geleneksel vektör denetim sistemlerinde hız bilgisi, motor miline mekanik olarak bağlı hız algılayıcıları ile elde edilmekteydi. Ama ne yazık ki; hız algılayıcıları, vektör denetim sisteminin basitliğini, dayanıklılığını, güvenilirliğini azaltmakta ve denetimin maliyetini artırmaktaydı. Büyük bir özenle düzenlenmiş kablo bağlantısı gerektiren hız algılayıcılarının yerleştirilebilmesi amacıyla motor milinin uygun olarak boyutlandırılması ve işlenmesi gerekir. Elverişsiz ve yetersiz hacimli ortamlarda, yüksek hızlı tahrikte kullanılamazlar. Ayrıca, gürültü ve titreşim oluştururlar. Sonuç olarak, hız algılayıcıları asenkron motorun uygulama alanlarını kısıtlamış ve ortadan kaldırılması önemli bir gereklilik olmuştur.

Bu bölümde, ilk olarak hız algılayıcısız teknikler ana hatları ile gözden geçirilecek ve ardından, tezin esas konusu olan rotor direncinin uyarlanmasıyla

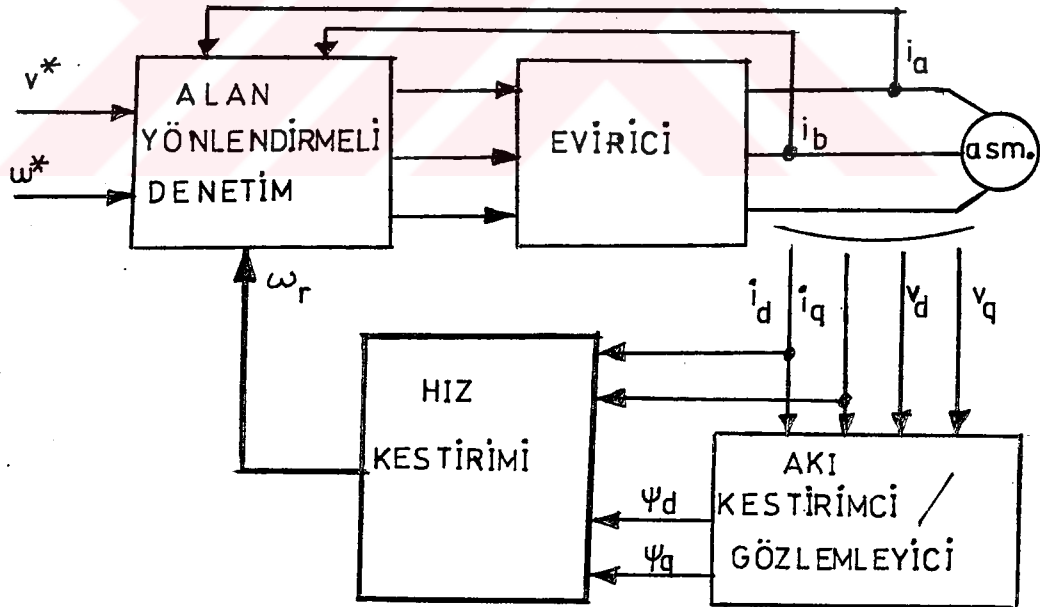
hız algılayıcısız denetim tekniği anlatılacaktır.

### 3.1. Hız Algılayıcısız Denetim Tekniklerine Genel Bir Bakış

Son yıllarda geliştirilen hız algılayıcısız denetim yöntemleri, hız bilgisini mekanik belirleme yerine, motorun giriş akım ve gerilim gibi sınırlı bilgilerinden hesaplamayla tahmin ederek elde etmektedir [24]. Teknikler, genel olarak beş grupta toplanabilir [25]:

#### 3.1.1. Hız Kestirimleri (HK)

Bu teknikler, hız bilgisini denetlenmiş akımlardan ve kestirilmiş (veya gözlemlenmiş) statör (veya rotor) akısından türetir. Bu grubun, genel blok diyagramı Şekil 3.1'de verilmiştir.

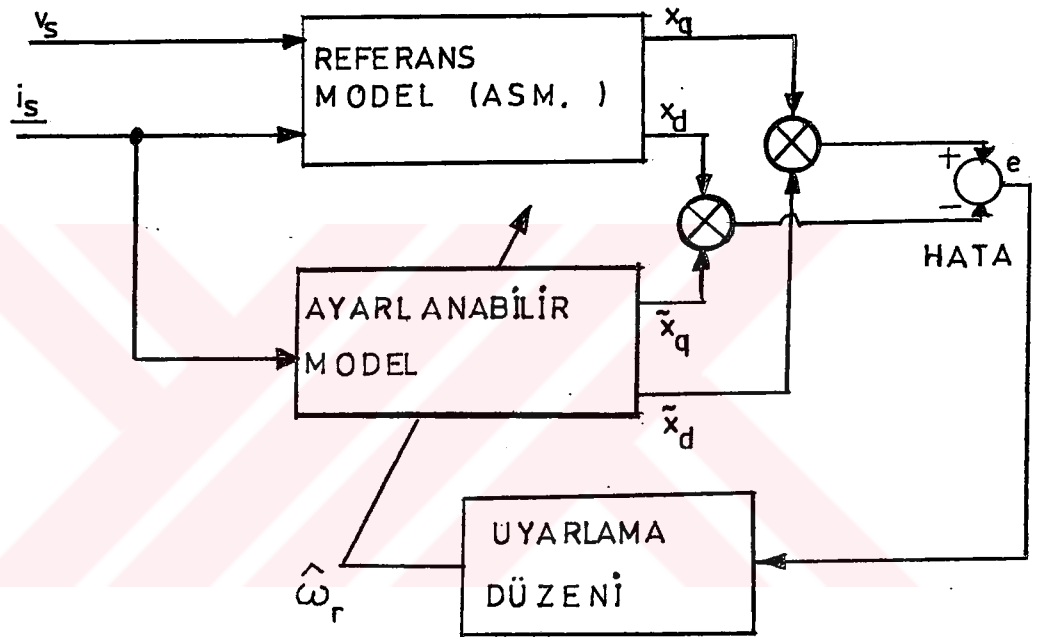


Şekil 3.1. H.K. blok diyagramı

Ayrıca bu grupta, rotor hızını, durağan eksen takımında yazılmış akı ve gerilim eşitliklerinden, doğrudan hesaplayan teknikler vardır.

### 3.1.2. Model Referans Adaptif Sistemler (MRAS)

Bu gruptaki yöntemler, iki kestirimcinin çıkışlarının karşılaştırılması esasına dayanır. İki modelden elde edilmiş kestirilmiş büyüklükler arası hata, hız bilgisini veren uyarlama düzeneğini sürmek için kullanılır. Bu grubun blok diyagramı Şekil 3.2'de verilmiştir.

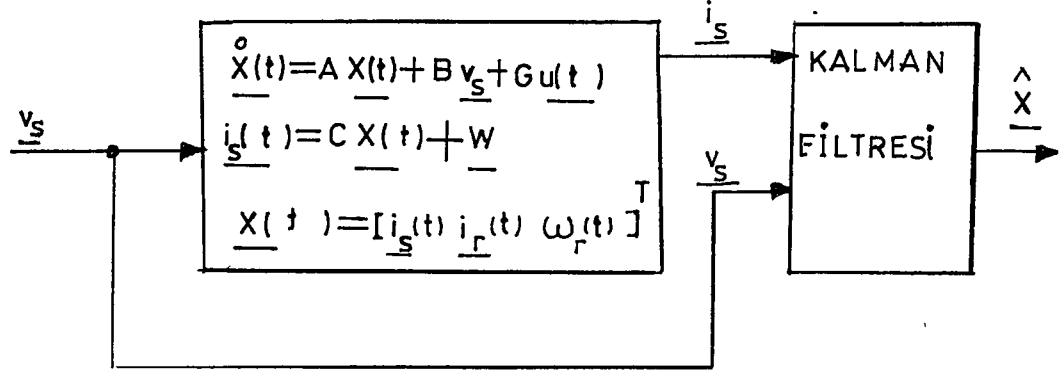


Şekil 3.2. MRAS blok diyagramı.

### 3.1.3. Luenberger Hız Gözlemleyicileri (LHG)

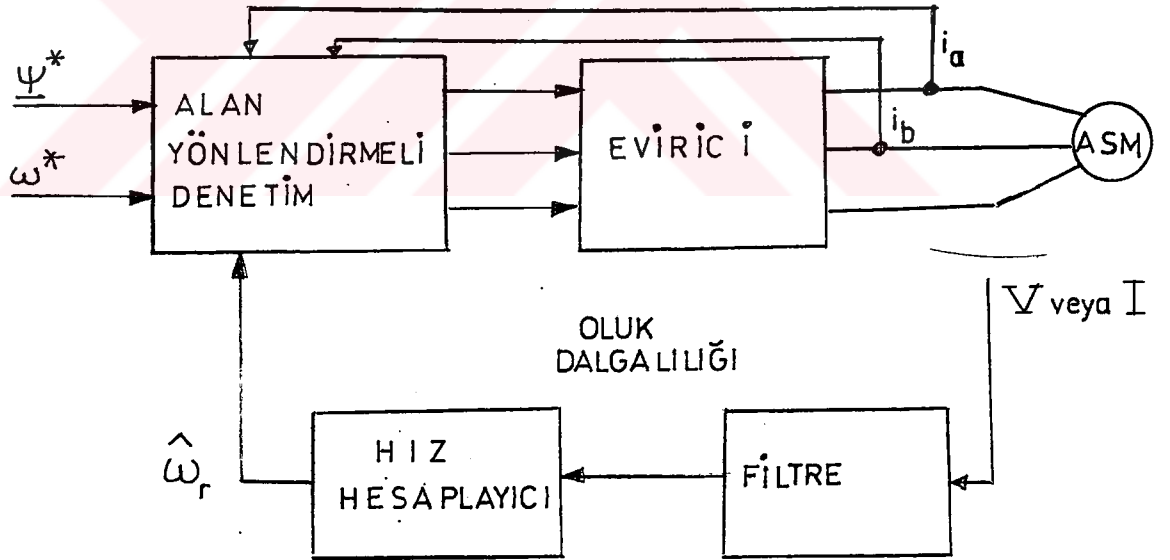
Bu gruptaki tekniklerde, rotor akısı, bir gözlemleyici tarafından kestirilir; hız ise, stator akım hatasından ve kestirilen rotor akısından türetilir (Şekil 3.3). Bu grubun yapısı, asenkron motor referans model, gözlemleyici ise ayarlanabilir model olarak gözönüne alınırsa; MRAS'lere uygunluk gösterir.





Şekil 3.4. KFT blok diyagramı.

(ripple) yararlanarak elde edilir (Şekil 3.5).



Şekil 3.5. ROD blok diyagramı

Bu bağlamda, hız algılayıcısız denetim tekniklerini birbiriyle kıyaslamak için, bazı ölçütler sunulacak [25]:

1. Sürekli Hal Hatası (SHH): Gerçek ve tahmin edilmiş hızlar arasında, sürekli rejimde meydana gelen hatadır. Bu hata referans değerlere bağlıdır ve en kötü sonuçlar, düşük hızlarda oluşur.

2. Dinamik Davranış (DD): Yani, sistemin verilen bir hız referansına, geniş bir hız bandında (düşük ve yüksek hızlar da dahil) en kısa ayarlama süresinde oturmasıdır. Bu da, ancak uyarlamalı denetimle sağlanır.

3. Düşük Hız İşletmesi (DHI): Bazı tekniklerle, düşük hızlarda çalışılmaz. Hız bandının bu kısımlarına ölü bölge denir.

4. Parametre Değişimlerine Duyarlık (PDD): Yöntemlerin, parametre değişimlerinden olabildiğince etkilenmemesi istenir.

5. Gürültüye Duyarlık (GD): Tekniklerin, gürültüden etkilenmemesi istenir.

6. Basitlik (B): Tekniklerin mümkün olduğunca karmaşık olmaması istenir.

7. Hesaplama Zamanı (HZ): Mümkün olduğunda kısa olması istenir.

Bu ölçütlere göre, hız algılayıcısız teknikler Tablo 3.1'deki gibi değerlendirilebilir. Tabloda; "1" en iyi davranışa, "5" en kötü davranışa karşılık gelir. Diğerleri arasında, en iyi davranışa, Luenberger Hız Gözlemleyicileri tekniği sahiptir. Sonuç olarak, değişik ihtiyaçları giderebilecek, genel amaçlı hız algılayıcısız bir teknik yoktur. Yani, uygulamanın cinsine bağlı olarak uygun bir teknik seçilmelidir. Bu tezin konusu olan teknik, LHG grubundandır.

Tablo 3.1. Hız Algılayıcısız Tekniklerin Karşılaştırılması.

|      | SHH | DD | DHİ | PDD | GD | B | HZ |
|------|-----|----|-----|-----|----|---|----|
| HK   | 2   | 3  | 3   | 2   | 4  | 2 | 3  |
| MRAS | 2   | 3  | 4   | 2   | 4  | 3 | 4  |
| LHG  | 1   | 1  | 2   | 1   | 2  | 2 | 2  |
| KFT  | 2   | 2  | 2   | 2   | 1  | 4 | 5  |
| ROD  | 2   | 3  | 3   | 2   | 3  | 1 | 1  |

### 3.2. Rotor Direncinin Uyarlanmasıyla Asenkron Motorun Hız Algılayıcısız Vektör Denetimi

Yakın zaman dilimi içerisinde, hız algılayıcısız çeşitli yöntemler önerildi. Ancak, bu yöntemlerin en kötü yanı, rotor direnç değişimlerinin motor hızının kestiriminde hataya neden olmasıdır. Bundan dolayı, motor hızının kestirimi ve rotor direncinin uyarlanmasının aynı anda (simultaneously) yapılması gerekiyor. Bu kısımda, akı oluşturan akım emriyle alternatif akım bileşenlerinin bindirim yapılarak, motor hızının ve rotor direncinin aynı anda tahmin edilmesinin bir yöntemi sunulacak. Ayrıca, rotor direnç uyarlanmasını, motor hız kestiriminden ayırklaştırmak amacıyla, yeni bir rotor direnç uyumlu (adaptive) şema önerilecektir [17].

#### 3.2.1. Alan Yönlendirme Esaslı Akı Gözlemleyici

##### 3.2.1.1. Asenkron Motorun Durum Eşitlikleri

Asenkron makina, durağan eksen takımında, aşağıdaki durum denklemleriyle tanımlanabilir [17]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \psi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_s$$

$$= Ax + Bv_s \quad (3.1)$$

$$i_s = Cx \quad (3.2)$$

Burada,

$$i_s = [i_{sd} \quad i_{sq}]^T: \text{ Stator akımı}$$

$$\psi_r = [\psi_{rd} \quad \psi_{rq}]^T: \text{ Rotor akısı}$$

$$A_{11} = -\{R_s/(\sigma L_s) + (1-\sigma)/(\sigma \tau_r)\}I = a_{r11}I$$

$$A_{12} = M/(\sigma L_s L_r)\{(1/\tau_r)I - \omega_r J\} = a_{r12}I + a_{i12}J$$

$$A_{21} = (M/\tau_r)I = a_{r21}I$$

$$A_{22} = -(1/\tau_r)I + \omega_r J = a_{r22}I + a_{i22}J$$

$$B_1 = 1/(\sigma L_s)I = b_1I$$

$$C = [I \ 0], \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$R_s, R_r$ : Stator, rotor direnci

$L_s, L_r$ : Stator, rotor özendüklemi.

$M$  : Karşılıklı endüklem

$\sigma$  : Kaçak katsayısı,  $\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$ ,

$\tau_r$  : Rotor zaman sabiti,  $\tau_r = L_r/R_r$

$\omega_r$  : Motor açısal hızı.

### 3.2.1.2. Asenkron Motorun Doğrudan Alan Yönlendirmeli Denetimi

Şekil 3.6'da asenkron motorun doğrudan vektör denetimi için blok diyagramı çizilmiştir. Stator akım emirleri, rotor akısından aşağıdaki gibi hesaplanır [17].

$$i_{sd}^* = i_m^* \cos \hat{\theta} - i_t^* \sin \hat{\theta} \quad (3.3)$$

$$i_{sq}^* = i_m^* \sin \hat{\theta} + i_t^* \cos \hat{\theta} \quad (3.4)$$

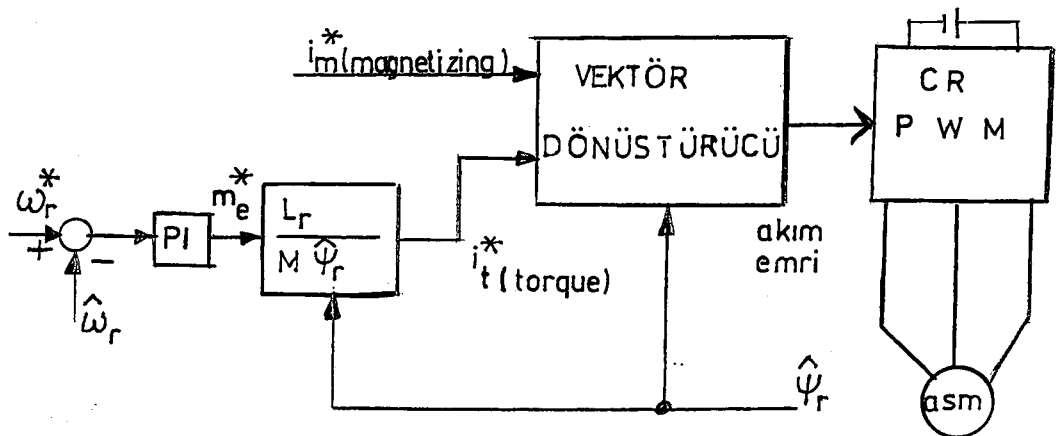
Burada,  $\cos \hat{\theta} = \hat{\psi}_{rd} / \hat{\psi}_r$ ,  $\sin \hat{\theta} = \hat{\psi}_{rq} / \hat{\psi}_r$

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{\hat{\psi}_{rd}^2 + \hat{\psi}_{rq}^2}$$

$i_m^*$ : alan akım emri

$i_t^*$ : moment akım emri

Rotor akısı, uygulamada, rotor akı gözlemleyici-  
siyle kestirilir.



Şekil 3.6. Doğrudan alan yönlendirme denetim sisteminin blok diyagramı,

### 3.2.1.3. Asenkron Motorun Rotor Akı Gözlemleyicisi

Rotor akısıyla birlikte stator akımını kestiren tam dereceli durum gözlemleyicisi, aşağıdaki denklemle yazılır [17]:

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = \hat{A} \hat{x} + B v_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (3.5)$$

Burada, " $\hat{\cdot}$ " kestirilmiş değerleri; (3.5) denklemi kararlı olacak şekilde kurulan  $G$ , gözlemleyici kazanç matrisini gösterir. Buradan  $G$  matrisi, gözlemleyici kutupları asenkron motorun kutuplarına orantılı olacak biçimde aşağıdaki eşitlikle hesaplanır:

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (3.6)$$

$$g_1 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22}) \quad (3.7)$$

$$g_2 = (k-1)a_{i22} \quad (3.8)$$

$$g_3 = (k^2-1)(ca_{r11} + a_{r21}) - c(k-1)(a_{r11} + a_{r22}) \quad (3.9)$$

$$g_4 = -c(k-1)a_{i22} \quad (3.10)$$

Burada,  $c = (\sigma L_s L_r / M)$ ,  $k$ : orantı sabiti  $> 0$ .

### 3.2.2. Rotor ve Stator Dirençlerin Tanımlanması İçin Uyumlu Şema

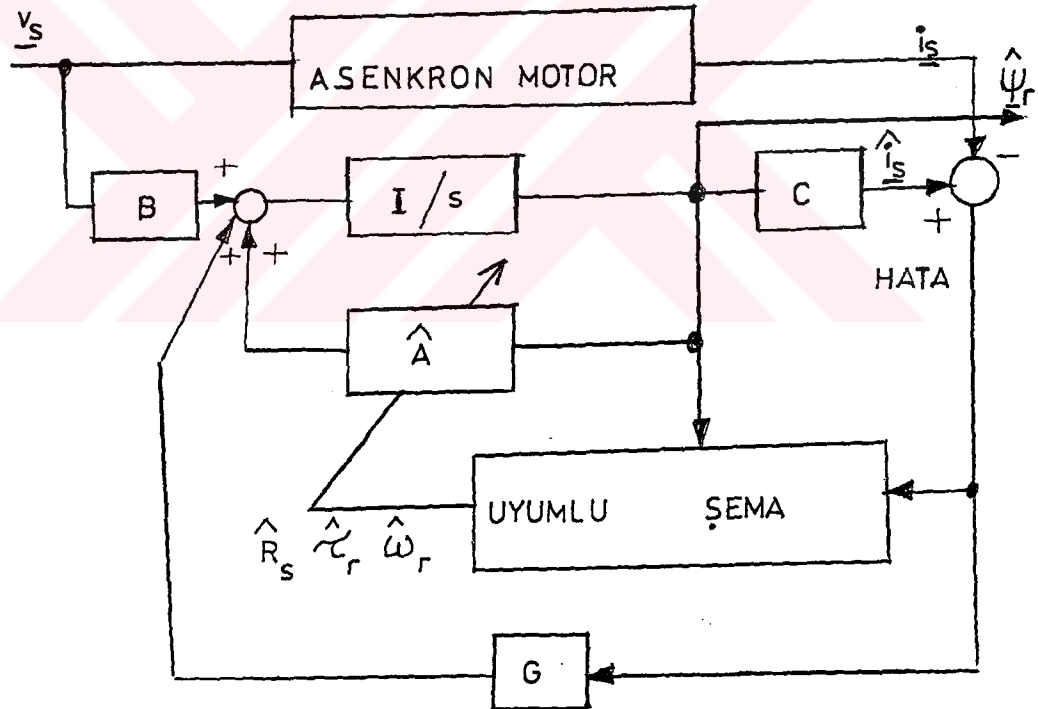
Sıcaklıkla değişen, stator direnci ve rotor zaman sabiti, Lyapunav'ın Kararlılık Teoreminden türetilmiş, aşağıdaki uyumlu şemalarla tanımlanırlar [17]:

$$\frac{d}{dt} \hat{R}_s = -\lambda_1 (e_{isd} \hat{i}_{sd} + e_{isq} \hat{i}_{sq}) \quad (3.11)$$

$$\frac{d}{dt} (1/\hat{\tau}_r) = \lambda_2 / L_r \{ e_{isd} (\hat{\psi}_{rd} - M \hat{i}_{sd}) + e_{isq} (\hat{\psi}_{rq} - M \hat{i}_{sq}) \} \quad (3.12)$$

Burada,  $e_{isd} = i_{sd} - \hat{i}_{sd}$ ,  $e_{isq} = i_{sq} - \hat{i}_{sq}$

$\lambda_1, \lambda_2$  : Pozitif keyfi kazançlar.



Şekil 3.7. Uyumlu akı gözlemleyicinin blok diyagramı.

Yukarıdaki denklemlere dikkat edilirse, stator direncinin ve rotor zaman sabitinin sürekli olarak tahmini için, kestirilmiş rotor akısı ve stator akım hataları kullanılmaktadır.

### 3.2.3. Hız Kestirimi İçin Uyumlu Şema

Hız algılayıcılarının kullanımına son vermek amacıyla, motor hızı, Lyapunov'ın Kararlılık Teoreminden türetilen aşağıdaki uyumlu şemayla kestirilir [17]:

$$\dot{\hat{\omega}}_r = K_P(e_{isd}\hat{\psi}_{rq} - e_{isq}\hat{\psi}_{rd}) + K_I \int (e_{isd}\hat{\psi}_{rq} - e_{isq}\hat{\psi}_{rd}) dt \quad (3.13)$$

Burada,  $K_P$ ,  $K_I$ : Keyfi pozitif kazançlardır.

### 3.2.4. Asenkron Motorun Hız Algılayıcısız Denetiminde Hızın ve Rotor Direncinin Aynı Anda Kestirimi

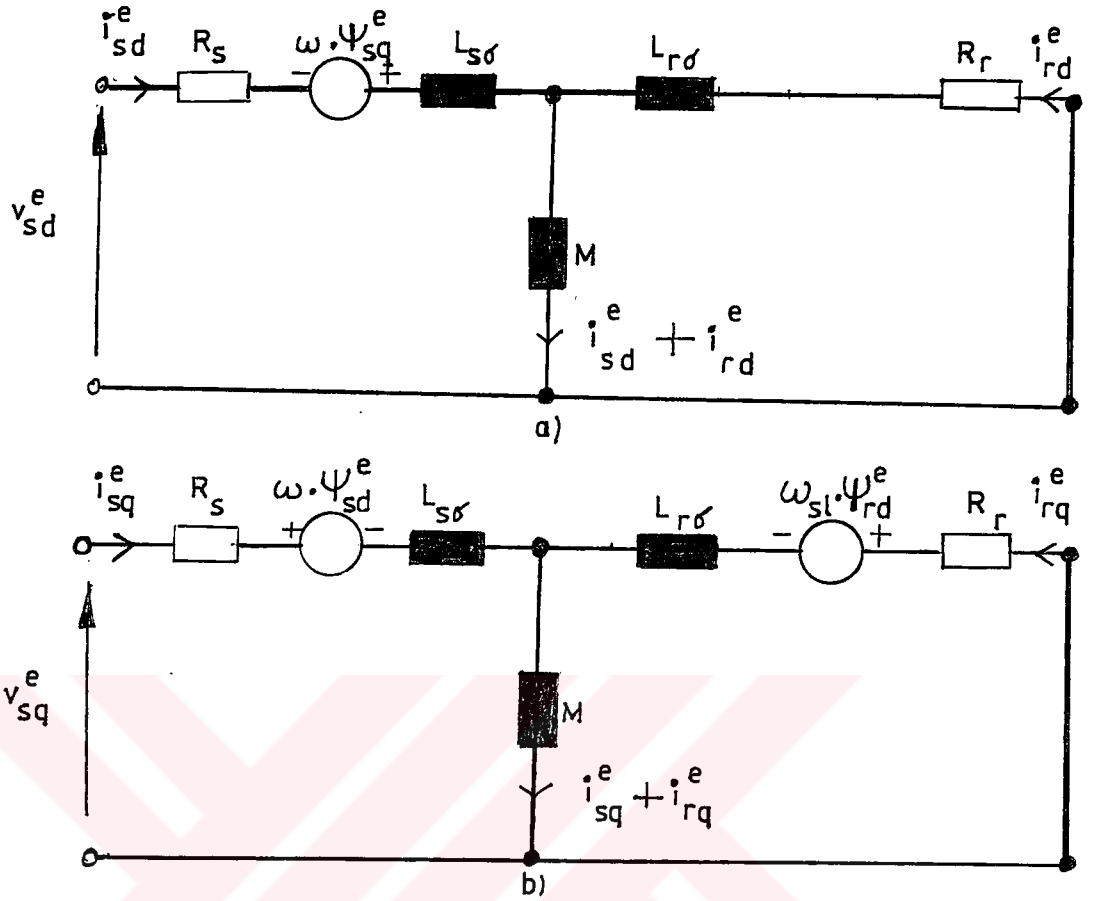
Daha önceleri, motor hızı ve rotor direnci aynı anda tahmin edilemiyordu. Çünkü, sürekli rejimde, hız kestirim hatası ve rotor direnç hatası stator değişkenlerinden ayrılamıyordu. Bu gerçek, Şekil 3.8'de gösterilen senkron hızlı referans eksen takımındaki eşdeğer devreden anlaşılır [17].

Sürekli koşullarda, rotor akımları [17];

$$i_{rd}^e = 0, \quad i_{rq}^e = \frac{-\omega_{sl}}{R_r} \psi_{rd}^e \quad (3.14)$$

dır. Dolayısıyla, sadece, kayma açısal frekansı ve rotor direnci arasındaki oran elde edilebilir.

Genelde, uyumlu bir sistem için giriş işareti yeterli belirleyici frekansları içermek zorundadır (kalıcı uyarma koşulları) [17]. Kalıcı uyarma koşullarını sağlamak amacıyla, giriş değişkenleri iki frekans bileşeninden daha çok frekans bileşeni içermelidir, Bundan dolayı, motor hızının ve rotor direncinin eşzamanlı kestirimi gerçekleştirmek için, alternatif akım bileşenleri



Şekil 3.8. Eşzamanlı eksen takımında asenkron motorun eşdeğer devresi. (a) de-ekseni (rotor akı eksenini). (b) ge-ekseni (moment eksenini).

alan akım emrine bindirilir (süperimpose). O zaman, Şekil 3.6'da gösterildiği gibi, moment oluşturan akım emri, moment emrinden ve kestirilmiş rotor akısından hesaplanır. Alternatif akım (aa) bileşeni  $I_o \sin(\omega_a t)$ , stator de-eksen akımına bindirildiği zaman, rotor de-eksen akımı  $-j\omega_a M I_o \sin(\omega_a t) / (R_r + j\omega_a L_r)$  olur. Dolayısıyla, rotor direnci, motor hızından bağımsız olarak kestirilebilir.

Bindirim yapılmış aa bileşenin frekansı, evirici çıkışındaki temel frekanstan farklı olmak zorundadır. Eğer, bindirim yapılmış aa bileşenin frekansı, temel frekansla aynı olursa, durağan eksen takımında, bindirim yapılmış bileşen, doğru akım (dc) değerli olur.

Alan oluşturan akımın nominal değeri  $I_m^*$  ve değişik frekanslı aa bileşenleri  $i_{ms}^*$  olmak üzere bindirim,  $i_m^* = I_m^* + i_{ms}^*$  olarak yapılır.

### 3.2.5. Rotor Direnç Uyarlamasının Geliştirilmesi

Rotor direnç uyarlamasını, hız değişiminden ayırklaştırmak için, yeni uyumlu bir şema aşağıdaki gibi sunulabilir [17]:

$$\frac{d}{dt} (1/\hat{\tau}_r) = -\lambda_3/L_r (e_{isd}^e i_{ms}^*) \quad (3.15)$$

Burada,  $e_{isd}^e = i_{sd}^e - \hat{i}_{sd}^e$

$$i_{sd}^e = i_{sd} \cos \hat{\theta} + i_{sq} \sin \hat{\theta}$$

$$i_{sq}^e = -i_{sd} \sin \hat{\theta} + i_{sq} \cos \hat{\theta}$$

$$\hat{i}_{sd}^e = \hat{i}_{sd} \cos \hat{\theta} + \hat{i}_{sq} \sin \hat{\theta}$$

$$\hat{i}_{sq}^e = -\hat{i}_{sd} \sin \hat{\theta} + \hat{i}_{sq} \cos \hat{\theta}$$

dır. Bu şemada, de-eksen stator akımının kestirim hatası kullanılarak, rotor direnci tahmin edilir. Şekil 3.8a'da görüldüğü gibi, motor hız bilgisi de-ekseninde bulunmayacağı için; rotor direnci, hız değişiminden bağımsız olarak kestirilebilir. (3.15)'de tanımlanmış yeni uyumlu şema, (3.12)'den türetilebilir. (3.12) eşitliği, eşzamanlı eksen takımında aşağıdaki gibi yazılır:

$$\frac{d}{dt} (1/\hat{\tau}_r) = \lambda_2/L_r \{ e_{isd}^e (\hat{\psi}_{rd}^e - M \hat{i}_{sd}^e) + e_{isq}^e (\hat{\psi}_{rq}^e - M \hat{i}_{sq}^e) \} \quad (3.16)$$

Motor hızı hakkındaki bilgi, qe-ekseninde olduğu için, qe-eksenindeki (moment eksenindeki) bileşenler ortadan kaldırılır. O zaman, (3.16) aşağıdaki gibi olur:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(1/\tau_r) &= \lambda_2/L_r \{e_{isd}^e(\hat{\psi}_{rd}^e - M\hat{i}_{sd}^e)\} \\ &= \lambda_2(e_{isd}^e \hat{i}_{rd}^e)\end{aligned}\tag{3.17}$$

Algılayıcının offset probleminden ve A/D çeviriciden kurtulmak için,  $\hat{i}_{rd}^e$  yerine,  $-i_{ms}^x$  yerleştirilir.

#### BÖLÜM 4.

#### ASENKRON MOTORUN VE UYUMLU AKI GÖZLEMLEYİCİNİN BİLGİSAYARDA SAYISAL BENZETİMİ

Burada, ilk olarak tek başına asenkron motorun, daha sonra asenkron motor ve uyumlu gözlemleyicinin birlikte dinamik davranışlarının incelenmesi amacıyla, küçük küçük bloklardan oluşturulan SIMULINK programıyla, bilgisayar benzetimi (taklidi) kurulacak ve sonuçlar çıkarılacaktır.

##### 4.1. Asenkron Motorun Hız Algılayıcısız Alan Yönlendirme- li Denetime Yönelik Bilgisayar Benzetimi

Daha önce (3.1-2)'de sunulan, durağan eksen takımındaki asenkron motorun durum eşitlikleri, girişinde stator d,q gerilimleri; çıkışında stator d,q akımları olan ve durum değişkenleri stator d,q akımları ile rotor d,q akımları olan bir modeli temsil etmekteydi. Bu model, girişinde birbirinden  $90^\circ$  faz farklı sinüsoidal değişimli gerilimlerle uyarılacaktır. Dikkat edilirse, (3.1)'deki  $[A]$  matrisinde, rotor elektriksel açısal hızı, geçici rejimlerde sürekli olarak değişmekte, sürekli halde ise sabit bir değerdedir. Ayrıca, bu aşamada, stator ve rotor direncinin (rotor zaman sabitinin) sıcaklık, frekans, doyma gibi olaylarla değişmediği kabul edilmiştir. Değişim gösteren elektriksel hız, mekanik yana ilişkin moment denkleminde çekilerek sürekli olarak elde edilir. Elde edilen hız,  $[A]$  matrisinin ilgili elemanlarına yansıtılır. Mekanik yana ilişkin moment denklemi şöyleydi:

$$\frac{3}{2} \cdot P_p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot [\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}] - m_y = \frac{J}{P_p} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{J d\omega_{mek}}{dt} \quad (4.1)$$

Bilgisayar benzetiminde kullanılacak üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motorun devre parametreleri ve çalışma büyüklükleri [25] aşağıdaki gibi verilebilir:

$$P_n = 11 \text{ kW}, \quad V_n = 380 \text{ V}, \quad f_n = 50 \text{ Hz}, \quad n_n = 1430 \text{ rpm}$$

$$R_s = 0,371\Omega, \quad R_r = 0,415\Omega, \quad M = 0,0842 \text{ H}$$

$$L_{s\sigma} = 0,0027 \text{ H}, \quad L_{r\sigma} = 0,0033 \text{ H}, \quad J = 0,15 \text{ kgm}^2$$

$$P_p = 2, \quad L_s = 0,0869 \text{ H}, \quad L_r = 0,0875 \text{ H},$$

$$\sigma = 0,0676, \quad \tau_r = 0,2108 \text{ s}, \quad n_{\text{senkron}} = 1500 \text{ rpm}$$

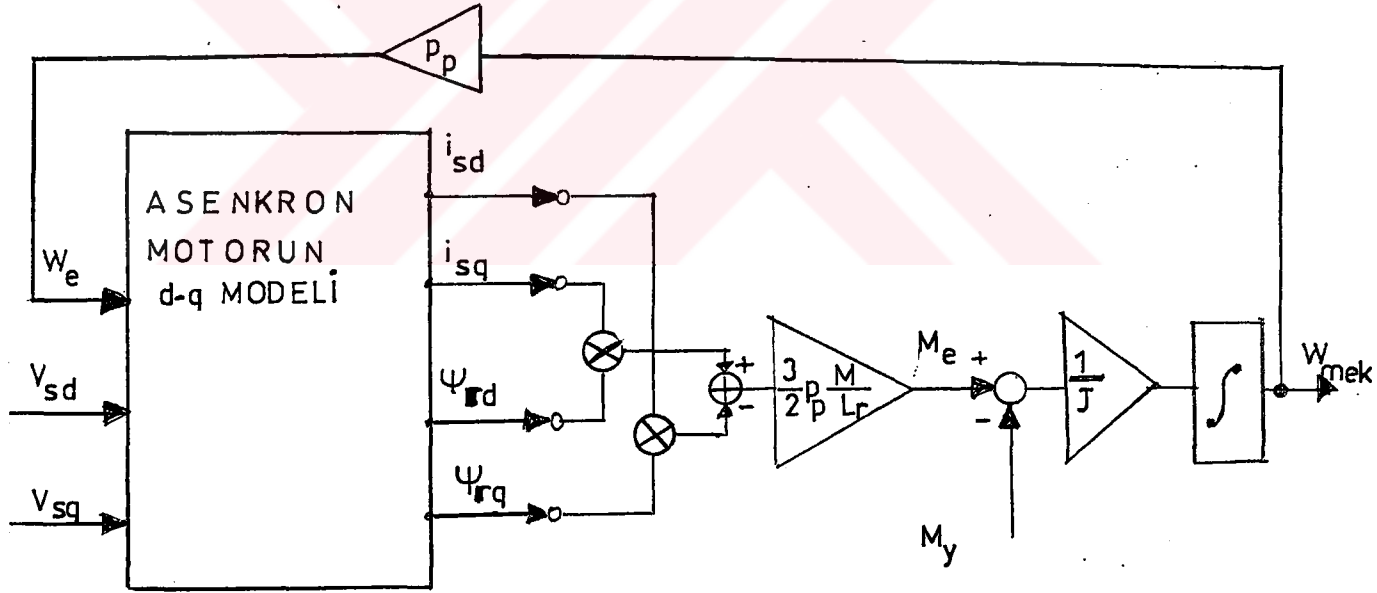
$$M_n = 73,4 \text{ Nm}, \quad \omega_n = 149,7 \text{ rad/s}, \quad \omega_{\text{senkron}} = 157 \text{ rad/s}$$

Bu bağlamda, asenkron motorun durum eşitlikleri verilerin kullanılmasıyla şöyle yazılabilir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -128,58 & 0 & 777 & 163,8\omega_r \\ 0 & -128,58 & -163,8\omega_r & 777 \\ 0,39 & 0 & -4,74 & -\omega_r \\ 0 & 0,39 & \omega_r & -4,74 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 170 & 0 \\ 0 & 170 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

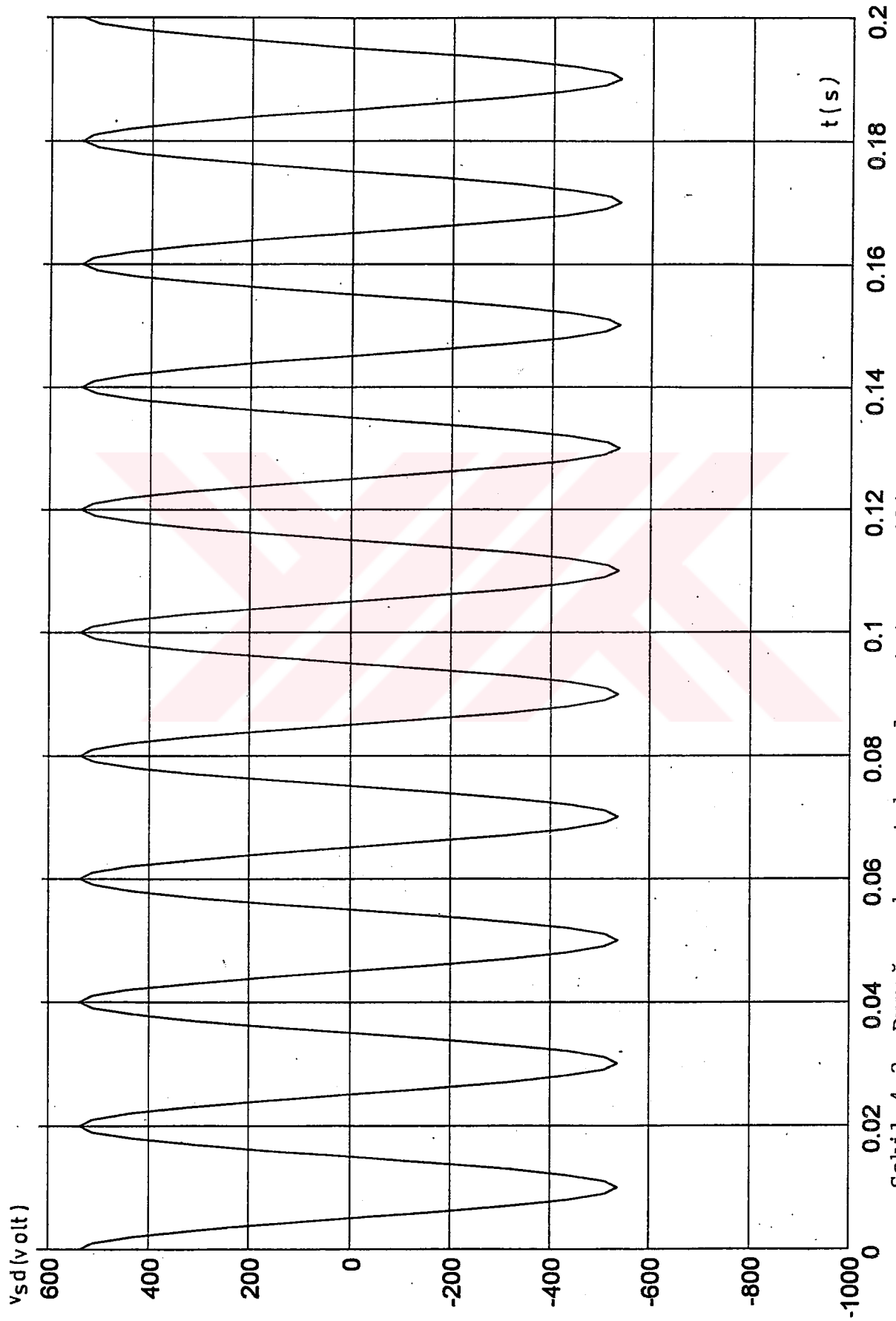
Yukarıda anlatılanlar doğrultusunda, bilgisayar benzetimine ilişkin SIMULINK lisanındaki blok diyagramlar, EkA ve EkB'de verilmiş olup; burada, kısaca, Şekil 4.1'de gösterilecektir.



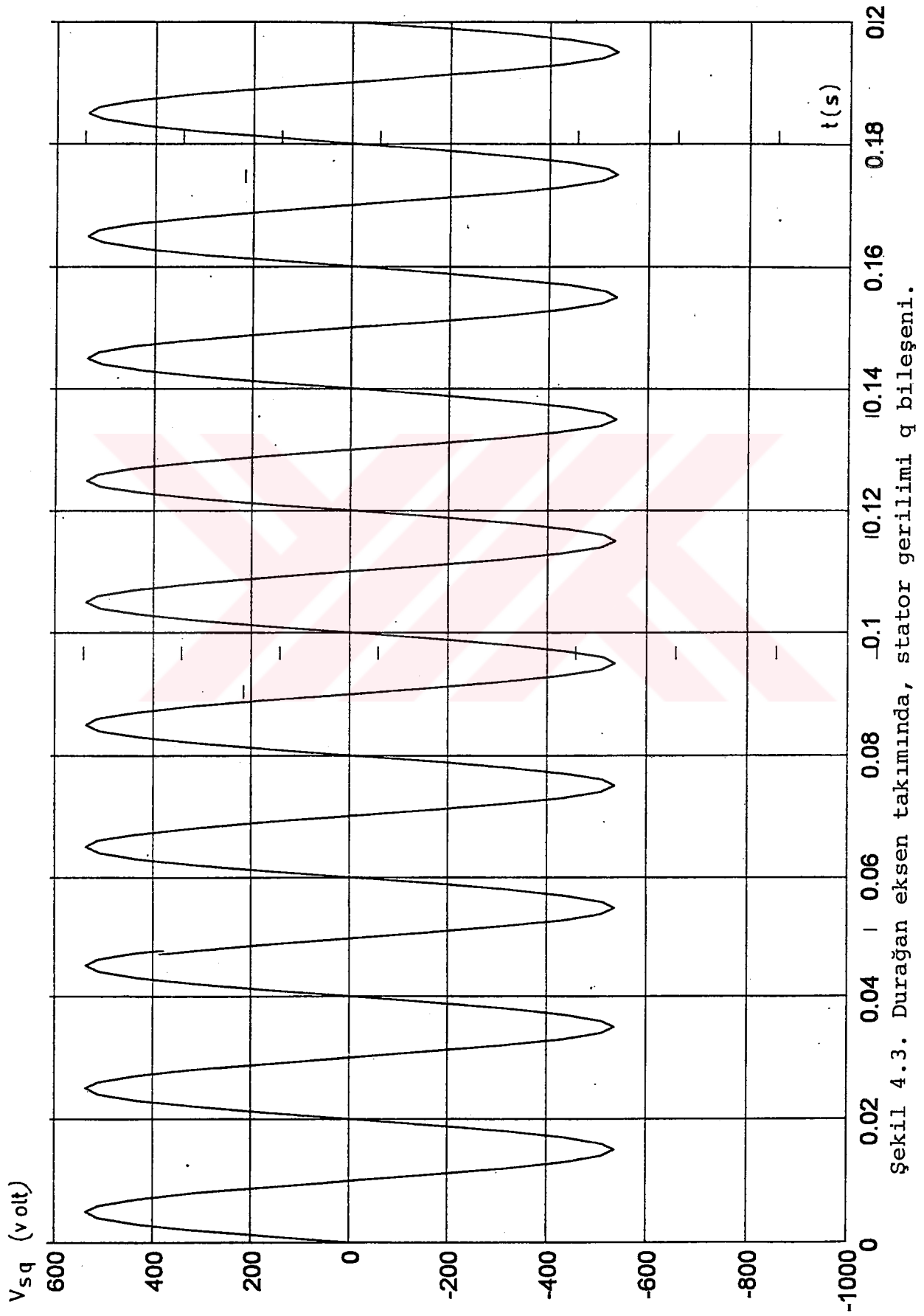
Şekil 4.1. Asenkron motorun blok diyagramı.

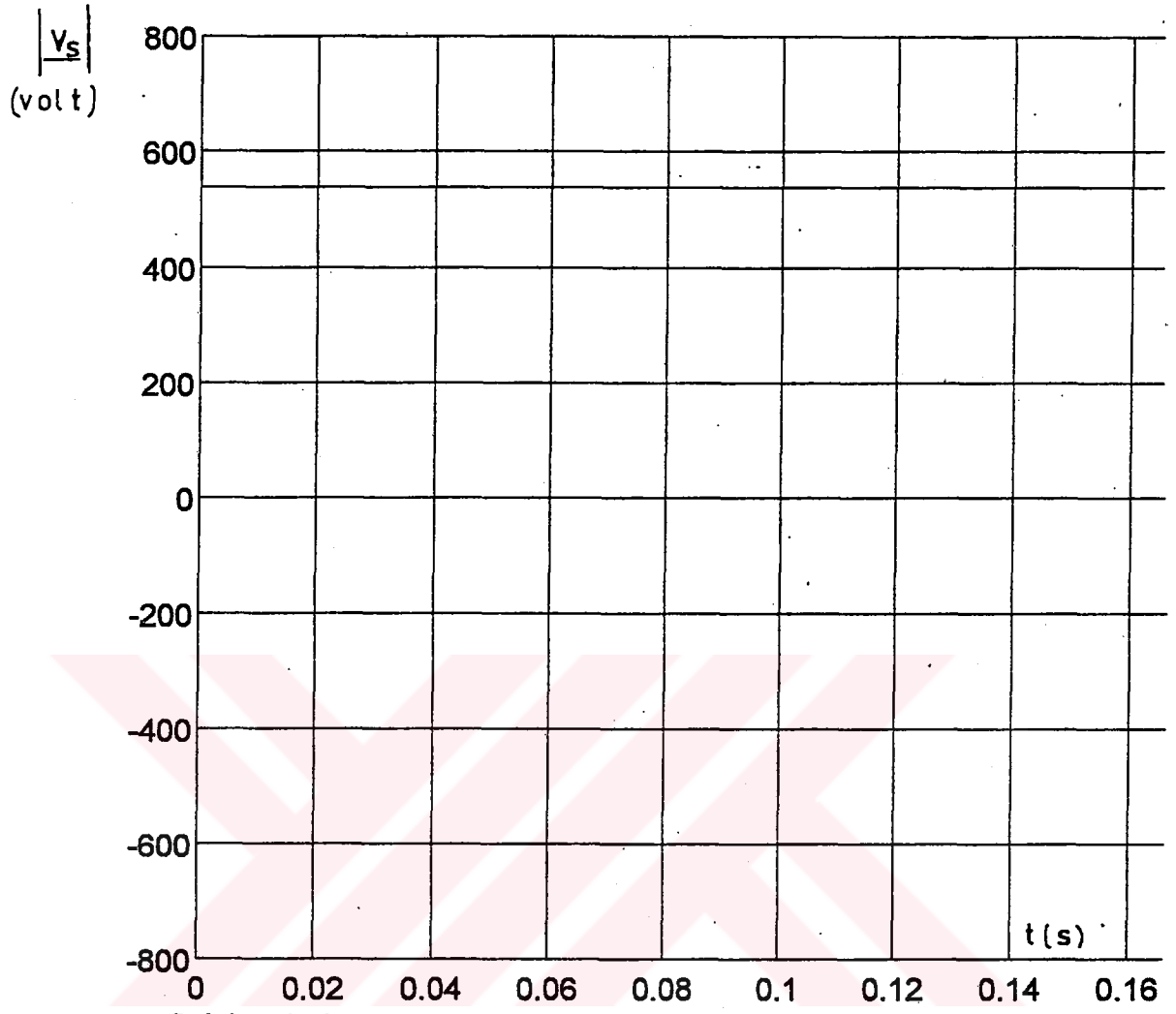
Simulink dilindeki bilgisayar benzetiminde Runge-Kutta (5) yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca, 1/50 saniyeden küçük olacak şekilde, min. örnekleme periyodu 0,00001 s ; max. örnekleme periyodu 0,0001 s alınmıştır.

Benzetim sonucunda, Şekil (4.2-14) eğrileri elde edilmiştir. Şekil (4.2-3)'de motorun girişine uygulanan birbirine göre  $90^\circ$  faz farklı,  $380.\sqrt{2}$  Volt genlikli, saniyede 50 kere yön değiştiren  $v_{sd}$ ,  $v_{sq}$  gerilim dalgalarının şekilleri gösterilmiştir. Şekil (4.4)'de ise,  $\underline{v}_s = v_{sd} + jv_{sq}$  geriliminin modülü  $|\underline{v}_s|$ , çizdirilmiştir. Bu gerilimin modülünün sabit olduğuna dikkat ediniz. Şekil (4.5)'de, yük momenti sıfır ve sürtünme ihmal edildiği durumda mekanik hızın değişimi gösterilmiştir. Görüldüğü üzere, hız eğrisi bir kaç küçük aşımından sonra 0,15 s'de senkron hız 157 rad/s'ye oturmuştur. Bu noktada, alan yönlendirmeli denetimin esas amacı, olanca beraklılığıyla ortaya çıkar: Hız kontrolü yapılmak istenen motorun, verilen bir hız referansına, en kısa zamanda, salınımsız; aşımsız ve fiziksel kısıtlamalar çerçevesinde ulaşması istenir. İşte, bu nedenle vektör denetimine başvurulur. Özellikle bu husus, robot kollarının tahriki gibi duyarlı denetim istenen alanlarda önem kazanır. Şekil (4.6)'da ise,  $m_{yük} = 73,4$  Nm'lik bir yük varken, hız eğrisi verilmiştir. Görüleceği üzere, hız eğrisi, senkron hız yakınında, fakat ondan küçük bir değere oturmuştur. Şekil (4.7)'de, elektromagnetik momentin değişimi ( $m_e$ ) ve Şekil (4.8)'de ( $m_e - m_y$ ) bileşke momentinin değişimi sunulmuştur. Şekil (4.8)'den de anlaşıldığı üzere, moment, sürekli rejim davranışından beklendiği gibi, kısa zamanda sıfıra oturmuştur. Şekil (4.9-10)'da stator akımı d,q bileşenlerinin, Şekil (4.11)'de bu bileşenlerin bileşkesinin modülünün değişimi verilmiştir. Benzer olarak, Şekil (4.12-14)'de rotor akısının d,q bileşenleri ve her ikisinin bileşkesinin modülü çizdirilmiştir.

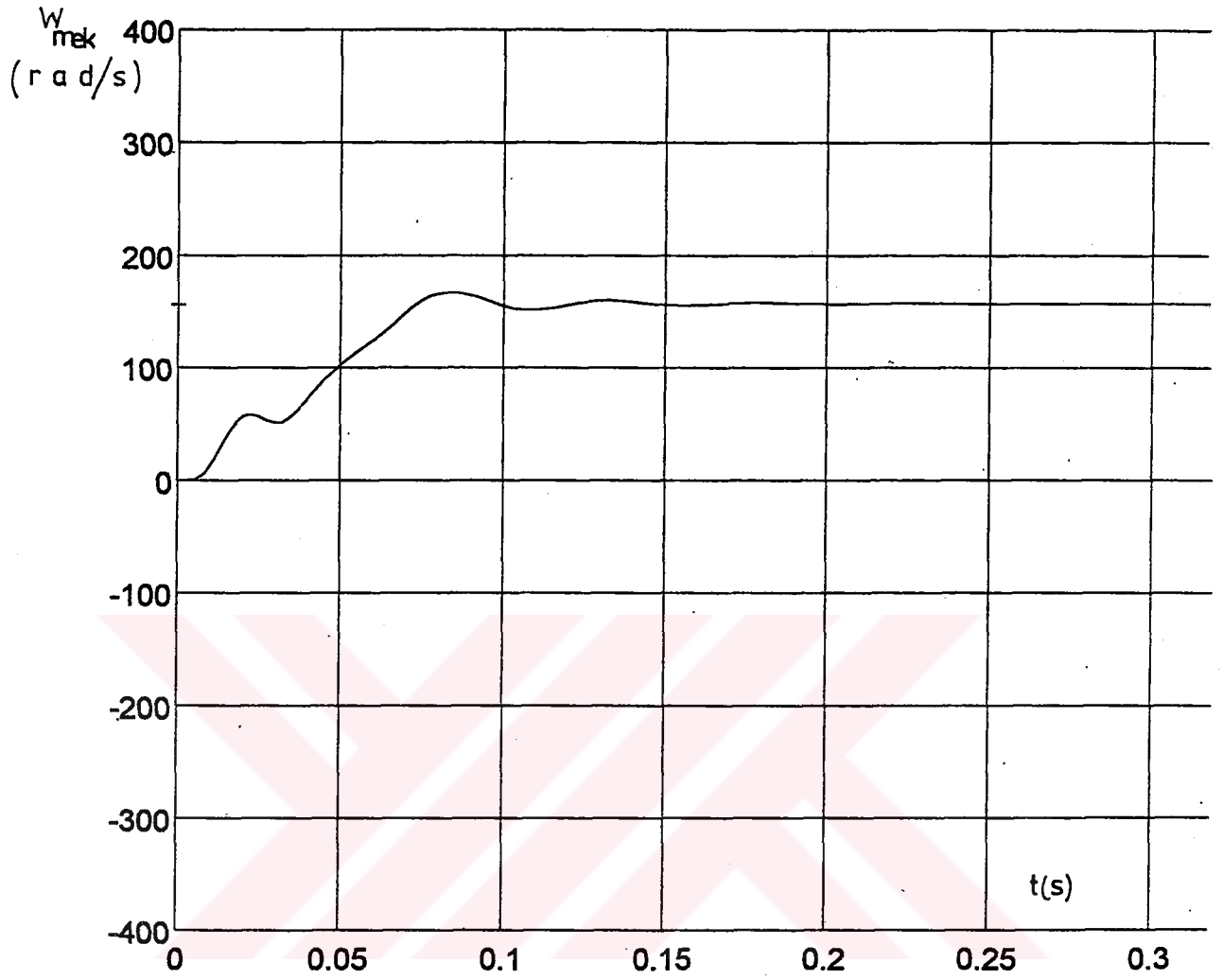


Şekil 4.2. Durağan eksen takımında, stator geriliminin d bileşeni.

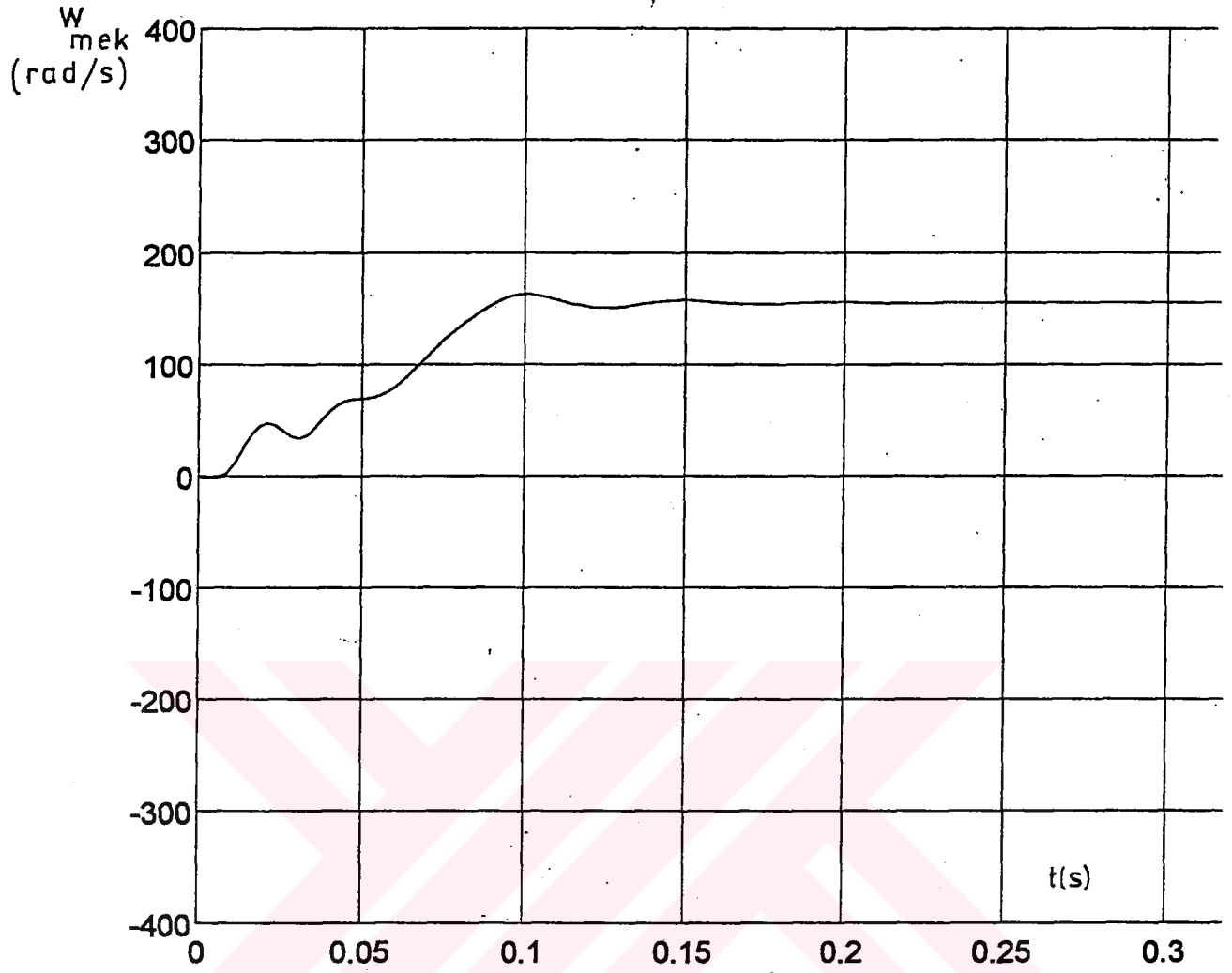




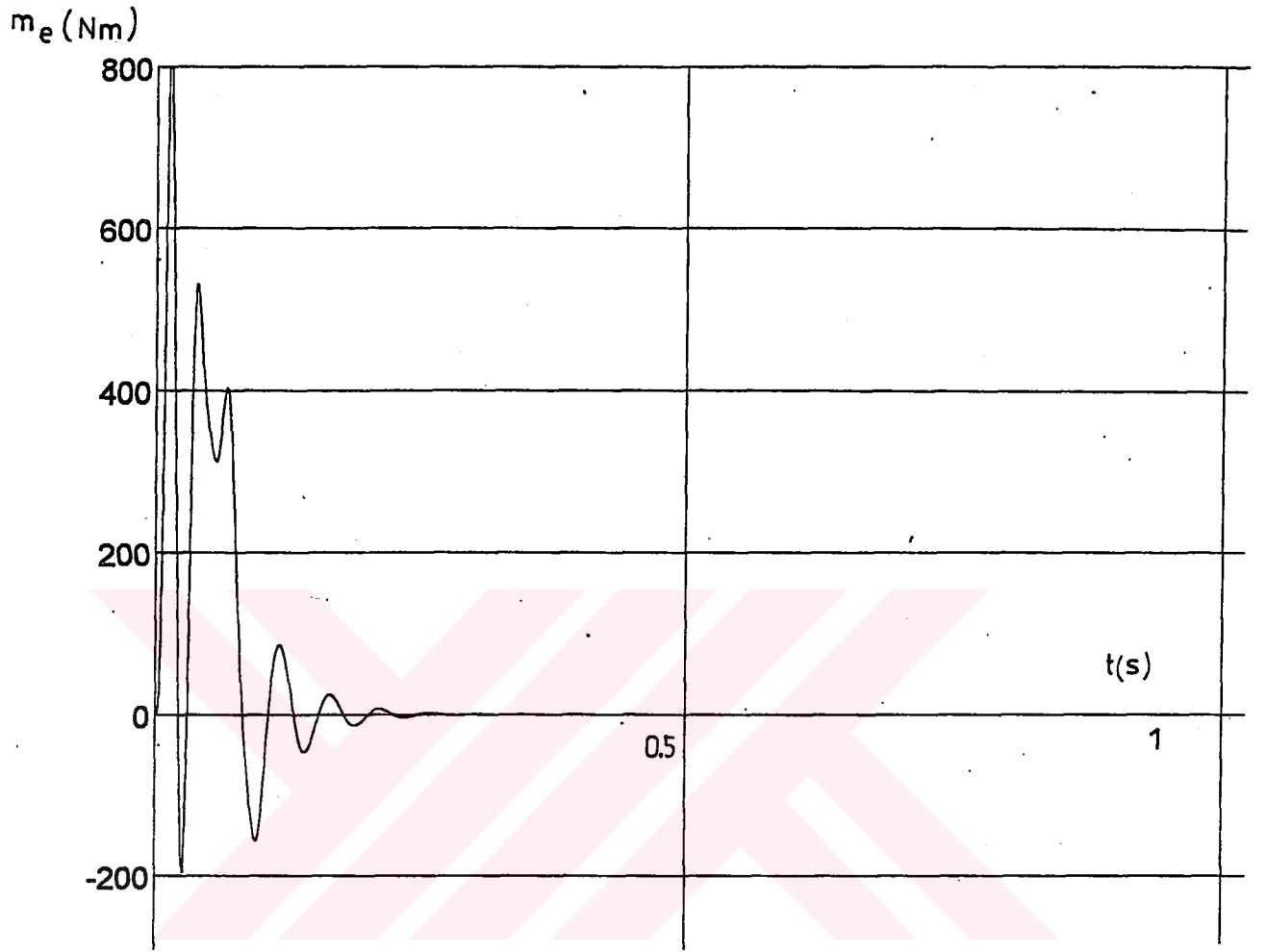
Şekil 4.4. Durağan eksen takımında stator gerilimleri  
uzay fazörünün modülü  $|V_s|$



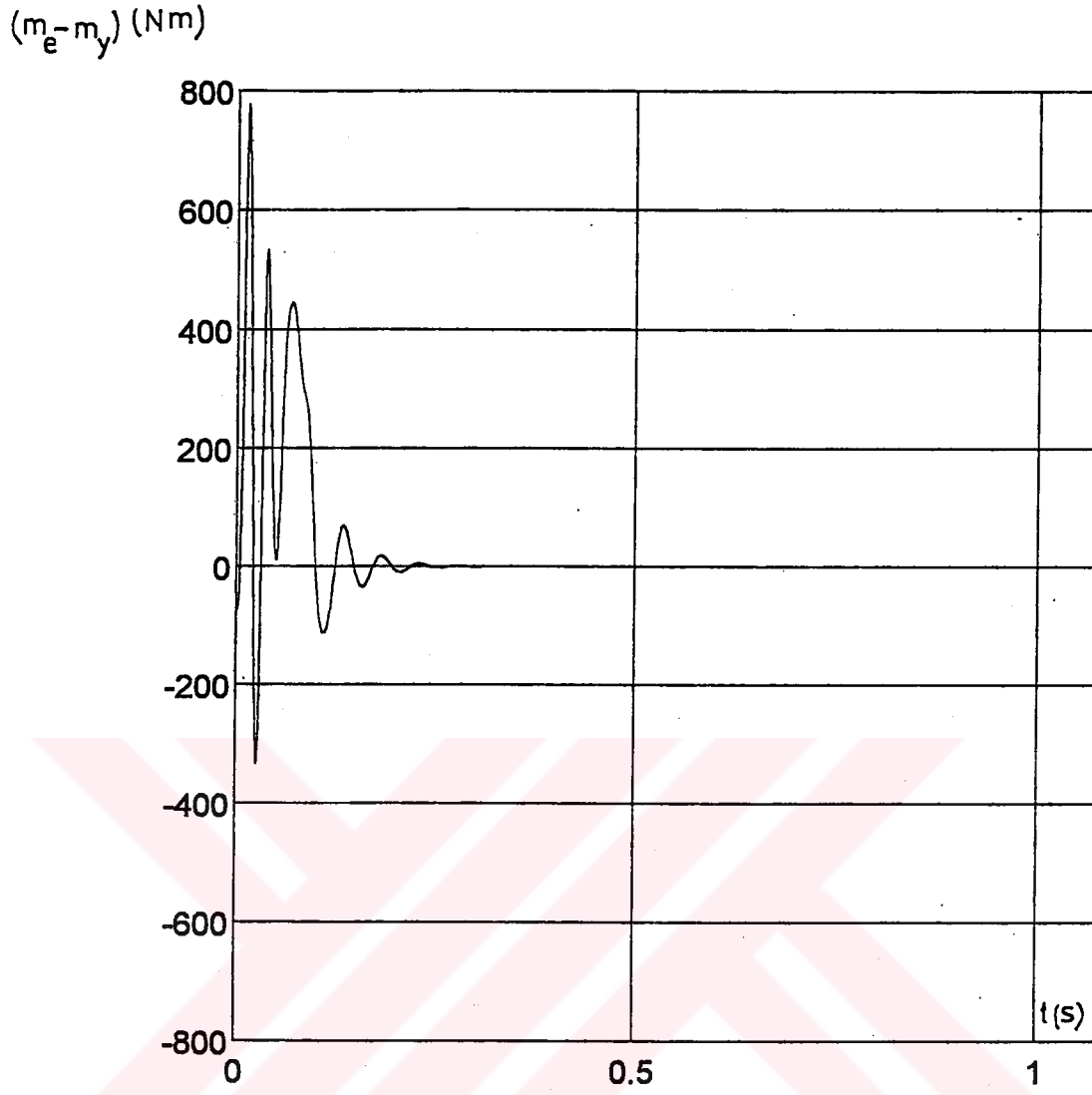
Şekil 4.5. Durağan eksen takımında  $m_{yük} = 0$  iken, mekanik açısal hız ( $w_{mek}$ )



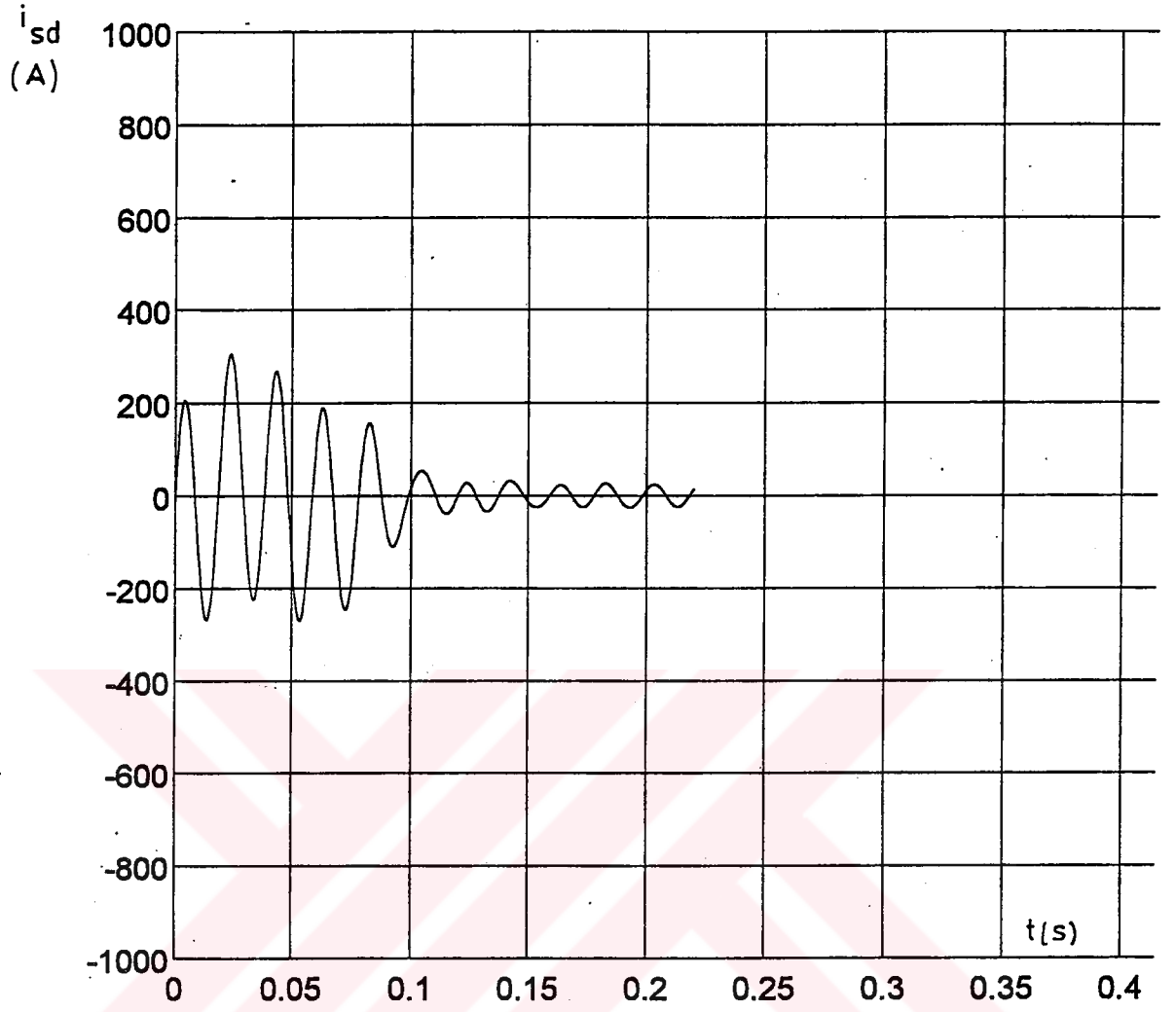
Şekil 4.6. Durağan eksen takımında,  $m_{yük} = 73,4$  Nm iken, mekanik açısal hız



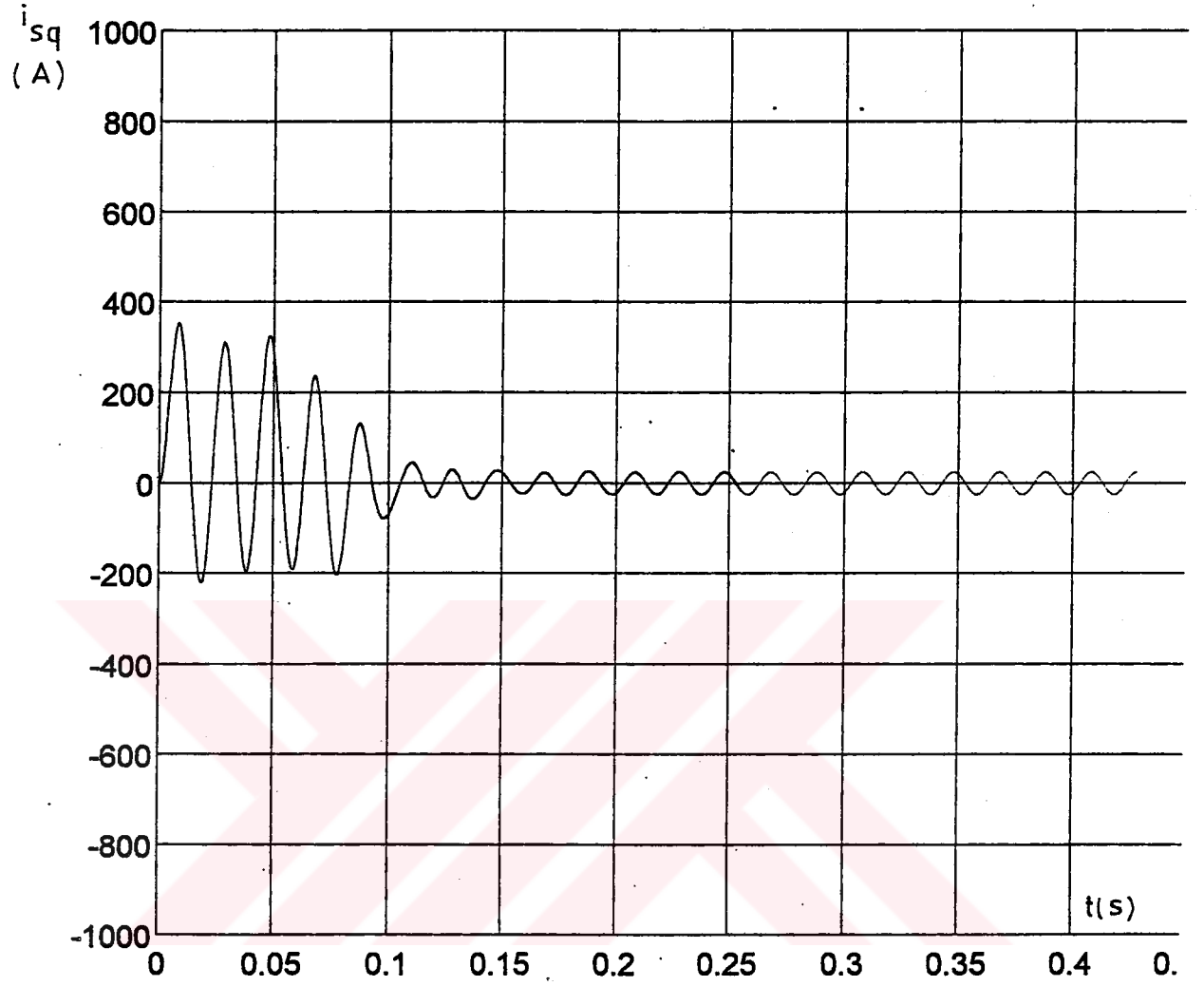
Şekil 4.7. Durağan eksen takımında, motorun ürettiği elektromagnetik moment ( $m_e$ ).



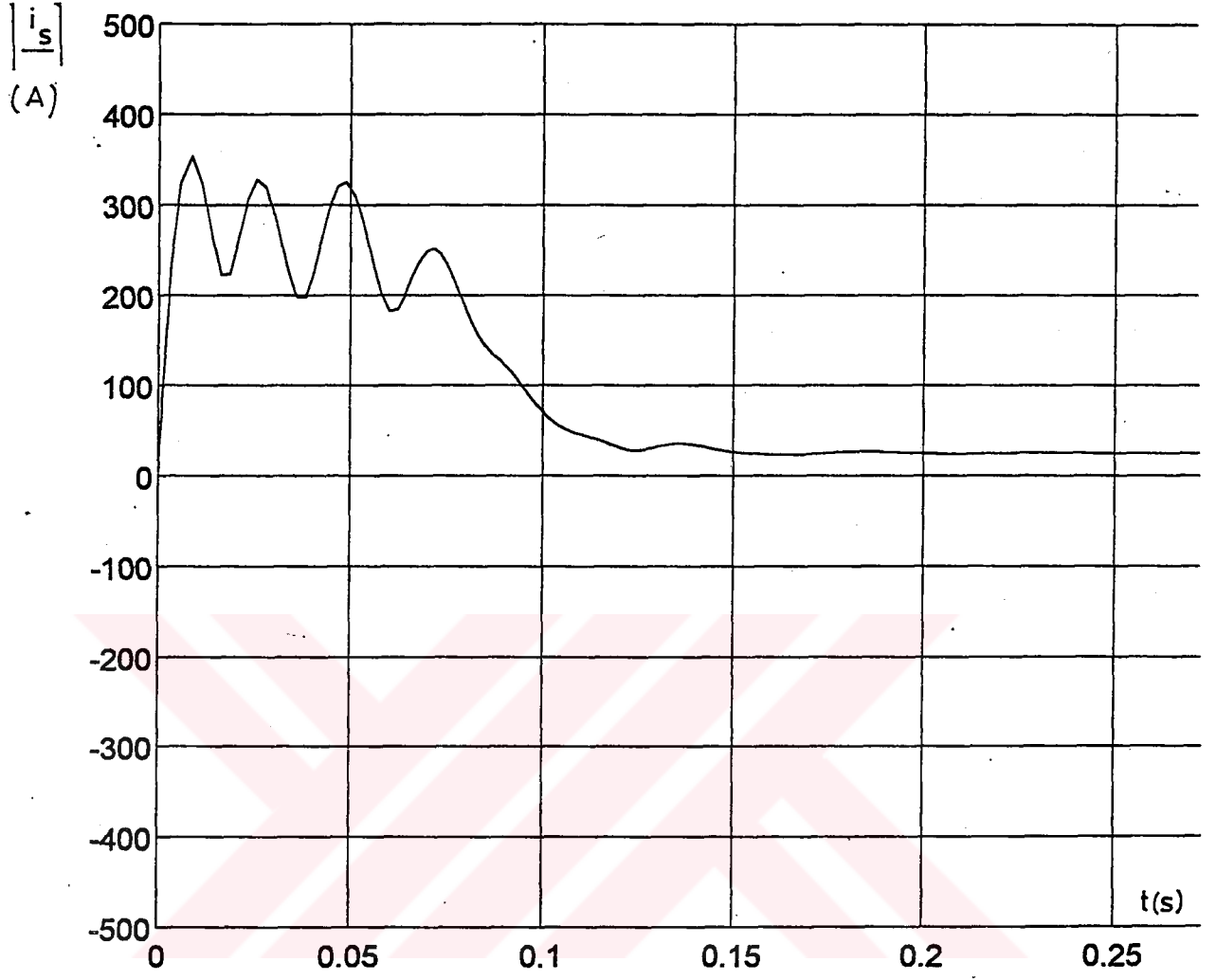
Şekil 4.8. Durağan eksen takımında, motor milinde  $m_y = 73,4$  Nm'lik nominal yük varken,  $(m_e - m_y)$  bileşke moment.



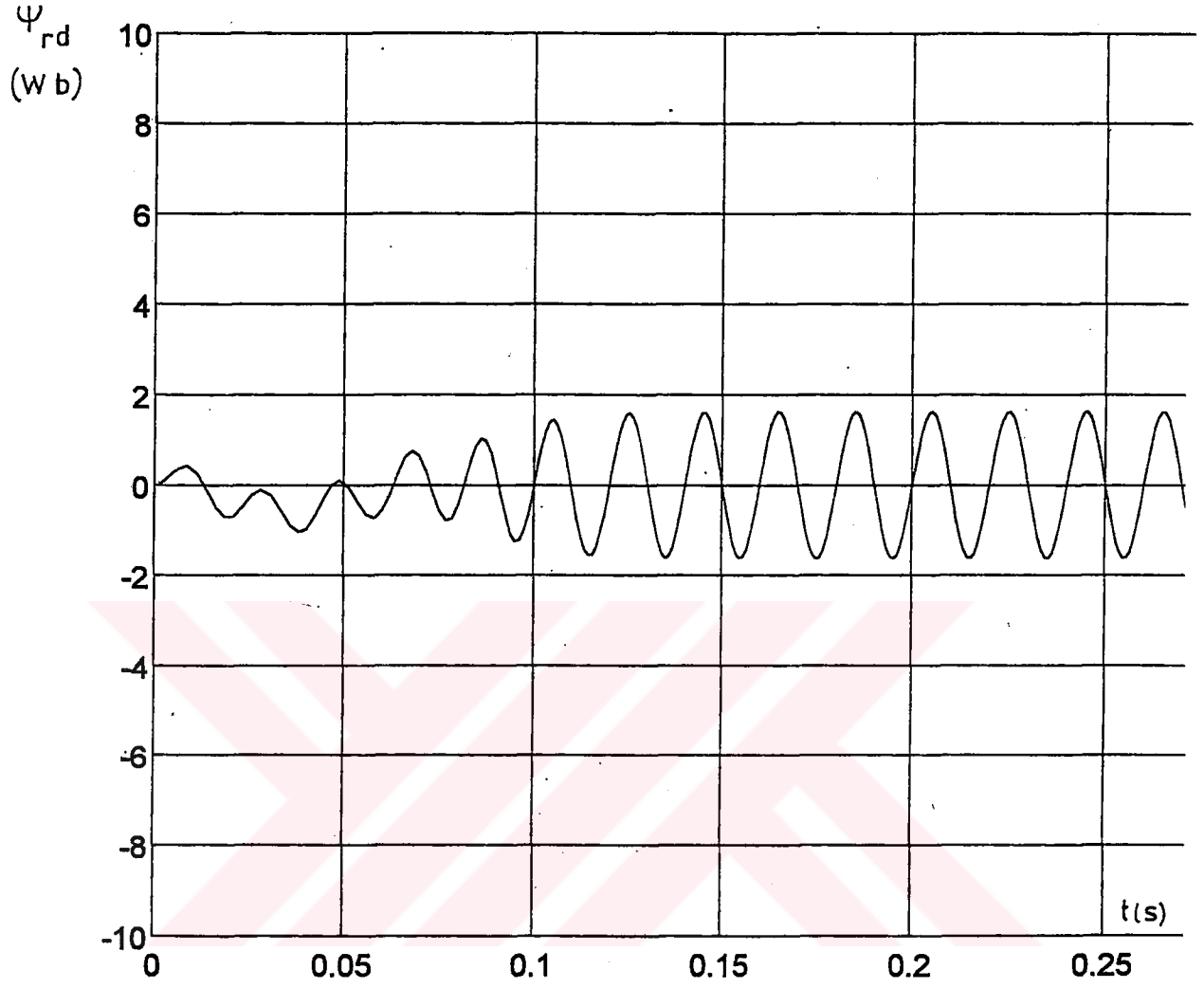
Şekil 4.9. Durağan eksen takımında, stator akımı d-bileşeni ( $i_{sd}$ ).



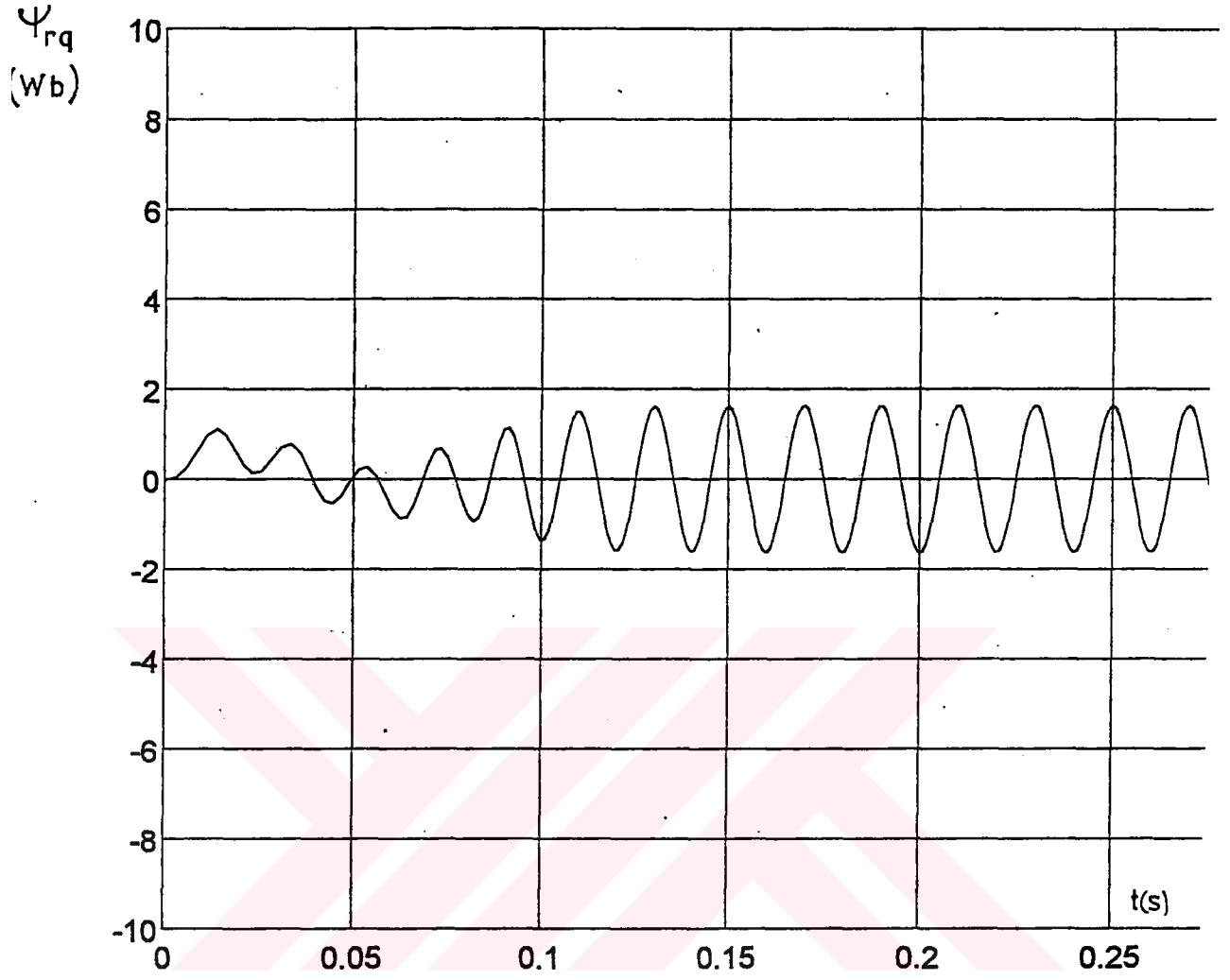
Şekil 4.10. Durağan eksen takımında, stator akımı q-bileşeni ( $i_{sq}$ ).



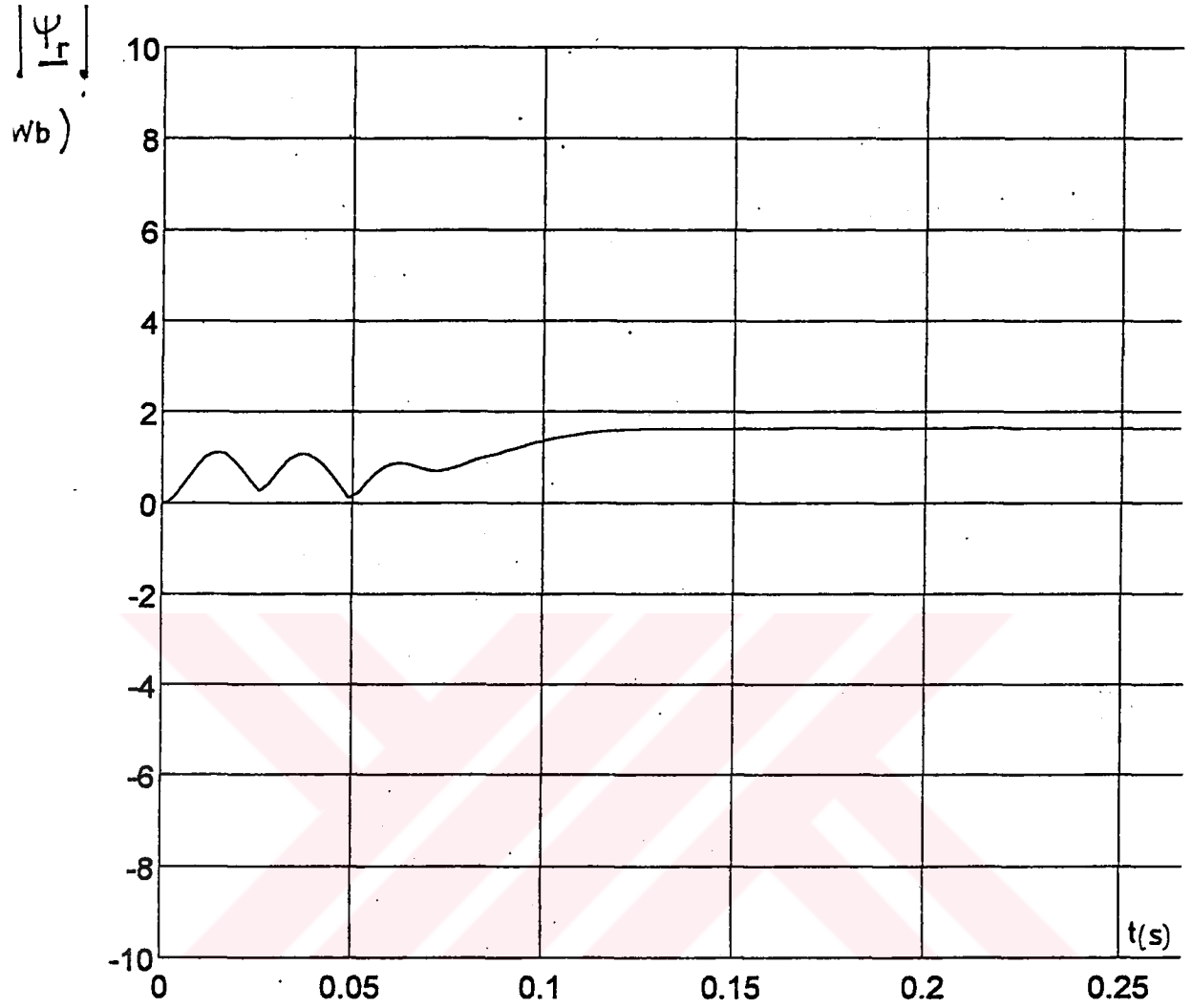
şekil 4.11. Durağan eksen takımında, stator akımları  
uzay fazörünün modülü ( $|i_s|$ )



Şekil 4.12. Durağan eksen takımında, rotor akısı d-bileşeni ( $\psi_{rd}$ ).



Şekil 4.13. Durağan eksen takımında, rotor akısı  
q-bileşeni ( $\psi_{rq}$ ).



Şekil 4.14. Durağan eksen takımında, rotor akı uzay fazörünün modülü.

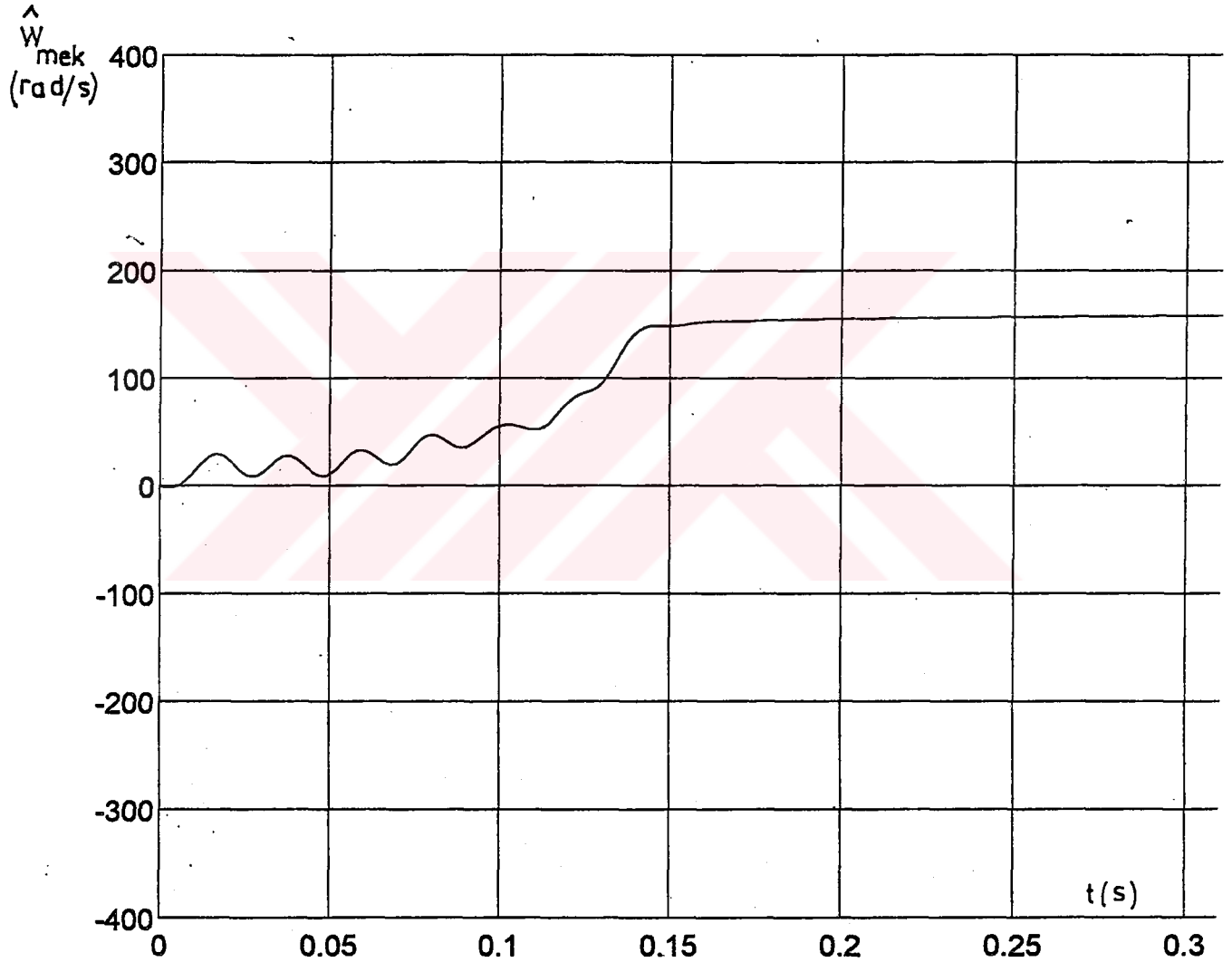
#### 4.2. Uyumlu Akı Gözlemleyicinin Bilgisayar Benzetimi

Daha önce, (3.5-10) denklemleriyle verilen uyumlu gözlemleyicinin girişleri, stator gerilimlerinin  $d$ ,  $q$  bileşenleri ve stator akımlarının  $d$ ,  $q$  bileşenleridir. Uyumlu gözlemleyici rotor akısını, hızını ve stator akımını kestirir. Ayrıca kendi içinde, rotor zaman sabitini, stator direncini ve rotor hızını kestiren üç adet uyumlu şema vardır. Bu kestirilen üç adet değer ( $\hat{R}_s$ ,  $\hat{\tau}_r$ ,  $\hat{\omega}_r$ ), sürekli olarak  $[\hat{A}]$  matrisinin içine yansıtılarak, elemanları değiştirilir. Böylece, motor içerisinde, sıcaklık, frekans ve doyma gibi olayların sonucunda değişen, fakat değişim fonksiyonlarının belirlenmesi hemen hemen imkansız olan stator ve rotor dirençlerini tanımlayan fonksiyonlar gözlemleyicide kurulmuş olur. Gözlemleyici, pahalı olan hız algılayıcısı ve Hall-akı algılayıcısı kullanmaksızın, ucuza hesap yoluyla, rotor hızını ve rotor akısını kestirir. (Burada, Şekil 3.7'nin tekrar incelenmesinde yarar vardır.)

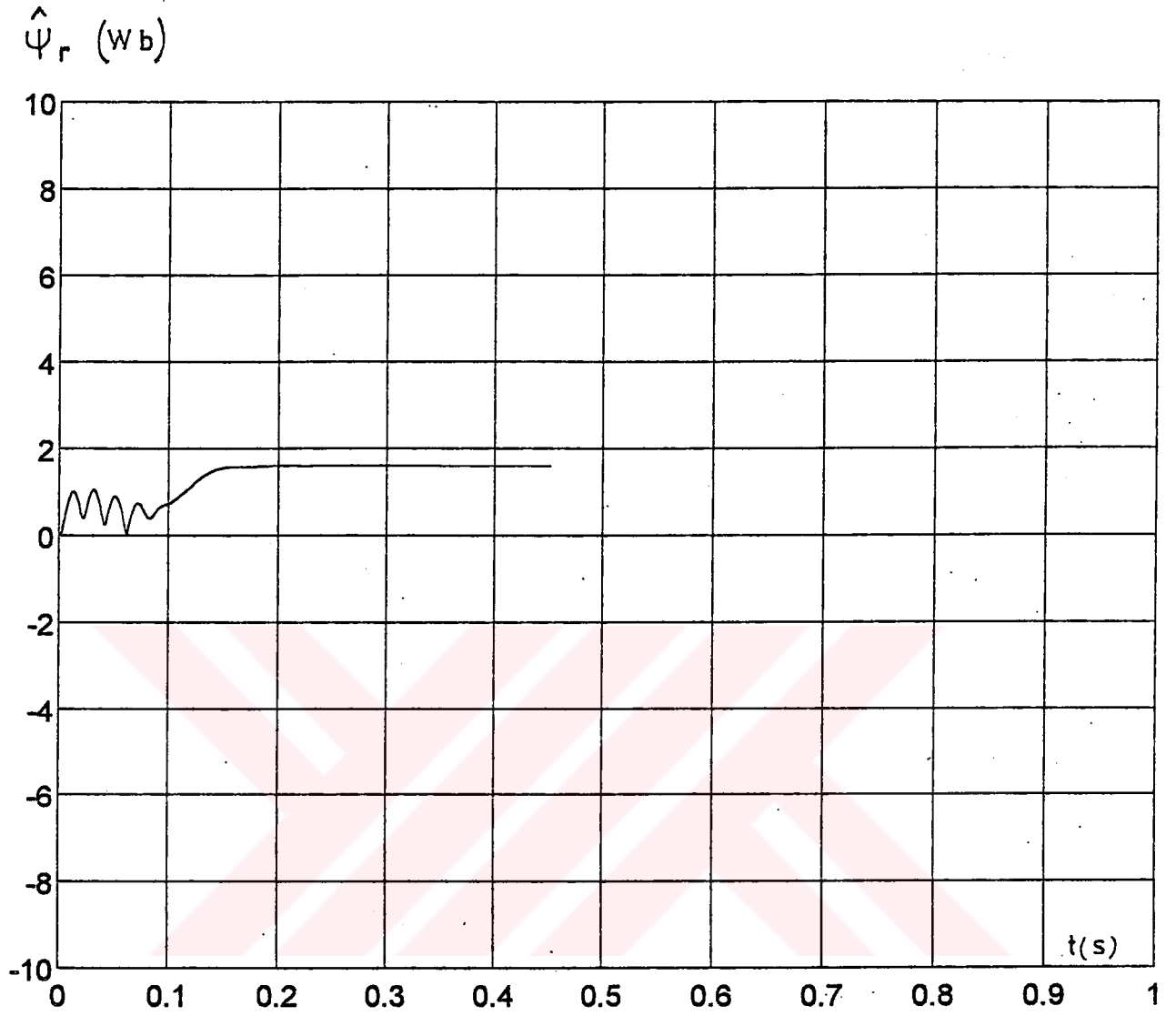
Uyumlu gözlemleyicinin, Simulink programıyla yapılan bilgisayar benzetimine ilişkin modeli Ek C'de verilmiştir. Ek C'de, rotor zaman sabiti adlı bloğun açılması sonucunda Ek D'deki şema; stator direnci adlı bloğun açılması sonucunda Ek E'deki şema; rotor hızı adlı bloğun açılması sonucu Ek F'deki şema elde edilir. Benzetimde, orantılı sabit  $k=1,0$ ; keyfi pozitif kazançlar  $\lambda_1 = 0,01$ ,  $\lambda_2 = 0,1$ ;  $K_p = 1,8$ ,  $K_I = 2000$  alınmıştır. Min. örnekleme periyodu,  $0,00001$  s; max. örnekleme periyodu  $0,0001$  s alınmış ve Runge-Kutta (5) yöntemi kullanılmıştır.

Benzetimin neticesinde, Şekil (4.15-18) eğrileri elde edilmiştir. Şekil (4.15)'de gözlemleyici tarafından kestirilen rotor hızı ( $\hat{\omega}_r$ ); Şekil (4.16)'da kestirilen rotor akısı  $\hat{\psi}_r$ ; Şekil (4.17)'de kestirilen rotor zaman

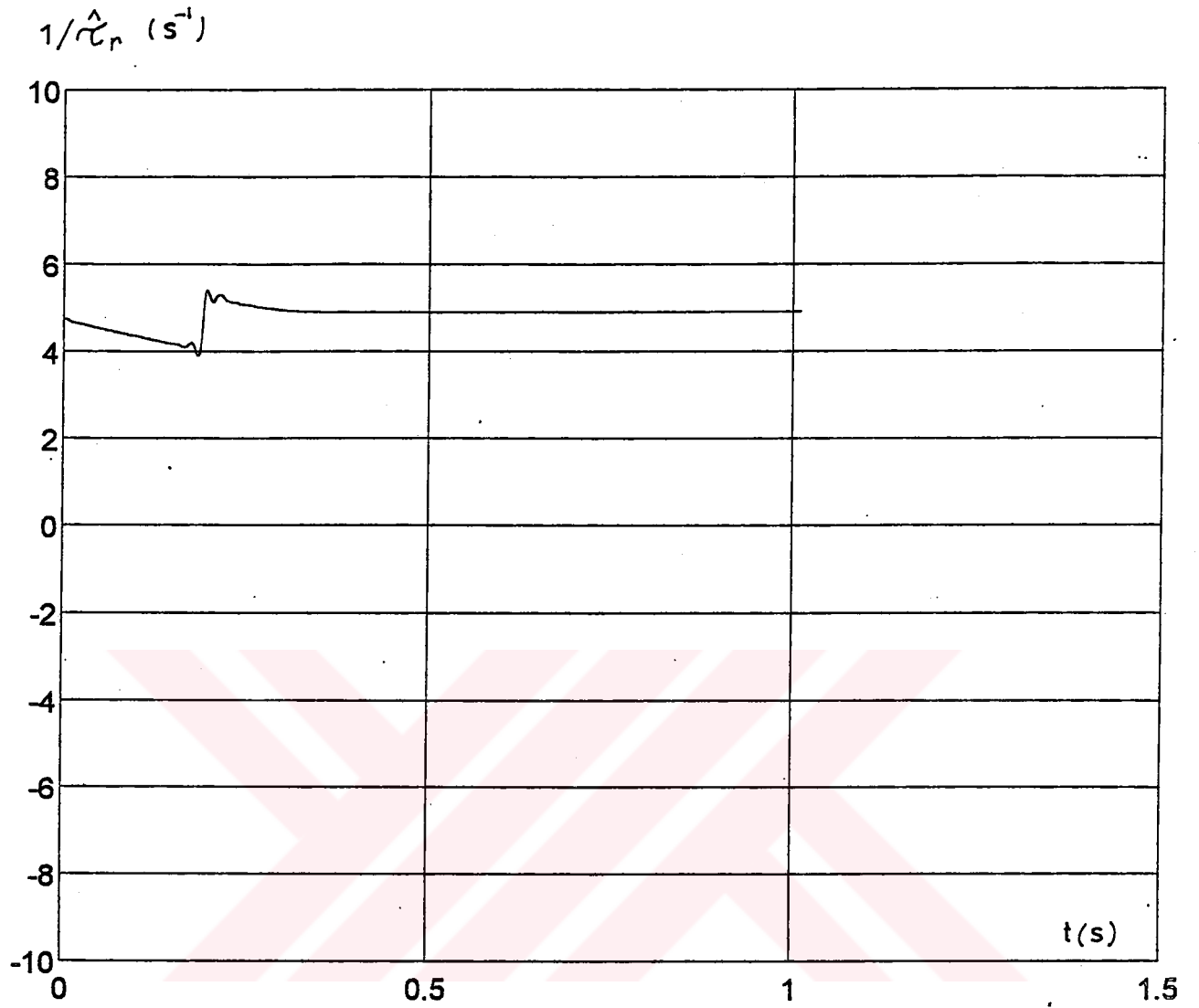
sabitinin ( $1/\tau_r$ ); Şekil (4.18)'de kestirilen stator direncinin değişimleri verilmiştir. Sonuç olarak, uyumlu gözlemleyicinin kestirdiği değerler kısa bir geçici rejimden sonra, sabit değerlere yakınsamıştır. Ayrıca, yapılan benzetim sonucunda, gözlemleyicinin kestirdiği yakınsama değerlerin gerçek değerlerle uyum içerisinde olduğu görülmüştür.



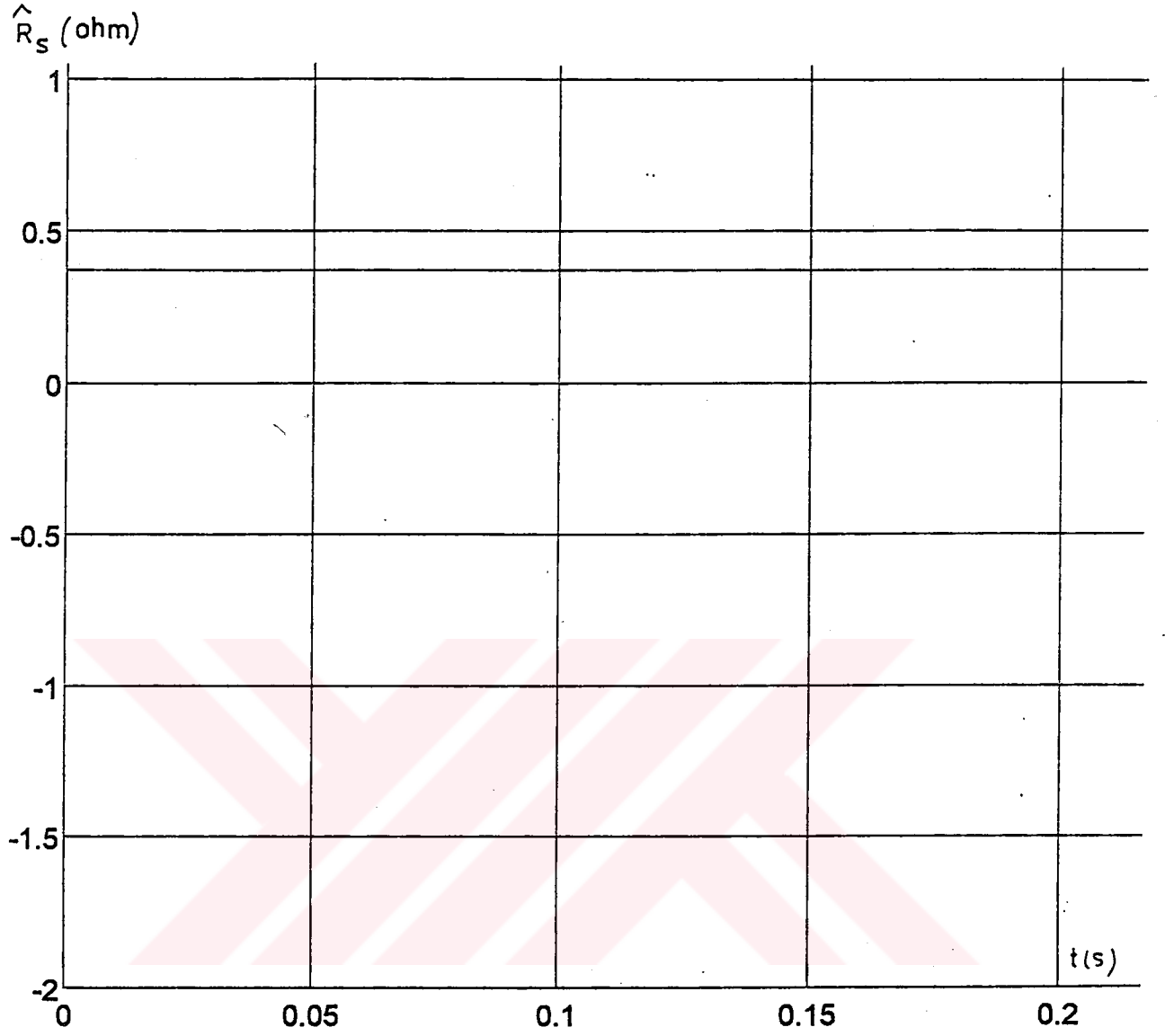
Şekil 4.15. Gözlemleyicinin kestirdiği motorun mekanik açısal hızı ( $\hat{\omega}_{mek}$ )



Şekil 4.16. Gözlemleyicinin kestirdiği rotor akı  
uzay fazörünün modülü  $|\hat{\psi}_r|$ .



Şekil 4.17. Gözlemleyicinin kestirdiği rotor zaman sabiti ( $1/\hat{\tau}_r$ ).



Şekil 4.18. Gözlemleyicinin kestirdiği stator direnci  $\hat{R}_s$

## SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Burada "Alan Yönlendirme Yöntemi" ile ilgili olarak yapılan araştırmada; bu yöntemin, doğru akım makinasındaki ideal denetim davranışının asenkron makinada da elde edilmesi amacıyla, besleme gerilimi ve frekansında yapılan koordinat dönüşümleriyle, asenkron motorun akı ve momentinin birbirinden bağımsız (etkileşimsiz) denetimi olduğu anlaşılmıştır. Doğru akım makinalarında, optimal momentin elde edilmesi için, akı ve endüi akımının birbirine dik olan konumları doğal olarak kollektör-fırça düzeni ile sağlanırken; bu, asenkron makinada bir dış denetim lojiğiyle (Transvector) sürekli olarak gerçekleştirilmiştir. Alan yönlendirme yöntemi, 1970'li yıllarda ortaya atılmasına rağmen, onun teknik ve ekonomik olarak tam anlamıyla kabul edilmesi (acceptance), ancak, yarıiletken teknolojisi, mikro işlemciler ve DSP alanındaki gelişmelerle 1980'den sonra olmuştur. Bu yöntem sayesinde, asenkron makinanın moment yanıtı çabuklaştırılmış, yüksek performanslı hız ve servo uygulamalarında kullanılabilmektedir.

Bu çalışmada, uzay fazör, d-q, sarmal vektör modellerinin tümünün, hava aralığı akısının sinüsoidal olması varsayımına dayanması nedeniyle, kompleks değişkenli modele eşdeğer olduğu görülmüştür. Yine, burada, sabit hız geçişlerinin analitik çözümünü elde etmek için, kompleks tip dönüşümlerin; dijital benzetim ve denetim için ise reel tip d-q modelin daha elverişli olduğu müşahade edilmiştir.

Vektör denetim sistemleri için gerekli olan rotor hız bilgisinin mekanik olarak hız algılayıcıları ile elde edilmesi, sistemin basitlik ve sağlamlılığını bozmuş ve uygulama alanlarını kısıtlamıştır. Sonuç olarak, vektör denetim sistemlerinde hız algılayıcılarının kaldırılması önemli bir gereklilik olmuştur. Bu doğrultuda ortaya çıkan yöntemlerde rotor hızı mekanik belirleme yerine hesapla stator gerilim ve akımlarından elde edilmiştir.

Hız algılayıcısız denetimli tahrik sistemlerinin sağladığı üstünlükler, daha düşük maliyet, makina ve ilgili donanımların kapladığı hacmin (boyutların) daraltılması, algılayıcının kablo bağlantılarının ortadan kalkması ve artırılmış güvenilirlik olarak saptanabilir.

Hız algılayıcısız asenkron makina tahrik sistemlerinin dayanıklılığı (robustness), uygun denetim yapılarının ve parametre tanımlama yöntemlerinin kullanılmasıyla artırılabilir. Parametre değişimlerine karşı duyarlılık ve dengeleme hakkındaki incelemeler, optimum motor ve evirici kullanımı açısından önemlidir.

Şu an, değişik teknolojik uygulamalara yönelik, genel amaçlı bir hız algılayıcısız yöntem yoktur. Yani, uygulamanın türüne bağlı olarak, gereken performansı sağlayacak uygun tekniğin seçilmesi gerekir. Bu da, ancak özel tasarım, donanım ve deneyimle olur.

Hız algılayıcısız denetimli asenkron motor tahriki, henüz yetkin bir teknoloji olmamakla birlikte, diğer rakip tahrik sistemlerine göre önemli üstünlükleri olduğu için; yakın bir gelecekte, yüksek performanslı genel amaçlı bir evirici tahriki olarak tüm endüstriyel kullanım alanlarına yayılacaktır. Bu, kontrol teorisi, MRAS, ve uyumlu gözlemleyici gibi yan teknolojilerin gelişmesine bağlıdır.

"Rotor direncinin uyarlanmasıyla asenkron motorun hız algılayıcısız denetimi" yönteminde, parametre değişimlerinin hız kestiriminde, önerilen uyumlu şemalar sayesinde bir etkisi kalmamıştır.

Ayrıca, yapılan çalışmayla alan yönlendirme yönteminin asenkron makina dinamiğine kazandırdığı üstünlükler açıklanmıştır. Ayrıca, rotor direnç değişimlerinin sürekli olarak izlenerek, kontrolde kullanılan hesaplama devrelerine doğru olarak yansıtılması gereği tesbit edilmiştir.

Bunlara ek olarak, tek başına asenkron motorun ve asenkron motor ile uyumlu gözlemleyicinin birlikte yapılan bilgisayar benzetimlerinde bu fiziksel sistemlerin verdikleri yanıtların gerçeğe çok yakın ve onunla uyum içerisinde olduğu müşahade edilmiştir.

#### KAYNAKLAR

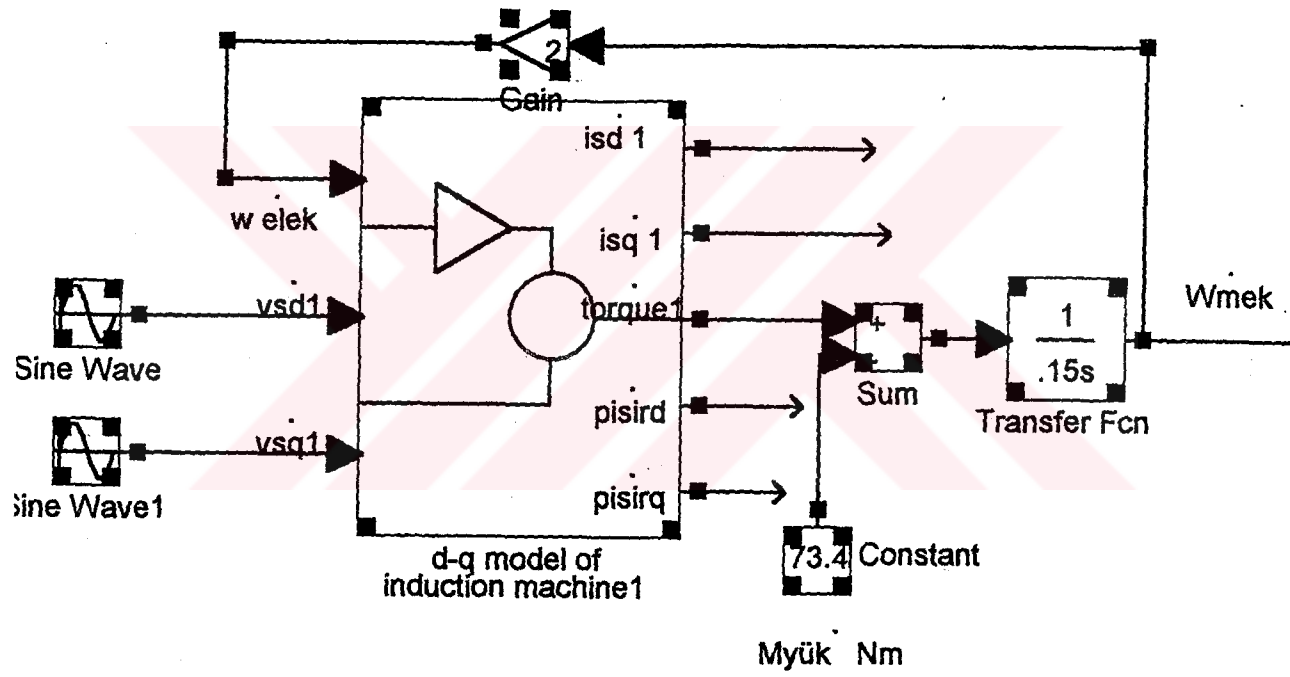
- [1] ÇETİN, İ., SCHUISKY, W., Elektrik Motörleri, 1. Kısım, Fatih Yayınevi, İstanbul, 1987.
- [2] TÜRKMEN, Y., GEÇTAN, C., Kumanda Devreleri 1, Yeni Yol Matbaası, İzmir, 1991.
- [3] GARCIA, G.O., STEPHAN, R.M., WATANABE, E.H., Comparing the Indirect Field-Oriented Control with a Scalar Method, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.41, No.2, April 1994.
- [4] VAS, P., Vector Control of AC Machines, Oxford University, New York, 1990.
- [5] KRISHNAN, R., BHARADWAJ, A.S., A Review of Parameter Sensitivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.6, No.4, pp.695-702, Oct., 1991.
- [6] DURAK, C.T., Vektör Kontrol Yöntemiyle Denetime Yönelik Bir Asenkron Modeli, İ.T.Ü., Yüksek Lisans Tezi, Şubat 1995.
- [7] BOSE, B.K., Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, New Jersey, 1986.
- [8] TACER, M.E., TUNÇAY, R.N., Güç Elektroniği Devreleri, İ.T.Ü. Vakfı, Yayın No.29, 1990.
- [9] GÖKAŞAN, M., Sincap Kafesli Asenkron Makinalarda Modern Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, Doktora Tezi, İ.T.Ü., Temmuz, 1989.
- [10] ERTAN, H.B., ÜÇTUĞ, Y., AKIN, E., Asenkron Motorların Denetiminde Akım ve Gerilim Ölçümüyle Alan Yönlendirme için Bir Yöntem, Bilkent Univ., Elek.-Elektronik ve Bilgisayar Müh. Konferans Bildirileri, Ankara, 15-16 Tem. 1991.
- [11] BLASCHKE, F., BAYER, K.H., Stability Problems with the Control of Induction Machines Using the Method of Field Orientation, IFAC Control in Power Electronic and Electr.Drives, pp.483-492, 1977.

- [12] BLASCHKE, F., BAYER, K.H., Die Stabilitaet der feldorientierten Regelung von Asynchronmaschinen, Siemens Forsch.-U.Entwickl.-Ber., Bd.7, Nr.2, s.77-81, Springer-Verlag, 1978.
- [13] PARK, C.H., LEE, T.K., HYUN, D.S., Sensorless Vector Control of Induction Motor Compensating the Variation of Rotor Resistance, IECON'92, Vol.1 of 3, pp.72-76, San Diego California, USA, Nov., 1992.
- [14] OHTANI, T., TAKADA, N., TANAKA, K., Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.28, No.1, pp.157-164, Jan./Feb., 1992.
- [15] TAJIMA, H., HORI, Y., Speed Sensorless Field-Oriented Control of the Induction Machine, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.29, No.1, pp.175-180, Jan./Feb., 1993.
- [16] SCHAUDE, C., Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.28, No.5, pp.1054-1061, Sept./Oct., 1992.
- [17] KUBOTA, H., MATSUSE, K., Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.30, No.5, pp.1219-1224, Sept./Oct., 1994.
- [18] KUBOTA, H., MATSUSE, K., Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines Using Flux Observer, IECON'94, Vol.3 of 3 pp.1611-1615, Bologna, Italy, Sept.1994.
- [19] KUBOTA, H., MATSUSE K., NAKANO, T., DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor, IEEE Trans. on Ind. App., Vol.29, No.2, pp.344-348, March/April, 1993.
- [20] DOKI, S., SANGWONGWANICH, S., OKUMA, S., Implementation of Speed Sensorless Field Oriented Control Using Adaptive Sliding Observer, IECON'92, Vol.1 of 3, pp.453-458, San Diego, California, USA, Nov.1992.
- [21] KASA, N., KAMATANI, M., WATANABE, H., Current Source Inverter Drive Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor, IECON'93, Vol.2 of 3, pp.983-986, Hawaii, USA, Nov., 1993.

- [22] HOLTZ, J., Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives, IECON'93, Vol. 2 of 3, pp.649-654, Hawai, USA, Nov., 1993,
- [23] MIYASHITA, I., IMAYANAGIDA, A., KOGA, T., Recent Industrial Application of Speed Sensorless Vector Control in Japan, IECON'94, Vol.3 of 3, pp.1573-1578, Bologna, Italy, Sept., 1994.
- [24] CHIN, T.H., Approaches for Vector Control of Induction Motor Without Speed Sensor, IECON'94, Vol. 3 of 3, pp.1616-1620, Bologna, Italy, Sept., 1994.
- [25] ILAS, C., BETTINI, A., Comparison of Different Schemes Without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives, IECON'94, Vol.3 of 3, pp. 1579-1588, Bologna, Italy, Sept., 1994.
- [26] AKIN, E., ERTAN, H.B., ÜÇTUĞ, M.Y., A Method for Stator Resistance Measurement Suitable for Vector Control, IECON'94, Vol.3 of 3, pp. 2122-2126, Bologna, Italy, Sept., 1994.
- [27] ATKINSON, D.J., ACARNLEY, P.P., FINCH, J.W., Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 27, No.6, pp.1119-1127, Nov./Dec. 1991.
- [28] OGATA, K., Modern Control Engineering, Prentice-Hall of India Private Limited, New Delhi, 1977.
- [29] SARIOĞLU, M.K., Dynamics of Electrical Machines, Class Notes, İ.T.Ü., 1993.
- [30] GÖKAŞAN, M., KUTMAN, T., Sıncap Kafesli Asenkron Makinanın Vektörel Kontrola Yönelik Modeli, O.D.T.Ü., Elektrik ve Elektronik Müh.Böl. 30. Yıl Semp., Ankara, 1989.
- [31] TACER, M.E., Enerji Sistemlerinde Kararlılık, Ders Notları, İ.T.Ü., Elektrik-Elektronik Fak. Ofset Baskı Atölyesi, İstanbul, 1990.
- [32] TEZDUYAR, L., Üç Fazlı Asenkron Makinanın Sayısal Simülasyonu, İ.T.Ü., Fen Bilimleri Ens. Yüksek Lisans Tezi, Şubat 1989.
- [33] NASAR, S.A., BOLDEA, I., Vector Control of AC Drives, CRC Press, Mexico, 1992.
- [34] İMERYÜZ, M., Asenkron Makinada Geçici Olayları İnceleme Yöntemleri ve Uygulamaları, İ.T.Ü., Fen Bilimleri Ens. Yüksek Lisans Tezi, İst. 1994.

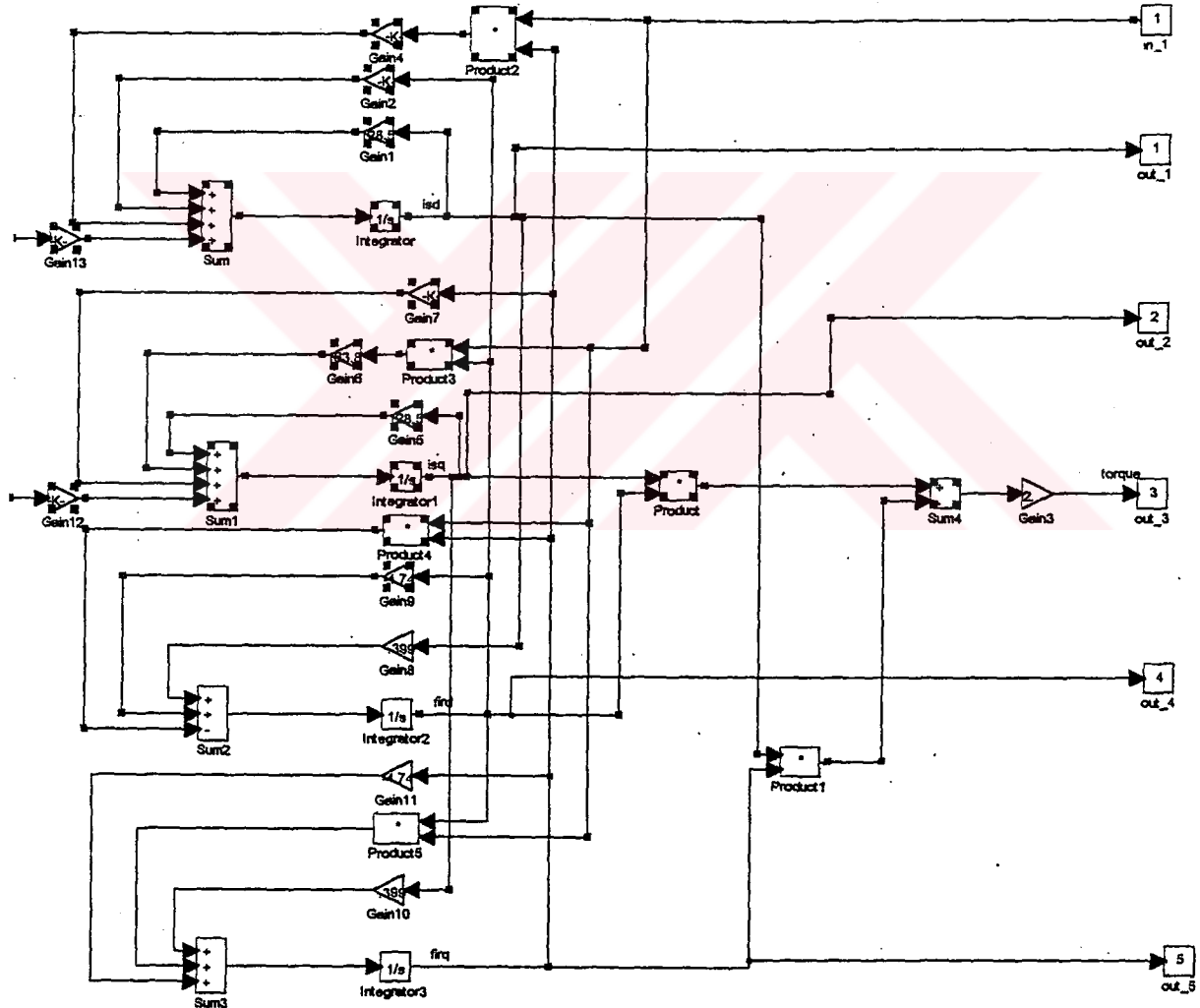
EK A

Asenkron Motorun Benzetimi



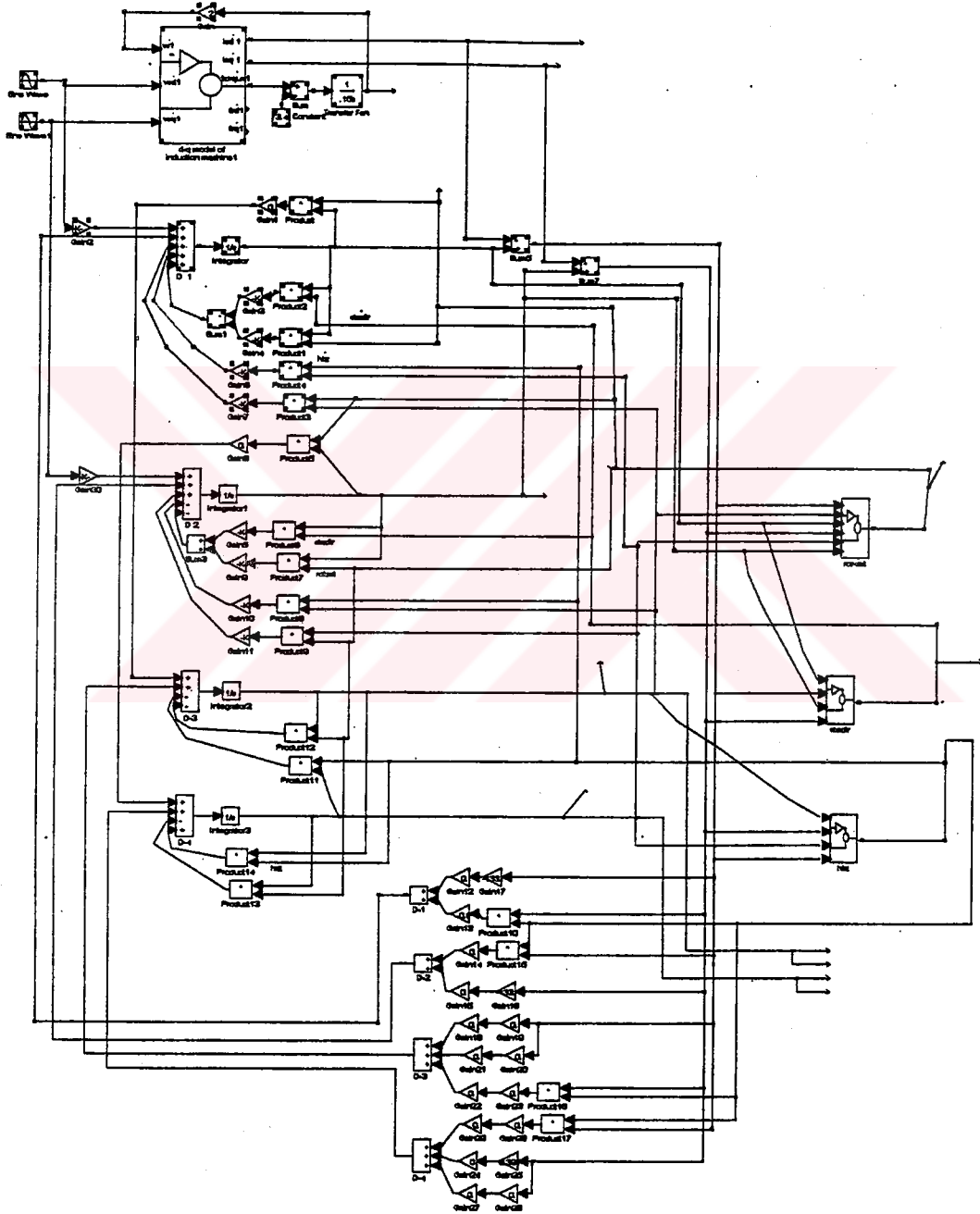
E K B

d-q Modelinin Açınımı



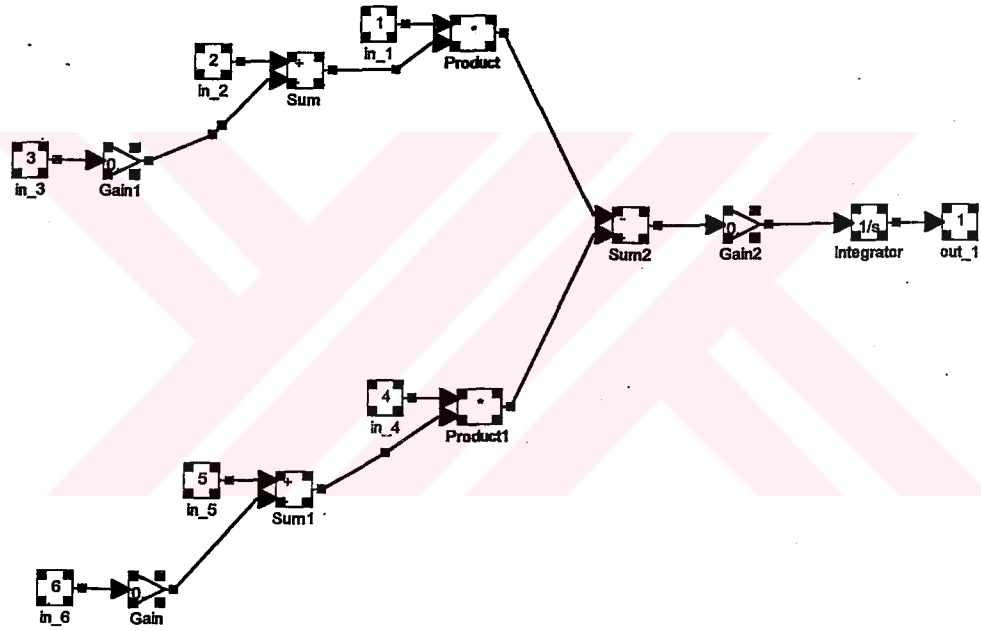
EKC

Gözlemleyicinin Benzetimi



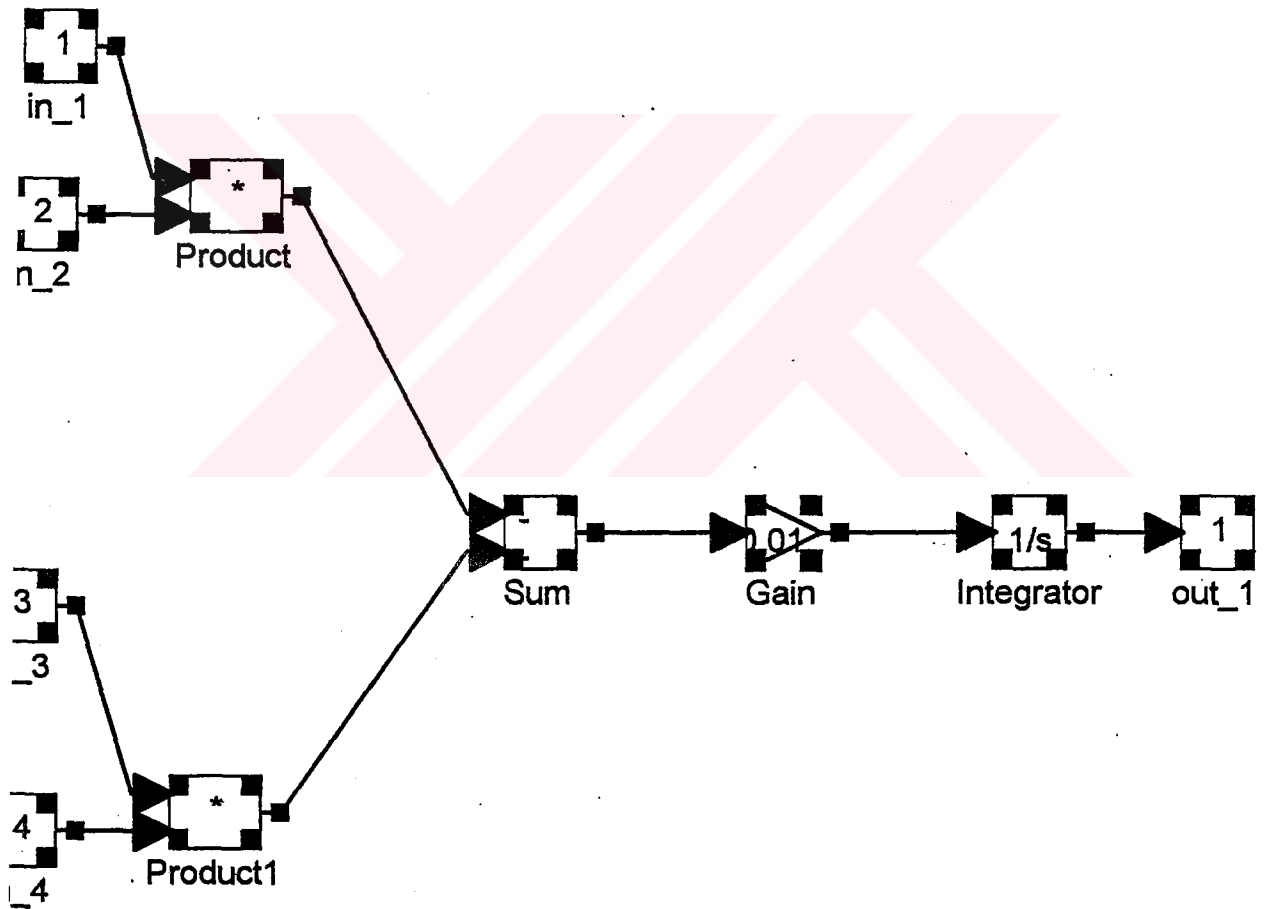
EK D

Rotor Zaman Sabitinin Şeması



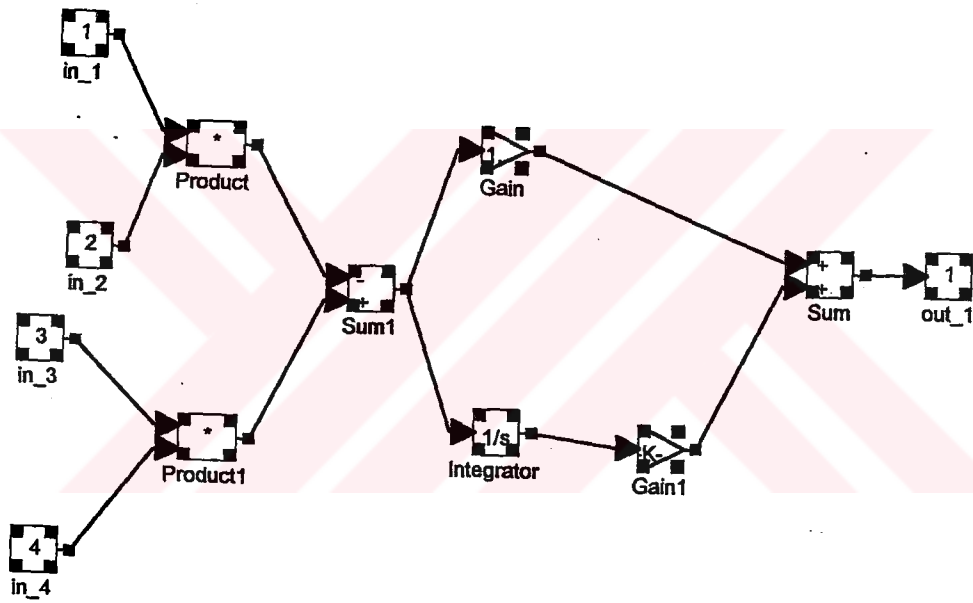
EK E

Stator Direncinin Şeması



EK F

Rotor Hızının Şeması



### ÖZGEÇMİŞ

Yazar, 1969 yılında, Tarsus'ta dünyaya geldi. 1987 yılında, Sultanahmet Makina Teknisyenliği Okulu'nu başarıyla bitirerek, aynı yıl İ.T.Ü. Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde öğrenime başladı. Bu bölümden, Temmuz 1992 yılında mezun oldu. Daha sonra, İ.T.Ü. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında yüksek lisans öğrenimine başladı ve halen bu öğrenimi devam ettirmektedir.

Yazarın ilgi alanları, güç elektroniği, elektrik makinaları ve onların denetimidir. Yazar, Almanca ve İngilizce bilmektedir.