

21733

**PARALEL BAĞLI SENKRON GENERATÖRLERİN ÖZ DEĞERLER
METODU İLE DİNAMİK KARARLILIK İNCELEMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. E. ÖZCAN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 22 HAZİRAN 1992

Tezin Savunulduğu Tarih : 10 TEMMUZ 1992

Tez Danışmanı : Prof. Dr. M. Emin TACER

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Nejat TUNÇAY

: Prof. Dr. Nesrin TARKAN

TEMMUZ 1992

YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

ÖNSÖZ

Elektrik Mühendisliği Lisans ve Yüksek Lisans eğitimim boyunca, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım değerli Hocam Prof. Dr. M. Emin TACER'e, bu tezi hazırlamamda gösterdiği yoğun ilgi ve yardımlarından ötürü teşekkürü bir borç bilirim.

HAZİRAN 1992

Ender ÖZCAN

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	V
SUMMARY.....	VI
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
1.1. Enerji Sistemlerinde Kararlılık Tanımları....	2
1.1.1. Geçici Hal Kararlılığı.....	2
1.1.2. Dinamik Hal Kararlılığı.....	3
1.1.3. Sürekli Hal Kararlılığı.....	5
1.2. Sürekli ve Dinamik Hal Kararlılık Simülasyon Yöntemleri.....	5
1.3. Güç Sisteminin Gösterilişi.....	9
1.4. Paralel Bağlı Senkron Generatörlerin Gösterilişi.....	9
BÖLÜM 2. SENKRON MAKİNALARIN LİNEER MODELLERİ.....	11
2.1. Akımlara Göre Lineer Durum Uzayı Modeli.....	13
2.2. Akılara Göre Lineer Durum Uzayı Modeli.....	16
2.3. Basitleştirilmiş Lineer Model.....	18
BÖLÜM 3. UYARMA SİSTEMİNİN GÖSTERİLİŞİ.....	24
BÖLÜM 4. TAHRİK SİSTEMİNİN GÖSTERİLİŞİ.....	25
BÖLÜM 5. ASENKRON MOTOR YÜKÜN İNCELENMESİ.....	26
5.1. Asenkron Motor Denklemlerinin (dqo) Dönen Eksen Takımında Elde Edilmesi.....	26
5.2. Rotor Sargı Sisteminin Statora İndirgenmesi ve Makina Denklemlerinin Yeniden Yazılması.	33
5.3. Asenkron Makinada Birime İndirgenmiş Büyüklikler ve Makina Denklemlerinin Birim Değerlerle Oluşturulması.....	36
5.3.1. Birime İndirgenmiş Büyükliklerin Tanımı...	36
5.3.2. Rotora İlişkin Temel Büyüklikler.....	37
5.4. Birime İndirgenmiş Büyüklikler Cinsinden Asenkron Makina Denklemleri.....	38

5.5. Asenkron Makinanın Sayısal Simülasyonu İçin Durum Uzayı Modeli.....	39
BÖLÜM 6. SİSTEM TANIMLAMA MATRİSİNİN İNŞASI.....	46
BÖLÜM 7. BİLGİSAYAR DESTEĞİ.....	47
BÖLÜM 8. SİMÜLASYON İNCELEMESİNİN SONUÇLARI.....	48
BÖLÜM 9. SİSTEM ÇALIŞIRKEN KARARLILIK BÖLGELERİNİN TANIMLANMASI.....	49
BÖLÜM 10. YÜKSEK KAPASİTELİ ASENKRON MOTOR ETKİSİ.....	51
SONUÇ.....	52
KAYNAKLAR.....	53
EKLER.....	56
ÖZGEÇMİŞ.....	72

ÖZET

Genel anlamda güç sistemlerinin kararlılığı, bütün enterkonnekte üretici ve tüketici sistemlerin paralel olarak senkron işletimlerinin sağlanmasıyla ilgilidir. Paralel çalışmadaki aksaklık, küçük veya büyük bozucu etkiler tarafından oluşabilir.

Enterkonnekte güç sistemlerinin lineer dinamik performansı, normal işletim koşullarında güç sisteminde oluşan küçük bozucu etkiler altında sistem makinelerinin davranışlarıyla ilgilidir. İlk birkaç salınımda açık olarak gözlenmemesine karşılık osilasyonlar sistemin işletim karakteristiklerine bağlı belirli bir değere erişince, dinamik kararsızlık ortaya çıkar.

Bir enterkonnekte güç sisteminin küçük bozucu etkilere karşı dinamik davranışı, temel altsistem modellerinin kullanımıyla incelenmektedir. Küçük bozucu etkiler altında genel kararlılık inceleme metodu, sistemi tanımlayan diferansiyel ve cebrik denklem takımının lineerleştirilmesi olmuştur. Güç sisteminin dinamiğini gösteren eşitliklerin bir çalışma noktası civarında lineerleştirilmesi ile toplam sistem, dış girişlerden arınmış bir özerk sistem olarak elde edilebilir.

Dinamik kararlılık analizleri, altsistemlerin oluşturduğu toplam sistem matrisinin özdeğerlerinin bulunmasıyla yapılır. Asimptotik kararlılık için toplam sistem matrisinin özdeğerlerinin reel kısımları negatif işaretli olmalıdır. Dinamik kararlılığın iyileştirilmesi de özdeğer duyarlılığı ve lineer programlama kullanılarak yapılmaktadır. Lineer programlama teknikleri ile sistemin kritik özdeğerleri sol yarı düzleme kaydırılarak sistemin kararlı çalışması sağlanabilir. Lineer programlama ile birleştirilmiş özdeğer duyarlılığından yararlanarak dinamik kararlılığın oluşturulması, farklı dinamik karakteristiklere sahip güç sistemlerine başarıyla uygulanabilecek bir yöntem olarak görülmektedir.

DYNAMIC STABILITY OF PARALLEL CONNECTED SYNCHRONOUS GENERATORS BY THE EIGENVALUE METHOD

SUMMARY

Parallel operation of synchronous generators is commonly used in limited independent power stations. This paper introduces an approach to the determination of dynamic stability of such electrical power stations. The role and influence of the automatic voltage regulators in improving the quality of the parallel operation is discussed. A state-space representation of a power system including two synchronous generators connected in parallel and supplying loads has been accomplished. The eigenvalues method is applied for the determination of the system dynamic stability. The method presented here has the advantage that it provides a technique for evaluating the dynamic stability limit of interconnected-synchronous generators systems. The stable loading conditions for the limited independent power station can also be found by defining the stable regions of operation. Stable-regions charts have been derived for the cases of a single generator station and a power station that consists of two parallel-connected generators. These charts are drawn for a typical independent power station supplying the electric loads of a gas plant. The comparison of the charts for a single and two parallel generators has shown that parallel operation increases the stable regions at the same loading conditions. An induction motor load of a comparable size to that of the generating unit is applied. Its influence on the dynamic stability of the system is investigated.

The dynamic stability of electric power systems has been a subject of major theoretical and practical interest since the advent of interconnection of large electric power systems, and it continues to grow in importance as the control requirements of the power plants become more sophisticated and demanding.

COMPUTATION OF EIGENVECTORS IN LARGE SYSTEMS

For a particular eigenvalue, say λ_i , the corresponding eigenvector is determined by solving the equation

$$(A - \lambda_i I) M_i = 0 \quad (1)$$

and the reciprocal eigenvector is determined by solving the equation

$$(A^T - \lambda_i I) W_i = 0 \quad (2)$$

Since $|A - \lambda_i I|$ is zero, the n algebraic equation implied by (1) have an infinite number of solutions. This difficulty can be avoided by arbitrarily assigning the value one to an element of the eigenvector, say the n -th, and dropping the last equation from the set. This results in a non-homogeneous set of equation from the set. This results in a non-homogeneous set of equations with a unique solution which can be found presumably by one of the well-known procedures for solution of algebraic equations.

$$\begin{bmatrix} a_{11}-\lambda_i & a_{12} & \dots & a_{1,n-1} \\ a_{21} & a_{22}-\lambda_i & \dots & a_{2,n-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n-1,1} & \dots & \dots & a_{n-1,n-1}-\lambda_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{21} \\ \dots \\ m_{n-1,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{1n} \\ -a_{2n} \\ \dots \\ -a_{n-1,n} \end{bmatrix} \quad (3)$$

A similar set of equations must be solved for each eigenvalue and the M matrix is built up column by column.

All of this presupposes that the eigenvalues are known exactly. Although the QR transform is a good algorithm, it is not realistic to assume that the eigenvalues can be computed exactly by this method. Since the accuracy when finding eigenvectors by some methods depends on the accuracy of the eigenvalues, Wilkinson's inverse iteration method has the significant advantage of being relatively insensitive to the accuracy of the eigenvalue. The algorithm which will be described is a modified version of Wilkinson's scheme developed by Van Ness.

The basic inverse iteration scheme can be described by the two equations.

$$[A - pI] y^{(k+1)} = z^{(k)} \quad (4)$$

$$z^{(k+1)} = \frac{y^{(k+1)}}{\max y^{(k+1)}} \quad (5)$$

where p is the approximation to λ_1 , and $z^{(0)}$, the initial value of z , is a arbitrary vector, usually a unit vector. Starting with $z^{(0)}$, (4) is solved for $y^{(1)}$ which is normalized according to (5) and is then taken as the new value of z , $z^{(1)}$. Equation is solved again; this time for $y^{(2)}$, and so on until the change in z at any step is less than some prescribed value. z is then the desired eigenvector. This is proved as follows.

Expand the vector $z^{(0)}$ in terms of the eigenvectors of A .

$$z^{(0)} = \sum_i c_i M_i \quad (6)$$

or in more detail,

$$z^{(0)} = c_1 \begin{bmatrix} M_1 \end{bmatrix} + c_2 \begin{bmatrix} M_2 \end{bmatrix} \dots c_n \begin{bmatrix} M_n \end{bmatrix} \quad (7)$$

Now, according to (4),

$$y^{(1)} = [A - pI]^{-1} z^{(0)}$$

Referring to equation (5)

$$[A - pI]^{-1} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{\lambda_j - p} M_j W_j^T \quad (8)$$

Therefore,

$$y^{(1)} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{\lambda_j - p} M_j W_j^T \sum_{i=1}^n c_i M_i \quad (9)$$

To see that this result simplifies, it is noted that c_j is a scalar and that W_j^T and M_j are orthogonal. Hence,

$$y^{(1)} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{\lambda_j - p} M_j \quad (10)$$

After k iterations, $z^{(k)}$ will be

$$y^{(k)} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{(\lambda_j - p)^k} M_j \quad (11)$$

(The c_j coefficients will actually have changed due to the normalizing of Y but they will still be scalars and their ratios will not have changed so that (11) still holds with proper interpretation of c_j). If p is close to λ_i , $(\lambda_i - p)$ will be small and the coefficient $\frac{c_i}{(\lambda_i - p)^k}$ will be by far

the largest term in the summation of (11). Hence, $z^{(k)}$ will be very nearly proportional to M_i , the i -th eigenvector of A . If another eigenvalue, say λ_h , is closer to p than λ_i then the iterative scheme will converge to M_h instead of M_i . (This eigenvector is correct but is associated with the wrong eigenvalue and this error will probably be corrected later if the Rayleigh quotient is used to correct the eigenvalue). If two or more eigenvalues are almost equally close to p , then convergence will be slow.

For many systems the QR transform will give values of p which differ from λ_i only in the fifth or sixth figure and $z^{(k)}$ changes only in the seventh and eighth figure from the second to third iteration. Systems with p off by as much as 10 % have converged in seven or eight iterations.

Significant computing effort in solving (4) each iteration is saved by factoring $(A - pI)$ into upper and lower triangular matrices which do not change during the iterative process. Thus, a back substitution process is all that is required to solve equation (4) for each new value of Z . Since most of the computational effort in solving for the eigenvectors will be spent in factoring $(A - pI)$ or some other equivalent operation, the inverse iteration method is not appreciably slower than other methods for finding eigenvectors. It has a considerable advantage in accuracy as a result of its insensitivity to small errors in the eigenvalues.

Equations similar to (4) and (5) may be written for the eigenvectors of the transposed A matrix. Since the triangular factors of $(A - pI)$ may also be taken as the factors of $(A^T - pI)$, the slowest part of the computation is common and both sets of eigenvectors can be computed almost as rapidly as one.

Consider now the computation of the eigenvector corresponding to a real eigenvalue using a fourth order matrix as an example. The factorization of $(A - pI)$ is carried out by a standard Gaussian elimination procedure with row interchange to find the largest pivotal at each step. Representing the effect of row interchanges by P, this factorization can be written as

$$P(A - pI) = LU \quad (I2)$$

where L is a lower triangular matrix with all its diagonal elements unity and U is an upper triangular matrix whose last diagonal element is usually very small or possibly zero. It is not necessary to actually form the matrix P since the row interchanges can be stored in a table.

Equation (4) can be written in expanded form for the fourth order matrix.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ r & 1 & 0 & 0 \\ r & r & 1 & 0 \\ r & r & r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} \quad (I3)$$

$$\begin{bmatrix} u & u & u & u \\ 0 & u & u & u \\ 0 & 0 & u & u \\ 0 & 0 & 0 & \epsilon \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (I4)$$

If is not equal to zero the computation proceeds as follows.

1. Set the initial Z vector to have all elements unity.
2. reorder the Z vector in the same manner that the (A - pI) matrix was reordered during its factoring.
3. Solve equation (13) by forward substitution to find the vector B.
4. Solve equation (14) by backward substitution to find the vector Y.
5. Normalize Y according to (5) to obtain the new value of Z.
6. Compare the new Z with the previous one. If the change is sufficiently small, this is the desired eigenvector; if not, repeat steps 2 through 6 as often as necessary.

If should equal zero, no iteration is necessary and computation proceeds by setting all elements of B equal to zero, assuming the last element of Y is unity and completing the back substitution of equation (14) to find the eigenvector. As becomes small, indicating that p is close to λ_1 , the value of the last element of Y will become large and the values of B have less effect on the answers obtained. equal to zero is, therefore, the limiting case.

For the transposed case,

$$[A^T - pI] p^T = U^T L^T \quad (15)$$

and the expanded equation for computation of the reciprocal eigenvector takes the form

$$\begin{bmatrix} u & 0 & 0 & 0 \\ u & u & 0 & 0 \\ u & u & u & 0 \\ u & u & u & \epsilon \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & f & f & f \\ 0 & 1 & f & f \\ 0 & 0 & 1 & f \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \end{bmatrix} [p^T]^{-1} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} \quad (17)$$

If β is not equal to zero, computation of the reciprocal eigenvector proceeds as follows.

1. Set the initial C vector to have all elements unity.
2. Solve equation (16) by forward substitution to find the vector D.
3. Solve equation (17) by backward substitution to determine the vector $[p^T]^{-1}F$.
4. reorder the vector of step 3 by the inverse of the row changes made during the factoring of $[A - pI]$.
5. Normalize F in the manner indicated by equation (5) to obtain a new value of C.
6. Compare the new C with the previous one. If the change is sufficiently small, this is the desired reciprocal eigenvector; if not, repeat steps 2 through 6 as often as necessary.

If β should equal zero, treat this situation the same way it was handled when computing Y.

The case of eigenvectors corresponding to complex eigenvalues could be handled by the foregoing technique using complex numbers but is inconvenient due to extra storage requirements and slower computation. The following procedure is much more efficient.

In equation (4), let p be replaced by $\alpha + j\beta$ as the approximation to the complex eigenvalue, let Z be replaced by $Q + jR$, and Y by $M + jN$. Solving for the real and imaginary parts of the resulting equation gives.

$$[(A - \alpha I)^2 + (\beta I)^2]N^{(k+1)} = \beta Q^{(k)} + (A - \alpha I)R^{(k)} \quad (18)$$

$$-\beta M^{(k+1)} + (A - \alpha I)N^{(k+1)} = R^{(k)} \quad (19)$$

As in the real case the matrix on the left side of (11) is factored such that

$$P[A^2 - 2\alpha A + (\alpha^2 + \beta^2)I] = LU \quad (20)$$

where P again indicates row interchanges during the factoring. Using this approach, complex operations are avoided at the expense of squaring A which is not a serious problem since it need be performed only once for a given system of equations. The equations for iteration become

$$LB = P [BQ^{(k)} + (A - \alpha I) R^{(k)}] \quad (21)$$

$$UN^{(k+1)} = B \quad (22)$$

$$M^{(k+1)} = \frac{1}{\beta} [(A - \alpha I)N^{(k+1)} - R^{(k)}] \quad (23)$$

$$(Q + JR)^{(k+1)} = \frac{(M + JN)^{(k+1)}}{\text{Max} |(m + jn)^{(k+1)}|} \quad (24)$$

The steps for finding the eigenvector are;

1. Set all elements of Q and R initially to unity.
2. Evaluate $[BQ^{(k)} + (A - \alpha I) R^{(k)}]$ and reorder to correspond with the row interchanges during factoring.
3. Solve (21) by forward substitution to find the vector B
4. Solve (22) by backward substitution to find the vector $N^{(k+1)}$
5. Substitute in (23) to find $M^{(k+1)}$
6. Normalize $M + JN$ as in (24) to give the new $Q + JR$
7. Compare the new $Q + JR$ with the previous value. If the change is sufficiently small, this is the required eigenvector; if not, repeat steps 2 through 7 as often as necessary.

The following four equations describe the iteration process for determining the reciprocal eigenvectors.

$$U^T D = BG^{(k)} + (A - \epsilon I)^T H^{(k)} \quad (25)$$

$$L^T [(PT)^{-1} T^{(k+1)}] = D \quad (26)$$

$$S^{(k+1)} = \frac{1}{\beta} [A - \epsilon I]^T T^{(k+1)} - H^{(k)} \quad (27)$$

$$(G + JH)^{(k+1)} = \frac{(S + JT)^{(k+1)}}{\text{max} |(s + jt)^{(k+1)}|} \quad (28)$$

The computation steps are :

1. Set all elements of G and H initially to unity.
2. Evaluate $[BG^{(k)} + (A + I)^T H^{(k)}]$ and back substitute to find D .
3. Solve (26) for $[(p^T)^{-1} T^{(k+1)}]$ by forward substitution.
4. Reorder the vector found in step 3 to correct for row interchanges and obtain $T^{(k+1)}$
5. Substitute in (27) to find the vector $S^{(k+1)}$
6. Normalize $(S + JT)$ as in equation (28) to obtain the new value of $(G+JH)$
7. Compare the new $(G + JH)$ with the previous value. If the change is sufficiently small, this is the required eigenvector; if not, repeat steps 2 through 7 as often as necessary.

A difficulty arises in factoring if the original A matrix contains decoupled subsystems (that is, A can be partitioned into block diagonal form). This can be recognized when the matrix is converted to Hessenberg form, preparatory to use of the QR transform. However, Van Ness describes an alternative approach which avoids the need to make reference to the Hessenberg subroutine.

USE OF THE RAYLEIGH QUOTIENT TO EMPROVE THE ACCURACY EIGENVALUES

Having found the eigenvectors, it is possible to correct the eigenvalues of A . The Rayleigh quotient is described by the equation

$$p^{(k+1)} = p^{(k)} + \frac{w_i^T (A - p^{(k)} I) M_i}{w_i^T M_i} \quad (29)$$

where $p^{(k)}$ is the current estimate of the i -th eigenvalues and $p^{(k+1)}$ is the corrected value. M_i and w_i are the i -th eigenvectors. The equation can be used with both real and complex eigenvalues. The product $(A - p^{(k)} I) M_i$ should be accumulated in double precision as considerable cancellation will occur in it.

BÖLÜM I

GİRİŞ

Modern, ara bağlantılı güç sistemlerinin artması; büyük güç taleplerinin ortaya çıkması yüzünden sistem kararlılığı ve santral yatırımlarında ekonomik hesaplar ve çalışma maliyetleri temel öge haline getirmiştir. Bu gibi sistemlerde, senkron generatörler büyük yükleri beslemek için paralel bağlı çalıştırılırlar.

Kararlılık probleminin çözümünde modern kontrol tekniklerini uygulamak için, sistemin durum uzayı formülasyonu benimsenmiştir. Dinamik kararlılık incelemeleri için, sistemin matematik modelini oluşturan, park denklemleri takımları lineerleştirilmelidir.

Ara bağlantılı senkron generatörlerin dinamik kararlılığı üzerine bir çok kaynak literatürde, düğüm hatları ile ara bağlantılı, generatörlü çok makinalı sistem durumu hakimdir[2,3,4]

Dinamik kararlılık incelemelerinde; makineler kendi uçlarında paralel bağlı olduklarından, eşdeğer tek bir makine oluşturmak üzere birleştirilebilirler [5], paralel generatörlü güç istasyonlarının benzer gösterilimi de kolaylıkla yapılabilir.

Senkron generatörün kaçak akı modelinin, yaygın bir gösterilim olduğu bir kaç yazıda görülmüştür. Bununla beraber; bu yazıda senkron generatör denklemleri, akımları durum değişkenleri olarak alan bir denklem takımı olarak yazılmıştır. Bu gösterilim V_d , V_q gerilimleri ve makina uçlarına bağlı güç şebekesinin durum değişkenleri arasında basit denklemler ileri sürmenin avantajına sahiptir [6]

Matris inşası tekniği, bir gaz santralinin endüstriyel yüklerini besleyen paralel bağlı senkron generatörlerin tek tek elemanlarını tanımlayan alt matrislerden tüm güç sisteminin [A] matrisini inşa etmekte kullanılır.

A matrisinin özdeğerleri standard teknikler ile kolayca elde edilebilir. [7] Asimptotik kararlılık için, A matrisinin özdeğerleri negatif reel kısımlara sahip olmalıdır.

Elektrik enerjisi gereksinimi, çağımızdaki gelişmeler ve artan dünya nüfusu ile orantılı olarak hızla artmaktadır. Günümüzde bu gereksinim giderek büyüyen büyük güçlü senkron generatörlerin oluşturulmasıyla sağlanmaktadır. Bunun yanında enerji üretim merkezlerinin yerleşim bölgelerinden uzaklarda kurulma gerekliliği, oldukça uzun yüksek gerilim iletim hatlarının (400 kV'un üstünde)

kullanılması zorunluğunu doğurmuştur. Ancak, enerji üretiminin ve buna bağlı olarak da dağıtımının büyümesi, önemli işletme ve kontrol sorunlarının birlikte getirmiştir. Öyleki bu sorunlardan en önemlisi enerji sisteminin kararlılığı ile ilgili olanıdır. Enerji sistemlerinde kararlılık, bir bozucu etkiye maruz kalan sistemin bozucu etki sonrası tekrar bozucu etki öncesi çalışma koşullarına dönme yeteneği anlamındadır.

Bir enerji sistemi ancak, sisteme ilişkin mekaniksel giriş ve elektriksel çıkış enerjileri arasında sürekli bir uyumun bulunması koşulu ile kararlı olarak çalışabilir. Burada sözü geçen mekaniksel giriş enerjileri, sistemdeki senkron generatörlere ilişkin tahrik sistemlerinin enerjileridir. Elektriksel çıkış enerjileri ise, elektriksel yüklerle ilgilidir. Elektriksel yükler her biri ayrı ayrı düşünülürse, bunlarda olabilecek bir değişim sistem gücüne göre genellikle daha küçüktür. Bununla beraber, her bir elektriksel yük değişimi mekaniksel giriş enerjilerinde olabilecek karşı değişimlerle dengelenmelidir. Bunun sağlanmaması halinde, yukarıda da belirtildiği gibi sistem gerilim ve frekansı nominal değerlerinden saparlar.

Büyük bozucu etki olarak nitelenen ani yük değişimleri, enerji iletim hatlarındaki kısa devreler, açma kapama işlemleri ve enerji iletim hatları ile yeraltı kablolarında oluşan kapasitif akımların söz konusu olduğu durumlarda daha büyük sorunlarla karşılaşılır. Bu gibi nedenlerle bir güç sistemi, bozucu etki tipine bağlı olarak farklı davranışlar içinde bulunur. Öte yandan bilindiği gibi, sistemdeki senkron generatörlerin giriş enerjileri mekanik regülatörler ile ayarlanır.

Elektriksel elemanlara göre daha büyük zaman sabitlerine sahip olan mekanik regülatörler, büyük bir bozucu etkiyi takip eden bir kaç saniyelik süre içinde hemen devreye giremezler. İşte, bir bozucu etki sonrası bir enerji sisteminin tam bir analizinin oldukça karmaşık olması ve hem bozucu etki tipi, hem de zaman sistemin kararlılık açısından analizinin sınıflandırılması gerektiğini ortaya koyar.

Genellikle bir sınıflandırma;

- i. Geçici hal kararlılığı
 - ii. Dinamik hal kararlılığı
 - iii. Sürekli hal kararlılığı
- şeklindedir.

1.1 ENERJİ SİSTEMLERİNDE KARARLILIK TANIMLARI

1.1.1 GEÇİCİ HAL KARARLILIĞI

Senkronizmanın ani olarak kaybının söz konusu olduğu ani yük değişimleri, enerji iletim hatlarındaki kısa devreler gibi büyük bozucu

etkilere sistemin cevabı "geçici hal kararlılığı" olarak adlandırılır. Geçici hal kararlılığı ile, bozucu etkidən sonraki birkaç saniyelik süre için sistemin dinamik analizi yapılır. Analizin kısa zaman aralığında, tahrik sistemlerinin verdiği mekanik gücün değişmeyip sabit kaldığı varsayılır. Başka bir deyişle bu süre boyunca mekanik regülatörlerin devrede olmadığı varsayılır.

Enerji sistemi büyük bir bozucu etkiye maruz kaldığında sistemdeki senkron makinalara ilişkin rotor (yük) açılarının ilk salınımları büyük öneme sahiptir. Sistemin senkronizmada kalma yeteneği ya da kararlı olarak çalışması, ilk salımından sonraki salınımların birincisinden daha küçük olmaları ile belirlenir. İlk salınımına ilişkin geçici olayları etkileyen en önemli etkenler şu şekilde sıralanabilir :

a)Bozucunun türünü, yerini ve süresini içeren darbenin etkisi,

b)Bir bozucu etki tarafından başlatılan geçici olay sırasında enerji iletim sisteminin güçlü senkronlama sağlayabilme yeteneği,

c)Türbin-generator ve iletim sistemi parametreleri, Bu parametreleri etkileyen en önemli sistem parametreleri ise,

- i. Senkron makina parametreleri
 - i.1. Eylemsizlik sabiti
 - i.2. Boyuna eksen geçici reaktansı
 - i.3. Boyuna eksen açık devre zaman sabiti
 - i.4. Geçici olay sırasında uyarma sisteminin senkron makinanın akı değerine etkisi ile çıkış gücünü artırmadaki yeteneği.
 - i.i. Normal durumda, arıza sırasında ve arıza sonrasında enerji iletim sistemi empedansları.

Burada arızalı kısmın devre dışı bırakılmasındaki esneklik çok önemlidir. Çünkü, arızalı kısım devre dışı bırakıldığı anda senkron makinalarla enerji iletim sistemi arasında büyük transfer empedansları oluşur.

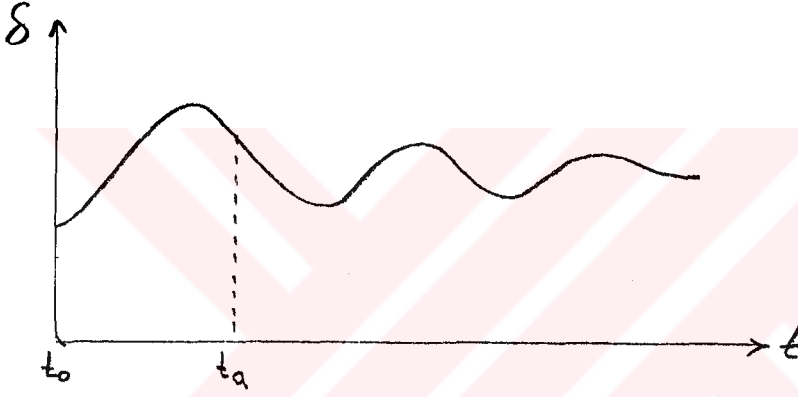
iii. Koruyucu rölelerin özellikleri ve kullanılış yerleri.

Burada asıl amaç, enerji iletim sistemindeki arızalı bölgenin en kısa zamanda devre dışı bırakılmasıdır.

1.1.2 DİNAMİK HAL KARARLILIĞI

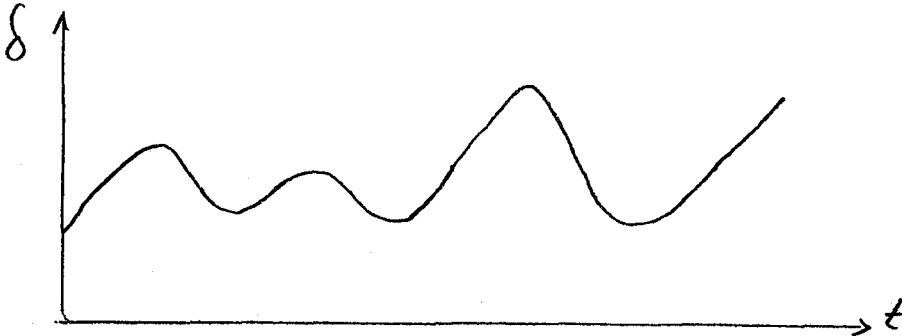
Birkaç saniyelik geçici olay süresinden sonra, başka bir deyişle mekanik regülatörlerin de devrede olduğu birkaç dakikalık sürede sistemin bozucu etkiye cevabı "dinamik hal kararlılığı" olarak sistemin bozucu etkinin olduğu andan belli bir süre geçince, diğer bir deyişle geçici olay süre sonrası tahrik sistemlerine ilişkin mekanik regülatörler hemen

devreye girerek elektriksel yükü, mekaniksel giriş enerjileri arasındaki dengeyi sağlamak amacıyla mekanik enerjiyi artırır ya da azaltırlar. Eğer mekanik regülatörler hız düşümüne karşı duyarlıysalar, daha fazla buhar ya da su sağlayacak şekilde valfların daha fazla açılmasını sağlarlar. Böylece sistemi tekrar nominal hızına ulaştırırlar. Ancak, bu durumda hala enerji dengesizliği vardır. Çünkü, giriş enerjisi, çıkış enerjisinden daha fazla ve hız da nominal değerinden daha büyüktür. Bu nedenle mekanik regülatör tekrar harekete geçerek giriş enerjisini azaltır. Bu şekildeki işleyiş sonucu senkron makinelerle ilişkin yük ya da rotor açılarındaki salınımlar oluşur. Eğer sistem dinamik olarak kararlı ise salınımların genlikleri giderek küçülecek ve birkaç salınımdan sonra da sistem yeni bir çalışma durumunda sürekli çalışma koşullarına ulaşacaktır (Şekil 1.1).



Şekil 1.1. Bir bozucu etki sonrası sistemin dinamik kararlılığı t_0 - t_a zaman aralığında mekanik regülatörler devre dışıdır.

Büyük bir bozucu etkiye maruz kalan bir sistem geçici olay süresinde kararlı olmasına karşın, dinamik olarak kararsız olması söz konusu olabilir. Böyle bir durumda bozucu etki sonrası, senkron makinelerle ilişkin rotor açılarındaki ilk salınımlar uygun bir genlikle salınırken, mekanik regülatörlerin devreye girmesiyle bunlardaki salınımlar artmaya başlayacaktır (Şekil 1.2.). Öyleki salınımlardaki bu artış senkronizma kayboluncaya kadar devam edecektir.



Şekil 1.2. Geçici halde kararlı ancak dinamik olarak kararsız bir sistem.

1.1.3 SÜREKLİ HAL KARARLILIĞI

Beklenen yük değişimleri ya da küçük bozucu etkilere karşı sistemin cevabı "sürekli hal kararlılığı" olarak adlandırılır. Bir enerji sistemi, sistemde bulunan senkron makinelerden birinin üretim programında olabilecek küçük bir değişim ya da sistem kapasitesinin yaklaşık 1/100'ü değerinde küçük bir yük ilavesi gibi küçük bozucu etkilere maruz kalabilir. Bu nedenle sürekli hal kararlılık analizi, sistemin uygun şekilde işleyişi açısından gereklidir. Enerji sisteminin planlanması ve tasarımı, sisteme yeni ilavelerin yapılması ve otomatik kontrol cihazlarının belirlenmesi açısından da sürekli hal kararlılık analizi bir öneme sahiptir.

Başka bir deyişle sürekli hal kararlılık analizi, sistemin hem analizi, hem de sentezi açısından bir öneme sahiptir. Küçük bozucu etkiler kalıcı olabilecekleri gibi geçici de olabilirler. Eğer sistem kararlı ise, geçici bir etki sonrası sistemin başlangıç işletme koşullarına dönerek çalışmasını sürdürmesini, kalıcı bir etki sonrası ise geçici bir süre sonra yine işletme koşullarında çalışmasını sürdürmesi beklenir. Her iki durumda da senkronizma kaybolmamıştır.

Sürekli hal kararlılığı, büyük ölçüde enerji üretim ve iletim kapasitesine ve otomatik kontrol elemanlarının, özellikle senkron generatörlere ilişkin gerilim regülatörlerinin etkinliğine bağlıdır. Burada şunu belirtmekte yarar vardır; adı geçen etkinlik hem geçici, hem de dinamik hal kararlılıkları için de geçerlidir.

Dinamik hal kararlılık analizi ile, bir noktada sistemin geçici olay sonrası davranışı ve ulaşacağı sürekli hal çalışma durumu arasındaki geçiş sağlandığından dinamik ve sürekli hal kararlılık analizleri aynı anlamda alınarak inceleme yapılır.

1.2 SÜREKLİ VE DİNAMİK HAL KARARLILIK SİMÜLASYON YÖNTEMLERİ

Sistemin küçük bir bozucu etkiye karşı analizi yapılacaksa böyle bir durumda daha önce de belirtildiği gibi sürekli hal kararlılık analizi söz konusudur. Sistem belli işletme koşullarında çalışırken beklenen yük değişimleri ya da küçük bozucu etkiler, çalışma büyüklüklerinde küçük değişimlere neden olur. Sisteme ilişkin tüm durum değişkenleri ya da sistem parametrelerinin bozucu etki önce ve sonrası arasındaki fark değerleri çok küçükse, sistem başlangıç çalışma durumu civarında çalışıyordur. Böylece başlangıç çalışma durumu sürekli hal çalışma durumu olarak alınır ve gerçekte lineer olmayan sistemin davranışı lineer bir matematiksel model yardımıyla incelenir. Diğer bir deyişle, küçük bir

bozucu etkiye maruz kalan bir sistemin belli bir bölgedeki davranışı birinci dereceden diferansiyel denklemlerle oluşturulan matematiksel modellerle incelenir.

Sistem durum uzayı matematiksel modelinin,

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (I.1)$$

biçimde olduğunu varsayalım. Burada $x = g(t)$ ve $u = u(t)$ zamanın fonksiyonları olup,

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots \ x_n]^T \quad (I.2)$$

$$u = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ \dots \ u_m]^T \quad (I.3)$$

şeklinde durum değişkenleri ve giriş kontrol değişkenleri vektörleri, f ise n elemanlı vektör fonksiyonudur.

$t=t_0$ anında sistemin sürekli çalışma durumunda olduğunu varsayarak bu andaki durum vektörünü x_0 , kontrol vektörünü u_0 ile gösterelim. $t=t_0^+$ anında sistemin küçük bir bozucu etkiye maruz kalması halinde durum ve kontrol vektörlerinde olabilecek küçük değişimler Δx ve Δu olarak alınırsa (I.1) ile verilen sistem matematiksel modeli $t=t_0$ anında

$$\dot{x}_0 + \Delta \dot{x} = f(x_0 + \Delta x, u_0 + \Delta u) \quad (I.4)$$

şekline dönüşür.

Fonksiyonların süreklilik koşullarını sağladıklarını düşünerek Taylor serisi açılımı kullanılır ve bu açılımda da ikinci ve daha yüksek dereceli terimler ihmal edilirse (I.4) ifadesi

$$\dot{x}_0 + \Delta \dot{x} = f(x_0, u_0) + A(x_0, u_0) \Delta x + B(x_0, u_0) \Delta u \quad (I.5)$$

ve dolayısıyla

$$\Delta \dot{x} = A(x_0, u_0) \Delta x + B(x_0, u_0) \Delta u \quad (I.6)$$

biçiminde birinci dereceden bir durum uzayı modeli elde edilir. Bu modelde,

(1) T , matris transpozisini göstermektedir.

$$A(x_0, u_0) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$x = x_0$
 $u = u_0$

$$B(x_0, u_0) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial u_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \frac{\partial f_n}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_n} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$x = x_0$
 $u = u_0$

olan Jacobien matrislerdir. Böylece oluşturulan lineer matematiksel model aracılığı ile sistemin küçük bir bozucu etkiye maruz kalması halindeki davranışı, kontrol teorisinden bilindiği gibi A matrisinin özdeğerleri ile belirlenir. [8],[9]

Az sayıda makina içeren küçük sistemlerin, küçük bozucu etkilere karşı analizi genellikle her bir makinaya ilişkin transfer fonksiyonlardan hareketle yapılır. Şöyleki, büyük sistemlere ilişkin matematiksel modelleri içeren denklemlerle yapıldığı gibi, her bir makinaya ilişkin denklemler belli bir çalışma noktası etrafında küçük değişmeler için doğrusal hale getirilir. Yapılan işlemler sonucunda elde edilen denklemler, cebirsel denklemlerle diferansiyel denklemlerin karmaşık görünümünde

olabilirler. İşte böyle bir sistem için, bütün durum ilk koşulları ile türev ile ilk koşulları sıfır alınırsa s domeninde sistemin matematiksel modeli,

$$T(s) \dot{x}(s) = F(s) u(s) \quad (I.9)$$

$$y(s) = V(s) x(s) + W(s) u(s) \quad (I.10)$$

şeklinde kurulabilir. (1.9) ve (1.10) denklemlerinde $x(s)$, q boyutlu; $u(s)$ m boyutlu; ve $y(s)$ l boyutlu vektörleri göstermektedir. Bu vektörlerden $x(s)$ durum değişkenleri vektörü, $y(s)$ ise çıkış değişkenleri vektörüdür. Diğer taraftan $T(s)$, $F(s)$, $V(s)$ ve $W(s)$ sırası ile $(q \times q)$, $(q \times m)$, $(l \times q)$ ve $(l \times m)$ boyutlarında olan kompleks değişkenli polinom matrisleridir. Burada $t(s)$ matrisinin tersi alınabilen (singular) bir matris olması gerektiğine dikkat edilmelidir.

Kontrol teorisinden bilinen ve doğrusal sistemler için uygulanabilen frekans ve s domeni yöntemleri, örneğin Nyquist, Bode, Routh-Hurwitz ve benzeri yöntemlerle tek girişli ve tek çıkışlı sistemlerin davranışları incelenebilir. Halbuki, bir enerji sistemi çok girişli ve çok çıkışlı bir elektromekanik sistem olduğundan giriş ve çıkış değişkenleri arasında kuplajlar söz konusu olacaktır. Bu nedenle, böyle bir sistemin dinamik davranışını araştırmada, artık Skaler transfer fonksiyonları geçerli değildir. Skaler olmayan ve her bir elemanı transfer fonksiyonu olan matrisler söz konusudur.

(1.9) denkleminde $T(s) = D$ olarak tanımlandığında

$$\dot{x}(s) = T^{-1}(s) F(s) u(s) \quad (I.11)$$

olur. Bu eşitlik (1.10) denkleminde kullanılırsa

$$y(s) = [V(s) T^{-1}(s) F(s) + W(s)] u(s) \quad (I.12)$$

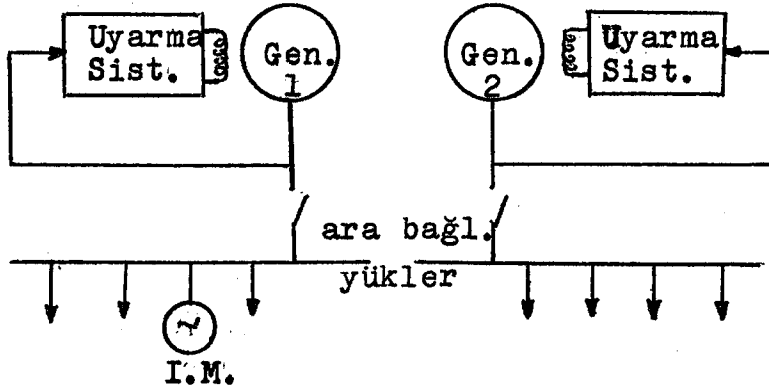
olur. Böylece (1.12) den

$$Q(s) = V(s) T^{-1}(s) F(s) + W(s) \quad (I.13)$$

şeklindeki transfer fonksiyonları matrisi belirlenmiş olur. Sistemin sürekli dinamik hal analizi transfer fonksiyonları matrisi yardımı ile genelleştirilmiş Nyquist ve genelleştirilmiş Routh-Hurwitz gibi yöntemlerle incelenebilir.[10]

1.3 GÜÇ SİSTEMİNİN GÖSTERİLİMİ

Temel sistem şekil 1.3'de incelenmiştir. Şekil, birbirinin aynı paralel bağlı iki senkron generatörden ibarettir. Sistemin her biri birer otomatik gerilim ve hız regülatörü ile desteklenmiştir. Paralel bağlı generatörler statik yükleri ve gücü besleme birimininki ile karşılaştırılabilir olan bir asenkron motoru beslemektedir.



Şekil 1.3 temel sistem gösterilimi

Sistem kararlılığına çok düşük etki eden küçük asenkron motorlar, basit birer empedans veya statik yük olarak gösterilebilirler.

Bir lineer sistemi tanımlayan durum uzayı denklemlerinin genel formu şu şekildedir.

$$\dot{[X]} = [A] [X] + [B] [U] \quad (1.14)$$

Burada $[X]$ durum değişkenleri matrisi (vektör)

$[A]$, $[B]$ makina parametrelerine bağlı matrisler

$[A]$ matrisi özel önemlidir ve sistem tanımlama matrisi olarak bilinir. $[U]$ matrisi sistem sürücü fonksiyonları veya giriş vektörü.

Özdeğerler metodunu uygulamak için, $[A]$ matrisinin temel değerleri saptanmalıdır. Bu yüzden regüle edilmiş, ara bağlantılı senkron generatörleri gösteren sistem denklemleri (1.14) eşitliğinin formuna getirilmelidir.

1.4 PARALEL BAĞLI SENKRON GENERATÖRLERİN GÖSTERİLİŞİ

Düşünülen sistemde iki generatör birbirine katı olarak paralel bağlıdır. Böyle bir durumda, bir makinanın modeli bir sonsuz bara sistemin performansını simule etme yeteneğindedir. Bunun nedeni, herbirinin sonsuz eylemsizliği olan iki makinalı bir sistemin biri; bir eşdeğer eylemsizliğe sahip biri, sonsuz eylemsizliğe sahip iki ayrı makine ile değiştirmeye

uygun olmasıdır. Bu yüzden eşdeğer makinanın eylemsizlik sabiti tek tek makinelerin eylemsizlikleri toplamı ve eşdeğer reaktans da tek tek reaktansların paralel kombinasyonu olarak alınır. [5]

Senkron generatörlerin durum uzayı modeli akımları bu inceleme için tasarlanmıştır. Burada $[X]$ yedi bileşenin bir vektörü olacaktır. (S 'i akımlar, w ve δ) makina denklemleri dinamik kararlılık incelemesi için lineerleştirilir. Senkron generatörlerin lineerleştirilmiş denklemleri durum uzayı formunu alırlar.

$$[V] = -[K][X] - [M]\dot{[X]} \quad (I.15)$$

Burada $[V]$ giriş vektörü

$[X]$ durum değişkenleri vektörü, ω , δ

$[K]$, $[M]$ makina parametrelerine bağlı matrislerdir.

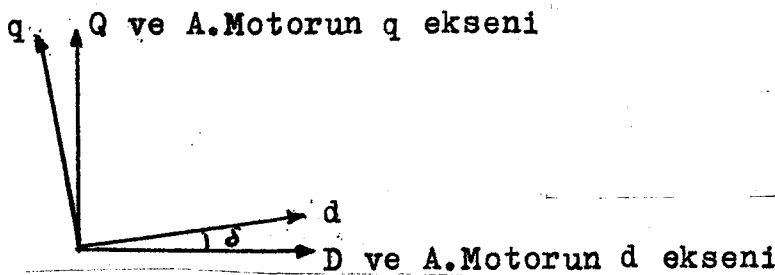
$[M^{-1}]$ 'in mevcut olduğunu varsayalım. Senkron generatörün durum denklemleri:

$$\dot{[X]} = -[M^{-1}][K].[X] - [M^{-1}].[V] \quad (I.16)$$

Bu [I] eşitliğinin formu ile aynıdır.

(Üç) eşitliğinde $[M^{-1}][K]$ matris çarpımı, senkron generatörün tanımlama matrisi $[A]$ 'yı belirler. [6]

Güç sisteminde senkron makinanın eşitlikleri makinelerin ratorları ile senkron dönen referans (d,q) eksen çiftleri ile ifade edilir. Bununla birlikte, makinanın iç büyüklükleri arasındaki bağıntıyı sabitleyen iletim şebekesinin denklemleri, şebeke akımının açısal frekansında dönen bir başka (D,Q) eksen takımına dönüştürülebilir. Sürekli hal çalışmada, tüm bu eksenler Şekil (1,4) de tanımlanan açısal yerdeğiştirmeye, aynı hızda döneceklerdir. Bununla birlikte geçici koşullarda makina hızı değiştikçe δ açısı da değişecektir. Bu yüzden akımların, gerilimlerin ve δ açısının, durum uzayı denge değerlerinden sapmalarını veren bir ilişki elde etmek gereklidir. Kombine sistem eksenleri ile uygun tek tek makina açılan arasındaki ilişki ek A'da verilmiştir.



Şekil 1.4 senkron makina ve asenkron motor yuk
ar

BÖLÜM 2

SENKRON MAKİNALARIN LİNEER MODELLERİ

Bir güç sisteminin kontrol etkinliği ve ayar esnekliği bakımından en önemli elemanı senkron makinelerdir. Daha önceki ayrılarda da belirtildiği gibi sistemin kararlılığı sistemde bulunan senkron makinelerin senkronizmada kalıp kalmamaları ile belirlenir. ayrıtında küçük bir bozucu etkiye maruz kalan sistemin davranışını belirlemek için senkron makinelerin lineer modellerinin kurulması gerekmektedir.

Önceki ayrılarda da belirtildiği gibi senkron makinelerin matematiksel modelleri, rotor ve stator sargılarının birbirine göre hareketli olmaları nedeniyle zamanla değişken katsayılı lineer olmayan diferansiyel denklemlerden oluşur. Bu denklemler, genellikle, simetrik bileşenler ya da Park dönüşümleri ile sabit katsayılı lineer olmayan denklemler biçimine dönüştürülerek çözümlenirler.

Biz dengeli bir çalışma halinde çıkık kutuplu bir senkron makinenin genel denklemlerine Park dönüşümlerinin uyguladığını varsayalım. Bunun yanında, stator temel gerilim ve temel akım tepe değerleri, rotor büyüklükleri için ise, gene aynı eksen üzerinde olan her bir rotor sargısının bu eksen üzerinde bulunan stator sargısının oluşturduğu hava aralığı akısına eşit birer akı oluşturdukları varsayımı kullanılır ve açısal hızı için temel büyüklük olarak senkron açısal hızı ve zaman için ise $1/\text{senkron açısal hızı}$ temel büyüklük olarak seçilirse Park dönüşüm sonucu elde edilen denklemler birime indirgenmiş büyüklükler cinsinden.

$$v_d = -R i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (2.1)$$

$$v_q = -R i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \quad (2.2)$$

$$V_{fd} = R_{fd} i_{fd} + \frac{d\psi_{fd}}{dt} \quad (2.3)$$

$$0 = R_{dl} i_{dl} + \frac{d\psi_{fl}}{dt} \quad (2.4)$$

$$0 = R_{ql} i_{ql} + \frac{d\psi_{ql}}{dt} \quad (2.5)$$

$$T_m = \frac{J}{p} \frac{dw}{dt} + \frac{D}{P} w + p [\psi_d i_q - \psi_q i_d] \quad (2.6)$$

olur. Eğer makinanın toplam eşdeğer direnci R_e ve toplam eşdeğer öz endükleme L_e olan bir transformatör ve bir enerji iletim hattı üzerinden sonsuz büyük güçlü şebekeye bağlı ise makina yük denklemleri

$$V_d = -\sqrt{3}V_{\infty} \cos \delta + R_e i_d + L_e \frac{di_d}{dt} - \omega L_e i_q \quad (2.7)$$

$$V_q = -\sqrt{3}V_{\infty} \sin \delta + R_e i_q + L_e \frac{di_q}{dt} - \omega L_e i_d \quad (2.8)$$

şeklinde olur. Bu ifadelerde V şebeke geriliminin etkin değeri δ ise bilindiği gibi rotor ya da yük açısıdır. Makinanın konumunu belirleyen ifade makinanın $2p$ kutuplu olduğu varsayımı ile tekrar yazılırsa,

$$\theta = \frac{1}{p} [\omega_0 t + \delta + \frac{\pi}{2}] \quad (2.9)$$

olur. Bu ifadenin zamana göre türevi alınırsa

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{p} [\omega_0 - \frac{d\delta}{dt}] \text{ ve } \frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.10)$$

olacağından açısal hızı ile δ yük açısı arasında

$$\omega = \frac{1}{p} [\omega_0 - \frac{d\delta}{dt}] \quad (2.11)$$

bağıntısı bulunur. denklemlerden görüldüğü gibi, senkron makinanın matematik modelinde

- 1)Çarpım terimler,
- 2)Trigonometrik terimler,

nedeniyle iki nonlineerlik söz konusudur. Bunlara göre senkron makinanın matematiksel modellerinin lineerleştirilmesi gerekir. Senkron makinanın lineer modellerini üç grupta toplamak olasıdır;

- a)Akımlara göre lineer durum uzayı modeli,
- b)Akılara göre lineer durum uzayı modeli,
- c)Basitleştirilmiş lineer durum uzayı modeli.

2.1 AKIMLARA GÖRE LİNEER DURUM UZAYI MODELİ

Bu modelin oluşturulması için (2.1) — (2.2) nolu denklemlerin tümünün akımlar cinsinden olması gerekmektedir. Akı ifadelerini yazalım;

$$\psi_d = -(x_{do} + x_{ad}) i_d + x_{ad} i_{fd} + x_{ad} i_{d1} \quad (2.12)$$

$$\psi_q = -(x_{qo} + x_{aq}) i_q + x_{aq} i_{q1} \quad (2.13)$$

$$\psi_{fd} = (x_{fdo} + x_{ad}) i_{fd} - x_{ad} i_d + x_{ad} i_{d1} \quad (2.14)$$

$$\psi_{d1} = (x_{d1o} + x_{ad}) i_{d1} - x_{ad} i_d + x_{ad} i_{fd} \quad (2.15)$$

$$\psi_{q1} = (x_{q1} + x_{aq}) i_{q1} - x_{aq} i_q \quad (2.16)$$

Bu denklemler (2.1) denklemlerinde kullanılır ve $t=t_0$ başlangıç ya da sürekli çalışma durumunda çalışma büyüklüklerini "o" alt endisiyle gösterilirse

$v_{do}, v_{qo}, i_{do}, i_{qo} \dots$ gibi.

Sistem $t=t_0$ anında sistemin küçük bir bozucu etkiye maruz kaldığını varsayalım. Bu anda sistem çalışma büyüklüklerinde olabilecek küçük değişimleri " Δ " endisi ilavesiyle gösterelim;

$\Delta i_d, \Delta i_q, \Delta v_d \dots$ gibi.

Bu denklemlerden ilkinini $t>t_0$ anı için yazalım

$$\begin{aligned} V_{d0} + \Delta V_d = & -R(i_{d0} + \Delta i_d) + (x_{q0} + x_{aq})(i_{q0} + \Delta i_q)(\omega_0 + \Delta \omega) \\ & - x_{aq}(\omega_0 + \Delta \omega) i_{q10} + \Delta i_{q1} - (x_{d0} + x_{ad})(i_{d0} + \Delta i_d) + x_{ad} \\ & (i_{fd0} + \Delta i_{fd}) + x_{ad}(i_{d10} + \Delta i_{d1}) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Çarpım terimler açılır ve ikinci dereceden terimler ihmal edilirse

$$\begin{aligned} \Delta V_d = & -R \Delta i_d + (x_{q0} + x_{aq})\omega_0 \Delta i_q + [(x_{q0} + x_{aq})i_{q0} + x_{aq}i_{q10}] \Delta \omega - \\ & x_{aq}\omega_0 \Delta i_{q1} - (x_{d0} + x_{ad}) \Delta i_d + x_{ad} \Delta i_{fd} + x_{ad} \Delta i_{d1} \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_q = & -R \Delta i_q - (x_{d0} + x_{ad})\omega_0 \Delta i_d + [-(x_{d0} + x_{ad})i_{d0} + x_{ad}i_{fd0} + x_{ad}i_{d10}] \\ & \Delta \omega + x_{ad}\omega_0 \Delta i_{d1} + x_{ad}\omega_0 \Delta i_{fd} + (x_{q0} + x_{aq}) \Delta i_q - x_{aq} \Delta i_{q1} \end{aligned} \quad (2.19)$$

olur.

$$\Delta V_{fd} = R_{fd} \Delta i_{fd} + (x_{fd0} + x_{ad}) \Delta i_{fd} - x_{ad} \Delta i_d + x_{ad} \Delta i_{d1} \quad (2.20)$$

$$0 = R_{d1} \Delta i_{d1} + (x_{d10} + x_{ad}) \Delta i_{d1} - x_{ad} \Delta i_d + x_{ad} \Delta i_{fd} \quad (2.21)$$

$$0 = R_{q1} \Delta i_{q1} + (x_{q10} + x_{aq}) \Delta i_{q1} - x_{aq} \Delta i_q \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} T_d = & \frac{j}{p} \Delta \omega + \frac{D}{p} \Delta \omega + p \left\{ -[\psi_{q0} + (x_{q0} + x_{aq})i_{q0}] \Delta i_d + x_{ad}i_{q0} \Delta i_{fd} + \right. \\ & \left. x_{ad}i_{q0} \Delta i_{d1} + [\psi_{d0} + (x_{d0} + x_{ad})i_{d0}] \Delta i_q - x_{aq}i_{d0} \Delta i_{q1} \right\} \end{aligned} \quad (2.23)$$

yük denklemleri ise

$$\Delta V_d = -\sqrt{3}V_{\infty} \cos \delta_0 \Delta \delta + R_e \Delta i_d + L_e \omega_0 \Delta i_q + L_e i_{q0} \Delta \omega + L_e \Delta i_d \quad (2.24)$$

$$\Delta V_q = \sqrt{3}V_{\infty} \sin \delta_0 \Delta \delta + R_e \Delta i_q + L_e \omega_0 \Delta i_d + L_e i_{d0} \Delta \omega + L_e \Delta i_q \quad (2.25)$$

olup, açısal hız ile rotor açısı arasındaki bağıntı,

$$\Delta \omega = \frac{1}{p} \Delta \delta \quad (2.26)$$

(2.25) ve (2.26) denklemleri ile verilen ΔV_d , ΔV_q (2.18) ve (2.19) de yerine konur, elde edilen denklemler ve (2.20), (2.21), (2.22), (2.23) ve

(2.16) denklemleri akımlara, açısal hız ve yük açısına göre matrisel olarak düzenlenirse,

$$[\Delta v] = [K] [\Delta x] + [M] [\dot{\Delta x}] \quad (2.27)$$

elde edilir. Bu matrisel denklem de

$$[\Delta v] = [0 \ \Delta v_{fd} \ 0 \ 0 \ 0 \ \Delta T_d \ 0]^T \quad (2.28)$$

$$[\Delta x] = [\Delta i_d \ \Delta i_{fd} \ \Delta i_{d1} \ \Delta i_q \ \Delta i_{q1} \ \Delta w \ \Delta \delta]^T \quad (2.29)$$

[K] ve [M] matrisleri ise bu dezenlemede [x] matrisindeki elemanların katsayılarından oluşan, [M] ise [z] matrisindeki elemanların türevlerinin katsayılarından oluşan matrislerdir. [M] matrisinin tersinin olduğu varsayılırsa, (2.27) matrisel denklemi

$$[\dot{x}] = [M]^{-1} [v] - [M]^{-1} [K] [x] \quad (2.30)$$

biçiminde yazılabilir.

Inkrimental uyarma gerilimini ve inkrimental mekanik döndürme momentini giriş ya da kontrol büyüklükleri olarak alırsak, inkrimental kontrol vektörü

$$\Delta u = [0 \ \Delta v_{fd} \ 0 \ 0 \ 0 \ \Delta M_d \ 0]^T \quad (2.31)$$

Inkrimental akımların tümünü, inkrimental açısal hızı ve inkrimental rotor açısının durum değişkenleri olarak aldığımızda inkrimental durum vektörü,

$$\Delta x = [\Delta i_d \ \Delta i_{fd} \ \Delta i_{d1} \ \Delta i_q \ \Delta i_{q1} \ \Delta w \ \Delta \delta]^T \quad (2.32)$$

olacağından matrisel biçimde yazdığımız sistem denklemleri

$$\Delta u = K \Delta x + M \dot{\Delta x} \quad (2.33)$$

olacağından. M' matrisinin tersinin olduğu kabulü ile.

$$\dot{\Delta x} = -M^{-1} K \Delta x + M^{-1} \Delta u = A(x_0) \Delta x + B(x_0) \Delta u \quad (2.34)$$

biçimindeki sonsuz büyük güçlü bir şebekeye bağlı senkron makinanın akımlara göre lineer (doğrusal) durum uzayı modeli elde edilmiş olur. Daha önce de belirttiğim gibi A matrisinin özdeğerlerinden

yararlanarak sistemin küçük bozucu etkilere maruz kaldığı durumdaki davranışı belirlenebilir.

2.2 AKILARA GÖRE LİNEER DURUM UZAYI MODELİ

Akılara göre lineer durum uzayı modelinin oluşturulması için denklemlerin tümünün akılar cinsinden ifade edilmesi gerekmektedir. Akıların birime indirgenmiş büyüklükler cinsinden ifadelerini

yazalım. Burada şunu açıklamakta yarar vardır ; birime indirgenmiş ifadeler "-" endisi kullanılmadan yazılacaktır. Başka bir deyişle yazılan tüm ifadeler birime indirgenmiş sistemde yazılacaktır.

$$\psi_d = x_{d0} i_d + \psi_{ad} \quad (2.35)$$

$$\psi_q = x_{q0} i_q + \psi_{aq} \quad (2.36)$$

$$\psi_{fd} = x_{fdo} i_{fd} + \psi_{ad} \quad (2.37)$$

$$\psi_{d1} = x_{d10} i_{d1} + \psi_{ad} \quad (2.38)$$

$$\psi_{q1} = x_{q10} i_{q1} + \psi_{aq} \quad (2.39)$$

Bu ifadelerden de,

$$i_d = \frac{\psi_{ad} - \psi_d}{x_{d0}}, \quad i_q = \frac{\psi_{aq} - \psi_q}{x_{q0}}, \quad i_{fd} = \frac{\psi_{fd} - \psi_{ad}}{x_{fdo}} \quad (2.40)$$

$$(2.41)$$

$$(2.42)$$

$$i_{q1} = \frac{\psi_{q1} - \psi_{aq}}{x_{q10}}, \quad i_{d1} = \frac{\psi_{d1} - \psi_{ad}}{x_{d10}} \quad (2.43)$$

$$(2.44)$$

olarak belirlenirler. Akım değerlerinin mıknatıslanma akı bağıntıları olan

$$\psi_{ad} = x_{ad}(-i_d + i_{fd} + i_{d1}) \quad (2.45)$$

$$\psi_{aq} = x_{aq}(-i_q + i_{q1}) \quad (2.46)$$

ifadelerinde kullanılmasıyla

$$\psi_{ad} = F_1 \left(\frac{\psi_d}{x_{d\sigma}} + \frac{\psi_{fd}}{x_{fd\sigma}} + \frac{\psi_{d1}}{x_{d1\sigma}} \right) \quad (2.47)$$

$$\psi_{aq} = F_2 \left(\frac{\psi_q}{x_{q\sigma}} + \frac{\psi_{q1}}{x_{q1\sigma}} \right) \quad (2.48)$$

eşitlikleri elde edilir. Bu eşitliklerde

$$\frac{1}{F_1} = \frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{d\sigma}} + \frac{1}{x_{fd\sigma}} + \frac{1}{x_{d1\sigma}} \quad (2.49)$$

$$\frac{1}{F_2} = \frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{q\sigma}} + \frac{1}{x_{q1\sigma}} \quad (2.50)$$

dır.

(2.40) ile verilen akım değerleri (2.1) - (2.8) de kullanılmasıyla

$$V_d = -R \frac{\psi_{ad} - \psi_d}{x_{d\sigma}} + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (2.51)$$

$$V_q = -R \frac{\psi_{aq} - \psi_q}{x_{d\sigma}} + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \quad (2.52)$$

$$0 = +R_{fd} \frac{\psi_{fd} - \psi_{ad}}{x_{fd\sigma}} + \frac{d\psi_{fd}}{dt} \quad (2.53)$$

$$V_d = +R_{d1} \frac{\psi_{d1} - \psi_{ad}}{x_{d1\sigma}} + \frac{d\psi_{d1}}{dt} \quad (2.54)$$

$$V_d = +R_{q1} \frac{\psi_{q1} - \psi_{aq}}{x_{q1\sigma}} + \frac{d\psi_{q1}}{dt} \quad (2.55)$$

$$T_m = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{D}{p} \omega + p \left[\psi_d \frac{\psi_{aq} - \psi_q}{x_{q\sigma}} - \psi_q \frac{\psi_{ad} - \psi_d}{x_{d\sigma}} \right] \quad (2.56)$$

$$V_d = -\sqrt{3} V_{\infty} \sin \delta + R_e \frac{\psi_{ad} - \psi_d}{x_{d\sigma}} + L_e \frac{1}{x_{d\sigma}} \frac{d(\psi_{ad} - \psi_d)}{dt} -$$

olarak tanımlanırsa ve $T_{dq} = \frac{L_{fd} x_{fd}}{R_{fd}}$ tanım bağıntısı ile birlikte

(2.66) de kullanılırsa (s) domeninde

$$i_d = \sqrt{3} i_d \quad \text{ve} \quad x_d' = x_d - \frac{x_{ad}^2}{x_{fd}} \quad (2.69)$$

tanımlarının da kullanılmasıyla

$$E_{fd} = (1 + T_{dos}) E_q' + (x_d - x_d') i_d \quad (2.70)$$

bağıntısı elde edilir. Yukarıda varsayımların (2.1) – (2.8) denklemlerinde kullanılmasıyla

$$v_d = -w\psi_q x_q i_q = -\sqrt{3} V_\infty \sin \delta + R_e i_d - w_0 L_e i_q \quad (2.71)$$

$$v_q = +w\psi_d = x_d i_d + x_{ad} i_{fd} = +\sqrt{3} V_\infty \cos \delta + R_e i_q + w_0 L_e i_d \quad (2.72)$$

elde edilir. Bu ifade başlangıç çalışma noktası etrafında lineerleştirilirse

$$0 = -R_e \Delta i_d + (x_q + x_e) \Delta i_q + \sqrt{3} V_\infty \cos \delta_0 \Delta \delta \quad (2.73)$$

$$0 = -R_e \Delta i_q + (x_d + x_e) \Delta i_d - x_{ad} \Delta i_{fd} - \sqrt{3} V_\infty \cos \delta_0 \Delta \delta \quad (2.74)$$

(2.69) nolu eşitlikten

$$\psi_{fd} = \frac{\sqrt{3} E_q' x_{fd}}{x_{ad}} \quad (2.75)$$

dir. Bu ifadenin (2.64) de kullanılmasıyla

$$\frac{\sqrt{3} E_q' x_{fd}}{x_{ad}} = x_{fd} i_{fd} - x_{ad} i_d \quad (2.76)$$

$$i_d = \sqrt{3} i_d \quad (2.77)$$

$$E_q' = \frac{x_{ad} i_{fd}}{\sqrt{3}} - \frac{x_{ad}^2 i_d}{x_{fd}} \quad (2.78)$$

$$E_q' = E - (x_d - x_d') i_d \quad (2.79)$$

olur.

Bu denklem lineerleştirilirse,

$$\Delta E_{q'} = \Delta E - (x_d - x_{d'}) \Delta i_d \quad (2.80)$$

elde edilir.

$$x_d \Delta i_d = \Delta E - \Delta E_{q'} + x_{d'} \Delta i_d \quad (2.81)$$

olarak bulunur. (2.81), (2.73) ile birlikte yeniden düzenlenirse matrisel olarak,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} R_e & -(x_q - x_e) \\ x_{d'} - x_e & R_e \end{bmatrix}}_{K_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix}}_{K_2} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & V_\infty \cos \delta_0 \\ 1 & V_\infty \sin \delta_0 \end{bmatrix}}_{K_2} \begin{bmatrix} \Delta E_{q'} \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

olur. Buradan Δi_d akımı çözülüp lineerleştirme yapılırsa

$$E_{fd} = (1/K_3 + T_{d0}' s) \Delta E_{q'} + K_4 \Delta \delta \quad (2.83)$$

olur. Burada

$$1/K_3 = 1 + D (x_d - x_{d'}) (x_q + x_e) \quad (2.84)$$

$$K_4 = V_\infty D (x_d - x_{d'}) [(x_d + x_e) \sin \delta_0 - R_e \cos \delta_0] \quad (2.85)$$

$$D = 1 / [R_e^2 + (x_q + x_e) (x_{d'} + x_e)] \quad (2.86)$$

dır. Böylece (s) domeninde

$$\Delta E_{q'} = \frac{K_3}{1 + K_3 T_{d0}' s} \Delta E_{fd} - \frac{K_3 K_4}{1 + K_3 T_{d0}' s} \Delta \delta \quad (2.87)$$

olur. Aynı tanım bağıntıları moment denkleminde de kullanılır.

$$\Delta T_m = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E_{q'} \quad (2.88)$$

olur. Ayrıca makina uç gerilimi V_t

$$V_t = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (2.89)$$

olduğundan, lineerleştirme ve tanım bağıntılarının kullanılması ile

$$\Delta V_t = K_7 \Delta \delta + K_8 \Delta E_{q'} \quad (2.90)$$

olur. Bu bağıntılarda da,

$$K_7 = \left. \frac{\Delta V_t}{\Delta \delta} \right|_{E_{q'}=E_{q'0}} \quad K_8 = \left. \frac{\Delta V_t}{\Delta E_{q'}} \right|_{\delta=\delta_0} \quad (2.91)$$

$$(2.92)$$

$$K_5 = \left. \frac{\Delta T_m}{\Delta \delta} \right|_{E_{q'}=E_{q'0}} \quad K_6 = \left. \frac{\Delta T_m}{\Delta E_{q'}} \right|_{\delta=\delta_0} \quad (2.93)$$

$$(2.94)$$

dır. Böylece belirlenen denklemlerin düzenlenmesiyle basitleştirilmiş lineer model

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u \quad (2.95)$$

kanonik biçimde elde edilir. Burada

$$\Delta x = [\Delta E_{q'} \quad \Delta \omega \quad \Delta \delta]^T \quad (2.96)$$

$$\Delta u = [\Delta E_{fd} \quad \Delta T_m]^T \quad (2.97)$$

$$A = \begin{bmatrix} -1/K_3 T_{do'} & 0 & -K_4/T_{do'} \\ -K_2/M & 0 & -K_1/M \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/T_{do'} & 0 \\ 0 & 1/M \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.99)$$

Burada $M = 2H\omega_0$ dır.

Bu modelde de sistemin davranışı doğrudan doğruya A'nın özdeğerlerinden belirlenir. [8]

$$\begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \\ \Delta V_{fd} \\ 0 \\ 0 \\ \Delta T_d \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & (X_{aq}+X_{qf})\omega_0 & 0 & 0 & -X_{aq}\omega_0 & A^* & 0 \\ -(X_{df}+X_{ad})\omega_0 & -R & X_{ad}\omega_0 & X_{ad}\omega_0 & 0 & B^* & 0 \\ 0 & 0 & R_{fd} & X_{ad} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{dl} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{ql} & 0 & 0 \\ C^* & D^* & p.X_{aq}.i_{q0} & p.X_{ad}.i_{q0} & -p.X_{aq}.i_{d0} & D/p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \dot{L}_d \\ \Delta \dot{L}_q \\ \Delta \dot{L}_{fd} \\ \Delta \dot{L}_{dl} \\ \Delta \dot{L}_{ql} \\ \Delta \omega \\ \Delta \delta \end{bmatrix}$$

$$A^* = (X_{qf} + X_{aq})\dot{L}_{q0} + X_{aq}.\dot{L}_{q10}$$

$$B^* = X_{ad}.\dot{L}_{fd0} + X_{ad}.\dot{L}_{dl0} - (X_{df} + X_{ad}).\dot{L}_{d0}$$

$$C^* = p.[-\psi_{q0} + (X_{aq} + X_{qf})\dot{L}_{q0}]$$

$$D^* = p.[\psi_{d0} + (X_{ad} + X_{df})\dot{L}_{d0}]$$

$$+ \begin{bmatrix} -(X_{df}+X_{ad}) & 0 & X_{ad} & X_{ad} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (X_{qf}+X_{aq}) & 0 & 0 & -X_{aq} & 0 & 0 \\ -X_{ad} & 0 & (X_{fd}+X_{ad}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -X_{ad} & 0 & X_{ad} & (X_{dl}+X_{ad}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -X_{aq} & 0 & 0 & (X_{ql}+X_{aq}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j/p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \dot{L}_d \\ \Delta \dot{L}_q \\ \Delta \dot{L}_{fd} \\ \Delta \dot{L}_{dl} \\ \Delta \dot{L}_{ql} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{\delta} \end{bmatrix}$$

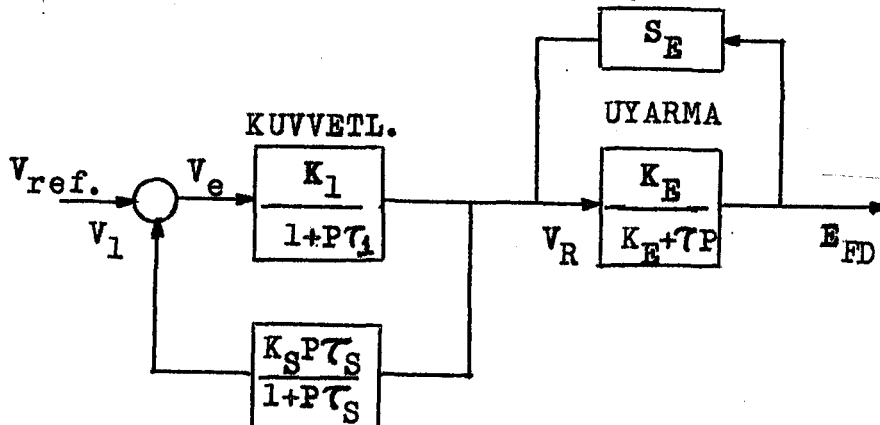
UYARMA SİSTEMİNİN GÖSTERİLİŞİ

A.C. generatörler aynı barada paralel çalışırken; generatörler arası reaktif güç paylaşımı uymaları ile kontrol edilir. Gerilim regülatörü, ters akımın kompanzasyonunun sağlanmasıyla paralel çalışma için adapte edilir. /5.9/. Ters akımın kompanzasyonunun sonucu; yük geriliminde küçük bir düşmedir. Eğer her bir makine belli akımda, sıfır güç faktöründe aynı düşme ile verilirse makineler, reaktif akımı kVA oranları ile paylaşırlar.

KW ve KVA uygun paylaşımı her iki makinenin aralarında hiçbir faz açısı olmadan salınım yapmasına ve iki paralel generatörün, sonsuz bera tek makine eşdeğiri gösterilime yeterli yaklaşım sağlar [9].

Şekil 3.1'te bir senkron generatörün uyarma sisteminin basitleştirilmiş bir şekli görülmektedir. Lineerleştirmeden sonra fırçasız bir uyarma kontrolü için, eşitlikler aşağıdaki matris formunda düzenlenebilir:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_R \\ E_{FD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-K_1 K_s + \tau_1}{\tau_1 \tau_s} & \frac{-K_s}{\tau_1 \tau_s} & 0 \\ \frac{-K_1}{\tau_1} & \frac{-1}{\tau_1} & 0 \\ 0 & \frac{1 - K_E + S E}{\tau_E} & \frac{1}{\tau_E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_R \\ E_{FD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 (V_{ref.}) \\ \tau_1 \\ K_1 K_s (V_{ref.}) \\ \tau_1 \tau_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$



KARARLI KILICI

Şekil 3.1. Fırçasız uyarma sisteminin basitleştirilmiş şeklinin devre şeması.

BÖLÜM 4

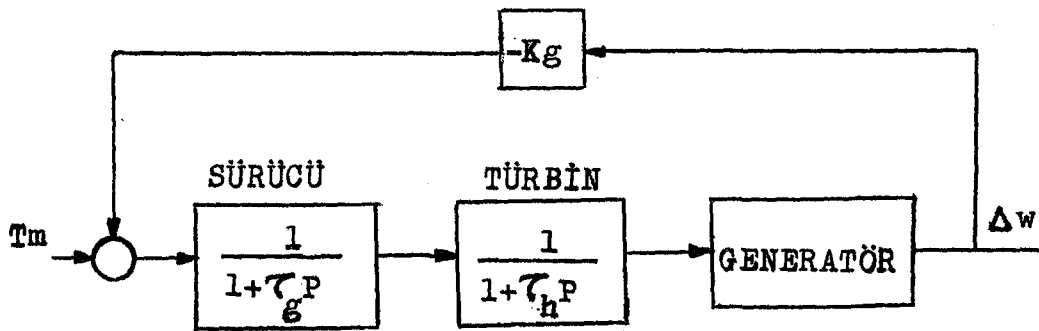
TAHRİK SİSTEMİNİN GÖSTERİLİŞİ

Her iki makina için eşit aktif güç paylaşımını sağlamak için makinelerin herbiri aynı regülatör düşme karakteristiğine sahip olmalıdır. KW paylaşımı her iki makinaı birlikte salındırır.

Sekil 4.1'de bir senkron generator için basitleştirilmiş tahrik sistemi gösterilmiştir.

Regülatör sistemi için olduğu gibi tahrik sistemi eşitlikleri lineerleştirilerek ve ilk terimleri ile gösterilerek şu matris formu elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{T}_m \\ \Delta \ddot{T}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/\tau_g \tau_h & (\tau_g + \tau_h)/\tau_g \tau_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m \\ \Delta \dot{T}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_g/\tau_g \tau_h \end{bmatrix} [\Delta \omega] \quad (4.1)$$



Şekil 4.1: Regülatör sisteminin basitleştirilmiş blok diyagramı.

BÖLÜM 5

ASENKRON MOTOR YÜKÜN İNCELENMESİ

Dikkate alınan güç sistemi iki ayrı kategorideki yükleri besler. Bunların birincisi aydınlatma, havalandırma ve küçük asenkron motorlardır. Bunlar empedans yük olarak gösterilebilirler ve senkron generatör eşitliklerini içeren şebeke parametreleri olarak ifade edilirler. İkinci tip yük, büyük asenkron makinelerdir. Bu tip yüklere, çalışmalarını tüm sistemin kararlılığını etkilediğinden ayrı işlem yapılmalıdır. Durum uzayı denklemleri gösterilimini elde etmek için , asenkron motor denklemlerilineerleştirilebilir. [3.8]

5.1 ASENKRON MAKİNA DENKLEMLERİNİN (d-q-o) DÖNEN EKSEN TAKIMINDA ELDE EDİLMESİ

Asenkron makinanın stator ve rotor sargıları birbirlerine göre hareketli olduğundan, karşıt endükleme katsayıları rotor konumu açısına θ_r veya daha açık bir ifadeyle zamana göre değişmektedir. Bu noktadan hareketle, enerji dönüşümü yapan elektromekanik bir sistem olarak tanımlanan asenkron makinanın, matematik modelinin değişken katsayılı ve lineer olmayan birinci dereceden diferansiyel denklemlerden oluştuğu belirlenebilir. Matematik modelin değişken katsayılı karakterinin ortadan kaldırılması, bu alt bölümde incelenecektir. Bu istenmeyen özellik, denklem sistemine belirli bir dönüşümün uygulanması ile ortadan kaldırılarak makina matematik modeli sabit katsayılı bir sistem haline indirgenebilir. [11],[12],[13],[14],[15],[16],[17],[18]

Sisteme uygulanacak dönüşümün özelliklerine geçmeden önce, bu dönüşüm işleminin çıkış noktası ortaya konmalıdır. Daha öncede açıklandığı gibi asenkron makinanın dinamik davranışını, stator ve rotor sargıları arasındaki magnetik bağdan dolayı doğru akım makinalarına nazaran daha karmaşıktır. Bu, magnetik bağ yada ilişki karşıt endüktans

kavramı ile belirlenmektedir fakat bu değerde rotor konumu veya daha açık bir ifadeyle rotor ve stator fazları arasındaki açıya göre değişim göstermektedir. İşte, dönüşümün ana ilkesi stator ve rotor fazları arasındaki bu bağıl hareketi ortadan kaldırmak başka bir deyimle stator ve rotor akım-gerilimlerini aynı referans eksen takımına taşımaktan ibarettir [19], [20], [21], [22]. Bu amaçla, dönüşüm işleminde, gücün sabit kaldığı simetrik Park Dönüşümü kullanılacaktır [13]. Birçok uygulamada asenkron makina üç fazlı dengeli bir güç kaynağından besleniyorsa, dinamik modellemede simetrik Park Dönüşümü veya iki eksen teorisinin kullanılması büyük kolaylıklar sağlayacaktır. Bu teorisinin kullanılması sonucu, sistem parametreleri birbirine dik iki eksen üzerinde (d-q) tanımlanır. Asenkron makinanın bu yöntem ile simülasyonunda, dinamik model hareketsiz veya dönen bir referansa göre bulunabilir başka bir deyimle model çoğunlukla hareketsiz veya senkron hızla dönen eksen takımında kurulur. Bu çalışmada tezin amacına uygun olarak, asenkron makina matematik modeli her iki durum içinde ayrı ayrı kurulmuştur. Makinanın stator üzerinde sabit (hareketsiz) ve senkron hızla dönen eksen takımındaki dinamik modeli, beşinci bölümde incelenecek ve iki ayrı modelin birbirlerine göre üstün yanları ayrıntılı olarak açıklanacaktır. Ancak bu modeller kurulurken ilk aşamada, değişken bir açısal hızla dönen referans eksen takımı göz önüne alınıp, daha sonraki aşamada bu referans eksen hızı senkron açısal hız ve sıfıra eşit kılınarak, iki değişik eksen takımında durum uzayı modeli elde edilecektir. [23], [24]

Makina mağnetik eksenleri (stator ve rotor yeniden düşünölüp, yukarıda açıklanan düşüncelerin ışığı altında, belirli bir ω açısal hızı ile dönen (d-q) eksen takımının bu şekile yerleştirilmesi ile Şekil 5.1. elde edilebilir.

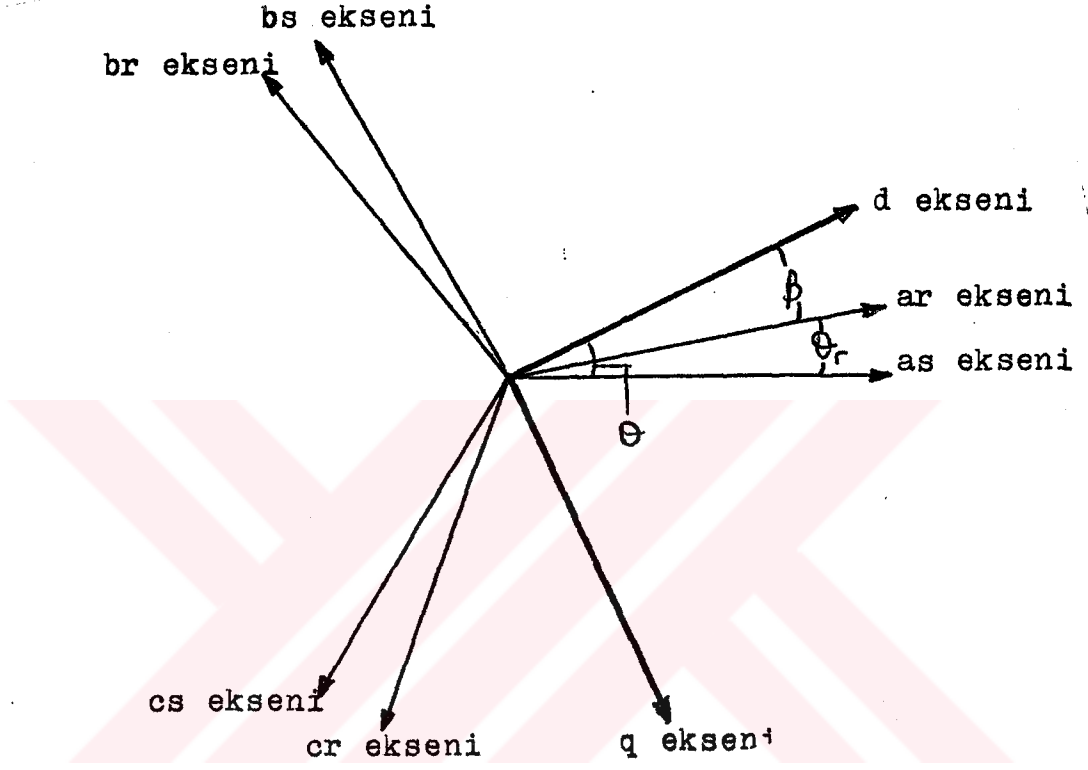
Şekil 5.1.'den görüldüğü gibi,

$$\theta = \beta + \theta_r \quad (5.1)$$

$$d\theta/dt = d\beta/dt + d\theta_r/dt \quad (5.2)$$

$$\omega = d\beta/dt + \omega_r \quad (5.3)$$

dir.



Şekil 5.1. Belirli bir ω açısal hızı ile dönen (d-q) referans eksen takımının makinanın stator ve rotor eksenleri ile geometrik ilişkisi.

Devreler teorisinden bilinen karşılıklılık ilkesi, sistem teorisinden bilinen değişmez güç ilkesi ile birlikte Şekil 5.1 den de yararlanılarak simetrik Park Dönüşümü matrisi A, stator için;

$$[A_S] = \sqrt{(2/3)} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$[A_S]^{-1} = \sqrt{(2/3)} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

rotor için;

$$[A_R] = \sqrt{(2/3)} \begin{bmatrix} \cos\beta & \cos(\beta-2\pi/3) & \cos(\beta+2\pi/3) \\ -\sin\beta & -\sin(\beta-2\pi/3) & -\sin(\beta+2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$[A_R]^{-1} = \sqrt{(2/3)} \begin{bmatrix} \cos\beta & -\sin\beta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\beta-2\pi/3) & -\sin(\beta-2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\beta+2\pi/3) & -\sin(\beta+2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Bu dönüşüm matrisleri kullanıldığında;

$$[A_S] [V_S] = [V_S]_{dqo} \quad (5.8)$$

$$[A_S] [I_S] = [I_S]_{dqo} \quad (5.9)$$

$$[A_S] [\psi_S] = [\psi_S]_{dqo} \quad (5.10)$$

$$[A_R] [V_R] = [V_R]_{dqo} \quad (5.11)$$

$$[A_R] [I_R] = [I_R]_{dqo} \quad (5.12)$$

$$[A_R] [\psi_R] = [\psi_R]_{dqo} \quad (5.13)$$

ifadeleri bulunur.

Burada;

$$[V_S]_{dqo} = [V_{ds} \ V_{qs} \ V_{os}]^T \quad (5.14)$$

$$[I_S]_{dqo} = [I_{ds} \ I_{qs} \ I_{os}]^T \quad (5.15)$$

$$[\psi_S]_{dqo} = [\psi_{ds} \ \psi_{qs} \ \psi_{os}]^T \quad (5.16)$$

$$[V_R]_{dqo} = [V_{dr} \ V_{qr} \ V_{or}]^T \quad (5.17)$$

$$[I_R]_{dqo} = [I_{dr} \ I_{qr} \ I_{or}]^T \quad (5.18)$$

$$[\psi_R]_{dqo} = [\psi_{dr} \ \psi_{qr} \ \psi_{or}]^T \quad (5.19)$$

dir. Yukarıdaki ifadelerde bulunan '0' indisli terimler sıfır sistem bileşenidir. Asenkron makinanın dengeli üç fazlı bir kaynaktan beslenmesi durumunda, sıfır sistem bileşeni oluşmaz. Sıfır sistem bileşeni sadece dönüşümü tamamlamak amacı ile kullanılmaktadır. (5.6) ve (5.4) bağıntıları ile verilen dönüşüm matrisleri denklemlere uygulanırsa;

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ss} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \omega L_{ss} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} \\
 &+ \omega \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (5.20)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{rr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \frac{d\beta}{dt} L_{rr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{d\beta}{dt} \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} \quad (5.21)
 \end{aligned}$$

denklemleri elde edilir.

Asenkron motor denklemleri akılara göre yeniden düzenlenirse, akımlar cinsinden yazılmış (5.21) ve (5.20) denklemleri,

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega \psi_{qs} \quad (5.22)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega \psi_{ds} \quad (5.23)$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + L_{ss} \frac{di_{os}}{dt} \quad (5.24)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega \psi_{qr} \quad (5.25)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \omega \psi_{dr} \quad (5.26)$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + L_{rr} \frac{di_{or}}{dt} \quad (5.27)$$

biçiminde yazılabilir. Yukarıdaki ifadelerde $\omega_\beta = \frac{d\beta}{dt}$ olup, akılar ise;

$$\psi_{ds} = L_{ds} i_{ds} + (3/2) L_{sr} i_{dr} \quad (5.28)$$

$$\psi_{qs} = L_{qs} i_{qs} + (3/2) L_{sr} i_{qr} \quad (5.29)$$

$$\psi_{dr} = L_{dr} i_{dr} + (3/2) L_{sr} i_{ds} \quad (5.30)$$

$$\psi_{qr} = L_{qr} i_{qr} + (3/2) L_{sr} i_{qs} \quad (5.31)$$

bağıntıları ile tanımlanmıştır. İdealleştirilmiş simetrik makinada, endüktanslar tanımları gereği, $L_{ds} = L_{qs} = L_{ss}$, $L_{dr} = L_{qr} = L_{rr}$ olduğundan akı bağıntıları,

$$\psi_{ds} = L_{ss} i_{ds} + (3/2) L_{sr} i_{dr} \quad (5.32)$$

$$\psi_{qs} = L_{ss} i_{qs} + (3/2) L_{sr} i_{qr} \quad (5.33)$$

$$\psi_{dr} = L_{rr} i_{dr} + (3/2) L_{sr} i_{ds} \quad (5.34)$$

$$\psi_{qr} = L_{rr} i_{qr} + (3/2) L_{sr} i_{qs} \quad (5.35)$$

olur.

5.2 ROTOR SARGI SİSTEMİNİN STATORA İNDİRGENMESİ VE ASENKRON MAKİNA DENKLEMLERİNİN YENİDEN YAZILMASI

Asenkron makinanın sürekli sinüsoidal çalışmada analizi yapılırken, kullanışlı bir eşdeğer devre vermek amacıyla, makinanın rotor yanı statora indirgenir böylelikle, eşdeğer devrenin ortasında yer alan ideal transformatörün çevirme oranı bire eşit kılınarak, ideal transformatörsüz indirgenmiş basit eşdeğer devreler elde edilebilir. Gerçekte bu işlemin temeli, indirgenmeden önceki ve sonraki durumlarda görünür, kayıp (etkin) ve tepkin gücün korunumundan hareketle, indirgenmiş eşdeğer devrenin elemanları, akım ve gerilim parametrelerini bulmaktır. Rotor sargı sisteminin statora indirgenmesi esnasında gözden kaçırılmaması gereken bir nokta da, asenkron makinada çevirme oranının kaymanın fonksiyonu olması için, rotorun durma halinde tanımlanmış olmasıdır [18], [20], [21]. Bu noktadan hareketle indirgenme işlemi, rotor gerilimini gerilim değiştirme oranı ile çarpmak, rotor akımını ise bu oran ile bölmek suretiyle gerçekleştirilir. Durma hali için, gerilim değiştirme oranı "N" olmak üzere aşağıdaki eşitlikler yazılabilir :

$$N = \frac{N_s}{N_r} ; V_r = N V_r, i_r = \frac{1}{N} i_r, z_r = N^2 z_r \quad (5.36)$$

Buna göre ,

L_{sr} : Stator ve rotor sargıları arasındaki kaçak endüktans

L_{1s} : Stator sargıları için eşdeğer kaçak endüktans

L_{ss} : Eşdeğer stator öz-endüktansı

L_{sm} : Stator fazları arasındaki karşıt endüktans

L_{rm} : Rotor fazları arasındaki karşıt endüktans

$$M = \frac{3}{2} L_{sm}$$

olmak üzere, çeşitli işlemler sonucunda indirgenmiş parametreler cinsinden akı denklemleri,

$$\Psi_{ds} = L_{1s} i_{ds} + M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (5.37)$$

$$\Psi_{qs} = L_{1s} i_{qs} + M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (5.38)$$

$$\Psi'_{ds} = L'_{1s} i'_{dr} + M (i'_{dr} + i_{ds}) \quad (5.39)$$

$$\Psi'_{qs} = L'_{1s} i'_{qr} + M (i'_{qr} + i_{qs}) \quad (5.40)$$

elde edilir. Yukarıdaki ifadelerde " ' " simgesi indirgenmiş parametreleri göstermektedir. Böylece, rotor sargı sistemi statora indirgenmiş asenkron motorun, (d-q) dönen eksen takımındaki, gerilim denklemleri;

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega \psi_{qs} \quad (5.41)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega \psi_{ds} \quad (5.42)$$

$$V'_{dr} = R'_r i'_{dr} + \frac{d\psi'_{dr}}{dt} - \omega \psi'_{qr} \quad (5.43)$$

$$V'_{qr} = R'_r i'_{qr} + \frac{d\psi'_{qr}}{dt} + \omega \psi'_{dr} \quad (5.44)$$

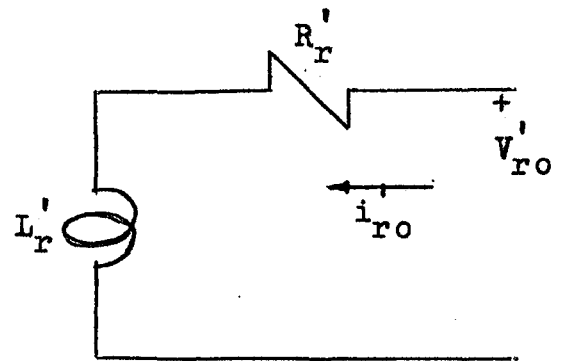
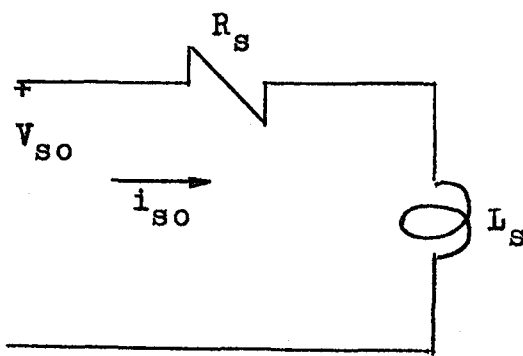
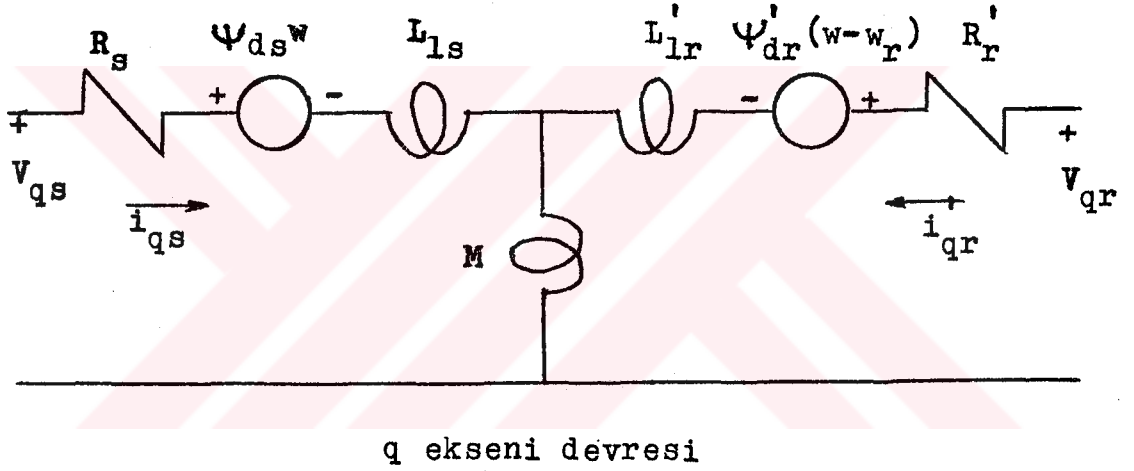
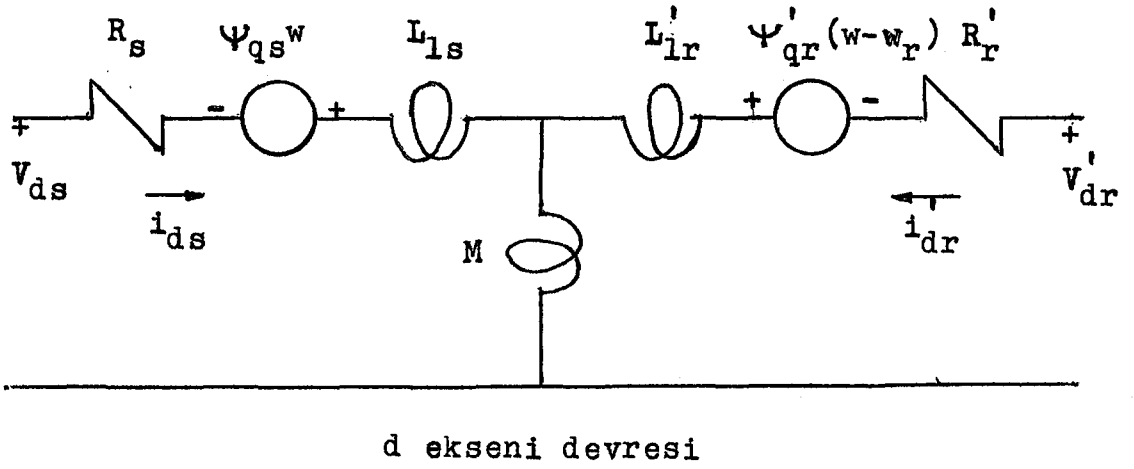
olur. Denklemlerde makina simetrik olduğundan ve dengeli üç fazlı bir kaynak üzerinden beslendiğinden, sıfır bileşeninin etkisi görülmektedir.

Asenkron motorun mekanik yana ilişkin indirgenmiş büyüklükler cinsinden ani moment ve hareket denklemleri ise;

$$T_e = (3/2) P_k (\psi'_{qr} i'_{dr} - \psi'_{dr} i'_{qr}) \quad (5.45)$$

$$T_e = \frac{2 H S_n}{P_k \omega_{rn}^2} \frac{d\omega_r}{dt} + T_y \quad (5.46)$$

olur.



Şekil 5.2. Simetrik üç fazlı asenkron makinanın ω açısal hızı ile dönen referans eksen takımında eşdeğer devresi.

5.3 ASENKRON MAKİNADA BİRİME İNDİRGENMİŞ BÜYÜKLÜKLER VE MAKİNA DENKLEMLERİNİN BİRİM DEĞERLERLE OLUŞTURULMASI

5.3.1 BİRİME İNDİRGENMİŞ BÜYÜKLÜKLERİN TANIMI

Elektromekanik sistemlerin davranışlarının incelenmesinde veya matematiksel modellerin kurulmasında, boyutsuz değerler olarak tanımlanan birime indirgenmiş (per-unit) büyüklüklerin kullanılması çokça izlenen bir yoldur [11], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [25], [26]. Bu çalışmada da birim değerlerden yararlanılacak, sistem denklemleri birim değerlerle ifade edilecektir. Birime indirgenmiş büyüklüklerin kullanılmasının sağladığı başlıca avantajlar;

1. Yapılan sistem hesaplarında kolaylık sağlanması,
2. Hesap hatalarını azaltması,
3. Çalışma parametrelerinin (akım, gerilim, akı, hız, moment) birbiri ile karşılaştırılması olanağını tanıması şeklindedir.

Herhangi bir X büyüklüğünün birime indirgenmiş değerini bulmak için, bu büyüklüğe ait bir temel değer X_t temel değerine göre birime indirgenmiş değeri denir.

$$X = \frac{X}{X_t} \quad (5.47)$$

olarak formüle edilir. Çoğunlukla, birime indirgenmiş değerler bulunurken, sistemin nominal büyüklükleri temel değer olarak seçilir. Bundan önce de belirtildiği gibi birim değerler sayesinde, çalışma büyüklüklerinin ve parametrelerinin birbiri ile karşılaştırılacak biçimde yüzde olarak verilmesi, özellikle sayısal simülasyon ile makina davranışının analizinde, gerçek stator sargıları (d-q) dönen eksen takımına taşındığından, akım ve gerilim gibi çalışma parametrelerinin (d-q) bileşenlerinin ani değerleri söz konusu olacaktır. Buradan hareketle, statora ilişkin temel büyüklükler V_{st} ve I_{st} ile tanımlanırsa, V_{sn} ve I_{sn} adı geçen büyüklüklerin nominal değerleri olduğuna göre,

$$V_{st} = \sqrt{2} V_{sn} \quad I_{st} = \sqrt{2} I_{sn} \quad (5.48)$$

yazılır. S_n statora ilişkin nominal güç olduğundan, $S_n = 3V_{sn} I_{sn}$ dir. Tüm elektriksel yasaların, temel ve birime indirgenmiş değerler için geçerli olduğu hatırlanıp, güç için de temel büyüklük olarak nominal görünür güç alınır,

$$S_{st} = S_n = 3V_{sn} I_{sn} \quad (5.49)$$

yazılır. Temel güç bir kezde, (5.48) ile verilen akım ve gerilimin temel değerleri cinsinden yazılırsa,

$$S_{st} = S_n = \frac{3}{2} V_{st} I_{st} \quad (5.50)$$

ifadesi elde edilebilir. Statora ilişkin empedans ve akı için, zaman saniye olarak alındığında temel büyüklükler;

$$Z_{st} = V_{st}/I_{st} = \sqrt{2} V_{sn} / \sqrt{2} I_{sn} \quad (5.51)$$

$$L_{st} = V_{st}/(I_{st} 2\pi f_t) = \sqrt{2} V_{sn} / \sqrt{2} I_{sn} \omega_t = V_{sn}/I_{sn} \omega_t \quad (5.52)$$

$$\psi_{st} = L_{st} I_{st} = \sqrt{2} V_{sn} / \omega_t \quad (5.53)$$

şeklinde bulunur [11].

5.3.2 ROTORA İLİŞKİN TEMEL BÜYÜKLÜKLER

Asenkron makina, elektrik ve mekanik kapıları ile elektromekanik bir sistem olduğundan, stator ve rotor için seçilen temel değerler arasında bir uyumun bulunması gereklidir. Seçilen stator temel değerine göre, rotor temel değeri belirlenecektir.

$$N = N_s/N_r$$

gerilim değiştirme oranı olmak üzere rotor gerilimi, akımı ve akıları için temel büyüklükler gerçek büyüklükler cinsinden,

$$V_{rt} = V_{st}/N, \quad I_{rt} = I_{st} N \quad (5.54)$$

$$Z_{rt} = V_{rt} / I_{rt} = Z_{st} / N^2 \quad (5.55)$$

$$L_{rt} = (1/N^2) V_{sn}/I_{sn} \omega_t \quad (5.56)$$

$$\psi_{rt} = L_{rt} I_{rt} = \sqrt{2} V_{sn} / \omega_t N \quad (5.57)$$

olur. Statora indirgenmiş büyüklükleri kullandığımızda,

$$V_r = N V_r, \quad I_r = I_r / N, \quad Z_r = N^2 Z_r \quad (5.58)$$

olarak tanımlandığından,

$$V'_{rt} = N V_{rt} = V_{st} \quad (5.59)$$

$$I'_{rt} = I_{rt} / N = I_{st} \quad (5.60)$$

$$Z'_{rt} = N^2 Z_{rt} = Z_{st} \quad (5.61)$$

$$\Psi'_{rt} = N \Psi_{rt} = N L_{rt} I_{rt} = \sqrt{2} V_{sn} / \omega_t = \Psi_{st} \quad (5.62)$$

statora ilişkin temel değerler olarak elde edilir.

5.4 BİRİME İNDİRGENMİŞ BÜYÜKLÜKLER CİNSİNDEN ASENKRON MAKİNA DENKLEMLERİ

Daha önce de belirtildiği gibi bu çalışmada, asenkron makinanın durum uzayı modelinin kurulmasında birim değerlerden yararlanılacaktır,

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + [(X_{ls} + X_m) p i_{ds} + X_m p i'_{dr} - \omega(X_{ls} + X_m) i_{qs} - \omega X_m i'_{qr}] / \omega_t \quad (5.63)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + [(X_{ls} + X_m) p i_{qs} + X_m p i'_{qr} + \omega(X_{ls} + X_m) i_{ds} + \omega X_m i'_{dr}] / \omega_t \quad (5.64)$$

$$V'_{dr} = R'_r i'_{dr} + [(X'_{lr} + X_m) p i'_{dr} + X_m p i_{ds} - (\omega - \omega_r)(X'_{lr} + X_m) i'_{qr} - (\omega - \omega_r) X_m i_{qs}] / \omega_t \quad (5.65)$$

$$V_{qr} = R_r i'_{qr} + [(X'_{1r} + X_m) p i'_{qr} + X_m p i_{qs} + (\omega - \omega_r) (X'_{1r} + X_m) i'_{dr} + (\omega - \omega_r) X_m i_{ds}] / \omega_t \quad (5.66)$$

ve makinanın hareket denkleminin açık ifadesi;

$$P_k (\psi'_{qr} i'_{dr} - \psi'_{dr} i'_{qr}) = \frac{1}{P_k} \frac{2H}{\omega_t} \frac{d\omega_r}{dt} + T_y \quad (5.67)$$

dır. Makinada endüklenen ani momentin, akımlar cinsinden ifadesi ise aşağıdaki gibi olacaktır.

$$T_e = X_m (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (5.68)$$

5.5 ASENKRON MAKINANIN SAYISAL SİMÜLASYONU İÇİN DURUM UZAYI MODELİ

Çalışmanın bu aşamaya kadar olan bölümlerinde, asenkron makinanın dinamik davranışının veya başka bir deyimle matematik modelinin belirlenmesinin önemi üzerinde durulmuştur. Günümüzde, endüstride yaygın olarak kullanılan hız ayar düzenlerinde, asenkron makina açık çevrim veya geri beslemeli kontrol çevriminin yalnızca bir elemanıdır, böyle bir sistemde analiz ve tasarım için makinanın dinamik davranışının dikkate alınması zorunluluğu vardır. Makinayı besleyen güç kaynağı üç fazlı dengeli bir sistemse, dinamik modellemede iki eksen veya (d-q) teorisi kullanılır. Bu teorinin kullanılması ile, sistem modelini oluşturan durum denklemlerinin zamanla değişken katsayıları ortadan kaldırılmış olur. Makinanın (d-q) dinamik modeli hareketsiz veya dönen bir referansa göre bulunabilir. Hareketsiz referans durumunda (d-q) eksenleri statorda sabittir ($\omega=0$), oysa dönen referans halinde söz konusu eksenler hareketlidirler. Dönen referans durumunda ya rotor üzerine yerleştirilmişlerdir ya da rotordan bağımsız senkron açısal hız ($\omega=\omega_s$) ile dönerler.

Çalışmanın bu bölümünde, saf sinüsoidal bir kaynak üzerinden beslenen asenkron makinanın sayısal simülasyonunda kullanılmak üzere genel amaçlı bir durum uzayı geliştirilecektir. Söz konusu durum uzayı modeli oluşturulurken, daha önce elde edilen matematik modelden hareket edilecektir. Literatürde, bu konuyla ilgili diğer çalışmalarda yapıldığı gibi burada da genel amaçlı durum uzayı modeli, belli bir ω açısal hızıyla dönen referans eksen takımında kurulacaktır. Bundan sonraki aşamada, çeşitli besleme durumlarında kullanılacak uygun referans eksen takımına geçilip, bu genel amaçlı durum uzayı modelinden hareketle, makinanın sayısal simülasyonu yapılacaktır.

Laplace dönüşümü ve transfer fonksiyonu kavramına dayanan klasik kontrol teorisi, tek giriş ve tek çıkışlı, zamanla değişmeyen parametrelili lineer sistemlerin tasarım ve analizi için uygun bir tekniktir. Asenkron makinanın simülasyonunda veya analizinde, klasik kontrol teorisinden bilinen ve lineer sistemler için uygulanan frekans ve s-domeni yöntemleri; örneğin Nyquist, Bode, Routh-Hurwitz kullanılamaz. Çünkü bu tekniklerle yalnız tek giriş ve tek çıkışlı sistemlerin davranışları incelenebilir. Halbuki, asenkron makina çok girişli ve çok çıkışlı elektromekanik bir sistem olduğundan, giriş ve çıkış değişkenleri arasında kuplajlar söz konusu olacaktır. Asenkron makina gibi bir çok giriş ve çıkışa sahip, lineer olmayan ve zamanla değişken parametrelili veya lineer çok değişkenli sistemler, durum uzayı kavramına dayanan modern kontrol teorisi ile analiz edilirler. Klasik kontrol tekniğinde sistem performansının tanımlanmasında kullanılan cevap zamanı, aşım, yerleşme zamanı gibi kavramlar yerine modern kontrol teorisinde; minimum maliyet ve maksimum verimlilik gibi optimal amaç fonksiyonları kullanılır. Optimal ve adaptif kontrol teoremlerinin çıkış noktası, modern kontrol teorisidir. Modern kontrol teorisi, sistem tasarımını ve analizini zaman domeninde gerçekleştirir ve bu amaç içinde yaygın olarak bilgisayarlardan yararlanır. Modern kontrol teorisinde durum değişkenleri yaklaşımının kullanılması ile çeşitli özelliklere sahip sistemlerin (örnek olarak; lineer, lineer olmayan ve zamanla değişken parametrelili veya bunların değişik kombinasyonları) ilk koşulları ile birlikte matematik modelleri kurulup, bilgisayar simülasyonu için ideal bir formülasyon elde edilebilir.

Modern kontrol teorisinde durum kavramı büyük önem taşımaktadır. Bilindiği gibi, sistemin herhangi bir t anındaki değeri veya hali durum olarak tanımlanır. Sistemin durumları ise durum değişkeni adı verilen bir grup değişken ile belirlenmiştir. İçinde n adet durum değişkeni bulunduran bir sistem için n -boyutlu bir durum uzayına sahiptir denir.

Sistemin n adet durum değişkeni aynı zamanda durum uzayı koordinatları olarak da tanımlanabilir. Bir örnek gösterim oluşturmak ve durum uzayı modelinin gerekli tanımlarını vermek amacıyla, çok değişkenli, lineer sabit katsayılı, zaman içinde sürekli bir dinamik sistemin durum uzayı denklemlerinin vektörel olarak aşağıdaki gibi tanımlandığını varsayalım.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (5.69)$$

$$Y = CX + DU \quad (5.70)$$

Burada X durum değişkenleri vektörünü, U giriş veya kaynak vektörünü, Y çıkış vektörünü simgelemektedir. Ayrıca A sistem matrisini, B giriş matrisini, C çıkış matrisini, D ise ileri yol matrisini göstermektedir. Genel olarak, n-boyutlu bir sistemde A,B,C,D, katsayı matrisleri, sırasıyla nxn, nxr, mxn ve mxr boyutludur.

$$X^T = [X_1, X_2, \dots, X_n] \quad (5.71)$$

$$x^T = [X_1, X_2, \dots, X_n] \quad (5.72)$$

$$U^T = [U_1, U_2, \dots, U_n] \quad (5.73)$$

$$Y^T = [Y_1, Y_2, \dots, Y_n] \quad (5.74)$$

Gerçekte, (4.1) matrisel durum uzayı denklemi, birinci dereceden diferansiyel denklemlerin biraraya gelmesi ile oluşturulmuştur. Bunlardan, birinci denklem aşağıdaki gibi bir yapıya sahiptir.

$$\dot{x}_1 = (a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + \dots + a_{1n} x_n) + (b_{11} u_1 + b_{12} u_2 + \dots + b_{1r} u_r) \quad (5.75)$$

(5.42) çıkış denklemi ise, skaler cebrik denklemlerin biraraya getirilmesi ile oluşturulmuştur. Çıkış denkleminin açık ifadesinin yazılması ile bu bağıntının giriş ve durum değişkenlerinin lineer bileşimi olduğu görülebilir. Daha önce vurgulandığı gibi, şayet bir giriş ve bir çıkışlı bir sistem n. dereceden bir diferansiyel denklem ile verilebiliyorsa, bu sistem aynı zamanda n-boyutlu durum uzayı modeli ile ifade edilebilir. Sistemin durum uzayı modelinde, değişkenin kendisi ve yüksek dereceden türevleri durum değişkenleri olarak karşımıza çıkacaktır. Asenkron makina gibi, çok girişli - çok çıkışlı ve birbirleriyle ilişkili diferansiyel denklemlere sahip sistemlerin de benzer şekilde durum uzayı modelleri kurulabilir.

Bu bölümün amacı; yukarıda bahsedilen genel amaçlı durum uzayı modelini geliştirmektir.(5.63), (5.64), (5.65), (5.66) gerilim denklemleri ile (5.68) ani moment ve (5.67) hareket denkleminin birlikte düşünülmesi sonucu, asenkron makinanın beş tane durum değişkenine sahip olduğu veya başka bir deyimle asenkron makinanın beş boyutlu bir durum uzayı modeli ile ifade edilebileceği görülebilir. Yine aynı denklemlerin incelenmesi sonucu, asenkron makina (motorun) durum uzayı modelinin beş tane kaynak fonksiyonuna sahip olduğu belirlenecektir. Durum değişkenlerini denklemlerin sol yanına, kaynak veya giriş forksiyonlarını denklemlerin sağ yanına alıp, makinanın gerilim ve hareket ifadelerini yeniden düzenlersek;

$$\begin{aligned} \frac{(X_{1s} + X_m)}{\omega_t} \frac{d}{dt} i_{ds} + \frac{X_m}{\omega_t} \frac{d}{dt} i'_{dr} = -R_s i_{ds} + \frac{\omega(X_{1s} + X_m)}{\omega_t} i_{qs} \\ + \frac{\omega}{\omega_t} X_m i'_{qr} + V_{ds} \end{aligned} \quad (5.76)$$

$$\begin{aligned} \frac{(X_{1s} + X_m)}{\omega_t} \frac{d}{dt} i_{qs} + \frac{X_m}{\omega_t} \frac{d}{dt} i'_{qr} = -R_s i_{qs} - \frac{\omega(X_{1s} + X_m)}{\omega_t} i_{ds} \\ - \frac{\omega}{\omega_t} X_m i'_{dr} + V_{qs} \end{aligned} \quad (5.77)$$

$$\begin{aligned} \frac{(X'_{1r} + X_m)}{\omega_t} \frac{d}{dt} i'_{dr} + \frac{X_m}{\omega_t} \frac{d}{dt} i_{ds} = -R_s i'_{dr} + \frac{(\omega - \omega_r)(X'_{1r} + X_m)}{\omega_t} i'_{qr} \\ + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_t} X_m i_{qs} + V'_{dr} \end{aligned} \quad (5.78)$$

$$\begin{aligned} \frac{(X'_{1r} + X_m)}{\omega_t} \frac{d}{dt} i'_{qr} + \frac{X_m}{\omega_t} \frac{d}{dt} i_{qs} = -R_s i'_{qr} - \frac{(\omega - \omega_r)(X'_{1r} + X_m)}{\omega_t} i'_{dr} \\ - \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_t} X_m i_{ds} + V'_{qr} \end{aligned} \quad (5.79)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P_k \omega_t}{2H} X_m (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) - \frac{P_k \omega_t}{2H} T_y \quad (5.80)$$

Sistem denklemlerinden de görüleceği gibi; stator, rotor gerilimleri ile yük momenti giriş büyüklükleri veya kaynak fonksiyonları, stator ve rotor akımları ile makinanın rotor hızı durum değişkenleridir. Bulunması istenen diğer tüm büyüklükler, durum değişkenleri ve kaynak fonksiyonları cinsinden ifade edilebilirler başka bir deyimle bulunmak istenen diğer büyüklükler çıkış büyüklüğü adı altında, örneğin motorda endüklenen ani moment, durum değişkenleri ve kaynak fonksiyonlarının cebrik ifadeleridir. Asenkron motorun yukarıda verilen denklemlerini, durum uzayının klasik gösterimine benzeterek, ($2p = 2$) için, aşağıda verilen matrisel ifadeyi elde edebiliriz. Aşağıda verilen matrisel denklemde, durum değişkenlerinin türevlerinin önünde yer alan matris sabit katsayılar matrisidir. Bu matris ve eşitliğin sağ tarafında yer alan diğer matrisler, sol taraftaki katsayılar matrisinin tersi ile sağdan çarpılacak olursa, asenkron motorun durum uzayı modeli standart biçiminde elde edilmiş olur

Makinanın durum uzayı modelini matrisel biçimde sembolik olarak bir kez daha ifade edersek.

$$K\dot{X} = A'X + B'U \quad (5.81)$$

şeklinde dir. K, A' ve B' matrisleri ile X durum değişkenleri ve kaynak fonksiyonları daha önce tanımlanmıştı. Bu ifade de durum değişkenleri ve kaynak fonksiyonları vektörünü yeniden yazarsak;

$$X^T = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ \omega_r] \quad (5.82)$$

$$U^T = [V_{ds} \ V_{qs} \ V_{dr} \ V_{qr} \ T_y] \quad (5.83)$$

(5.82) ve (5.83) denklemlerinden kolayca görülebileceği gibi, durum değişkenleri ve kaynak fonksiyonları vektörlerinde, rotor açısal hızı dışında tüm büyüklükler, birim değerler ile ifade edilmişlerdir. Ayrıca asenkron motorun, rotorunun kısa devre olmasından ve rotordan herhangi bir elektriksel çıkış alınmamasından dolayı rotor d ve q eksenleri gerilimleri V_{dr} ve V_{qr} sıfırdır. Bu çalışmada, bundan başka asenkron motorun yüksüz veya başka bir deyimle serbest çalışması göz önüne alındığından, kaynak fonksiyonları vektöründe yaranan T_y yüksek momenti de sıfıra eşittir.

Yük momentinin sıfır alınarak asenkron motorun serbet hızlanması analizi, bu tezde incelenen makinenin özel bir çalışma halidir. Ancak gerçekte, asenkron motorun herhangi bir iş makinesini tahrik etmesi durumunda da model büyük bir değişikliğe uğramaz sadece, yük momenti veya tahrik edilen iş makinesinin yük karakteristiğinin kaynak fonksiyonuna yerleştirilmesi ile, simülasyon gerçekleştirilir. Yukarıda açıklanan özelliklerin ışığı altında, durum değişkenleri ve kaynak fonksiyonları vektörü aşağıdaki biçimde olacaktır.

$$x^T = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ \omega_r] \quad (5.84)$$

$$u^T = [V_{ds} \ V_{qs} \ 0 \ 0 \ 0] \quad (5.85)$$

(5.81) matrisel denkleminde, durum değişkenlerinin türevlerinin önünde yer alan K matrisinin tersi ile denklemin her iki yanına sağdan çarpacak olursak;

$$K^{-1} K \dot{x} = K^{-1} A'K + K^{-1} B'U$$

elde edilmiş olur. Burada önemli olan bir diğer özellikte, K katsayılar matrisinin regüler bir matris olduğudur. Gerekli matrisel işlemler yapıldıktan sonra, yukarıdaki matrisel denklem aşağıdaki hali alacaktır.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (5.86)$$

SİSTEM TANIMLAMA MATRİSİNİN İNŞASI

(1.4),(1.5), (1.6) ve (1.7) eşitlikleri, asenkron motor yük, tahrik sistemi kontrolörü,uyarma sistemi ve şebeke empedans yüklerini içeren senkron generatörün durum değişkenleri gösterilimini içerir. Bu eşitliklerden sistem tanımlama matrisi [A] şu şekilde elde edilebilir.

$$[A] = \left[\begin{array}{l} \text{eşdeğer makineyi tanımlayan} \\ \text{eşitlikler + gerilim regülatörü} \\ \text{ve governör eşitlikleri :} \\ \text{Şebeke denklemleri referans} \\ \text{eksen olarak dahil edilebilir} \end{array} \right]$$

Asenkron motor yük,
referans eksen eşitlikleri
ile uyumlu olduğu düşünülebilir.

BÖLÜM 7

BİLGİSAYAR DESTEĞİ

A matrisi oluştuktan sonra karakteristik polinom, tanımlama matrisini belirlemek için basic dilinde bir bilgisayar programı yazılabilir. Polinom karakteristik kökleri bulmak için çözülebilir. Buna ilişkin program ekte verilmiştir.



SİMÜLASYON İNCELEMESİNİN SONUÇLARI

Yukardaki işlemler dinamik ve statik yükleri besleyen iki paralel generatör içeren bağımsız bir güç istasyonuna uygulanmıştır.

Çalışan sistemin rölatif kararlılığı hakkında karşılaştırmalı bilgi, yükleme koşulları değişirken, azdeğerlerin değişimi nokta nokta çizilerek elde edilebilir. Özdeğerler, bu değişim olurken kaydedilir. Karakteristik denklemlerin kökleri, kritik kompleks değerler çiftleri içerir.

Bu köklerin reel kısmının işareti, bir osilasyon durumunda, sistemin kararsız hale gelmesiyle pozitifte dönüşebilir.

SİSTEM ÇALIŞIRKEN, KARARLILIK BÖLGELERİNİN TANIMLANMASI :

İlk olarak asenkron yükü besleyen tekil bir senkron generator düşünülmüştür. Yük koşulları değişirken köklerin değişim bölgesi çizilmiştir.

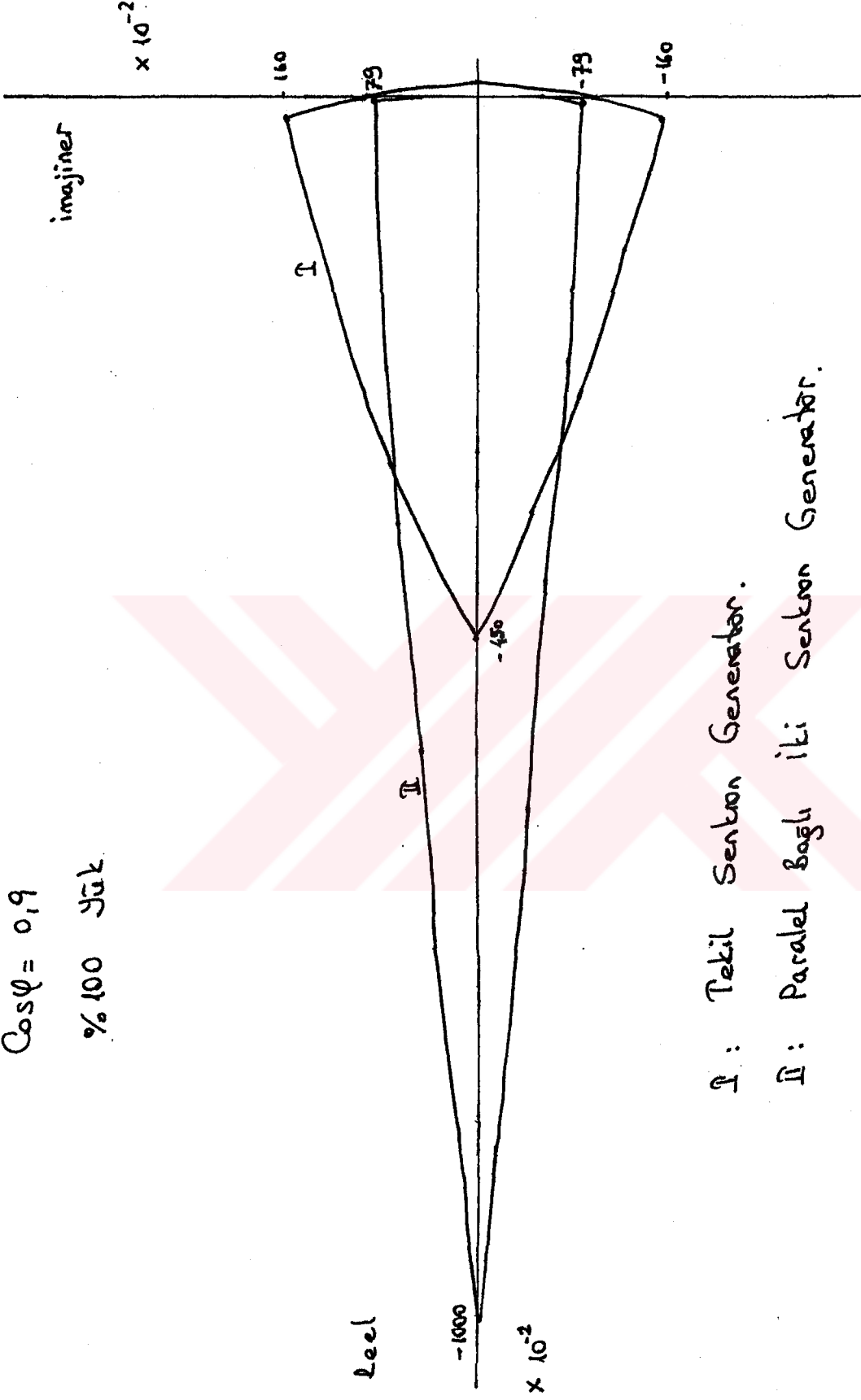
İkinci olarak, asenkron motor yük paralel bağlı iki senkron generatore uygulanmıştır. Yine yük koşulları değişirken kritik köklerin değişimi elde edilmiştir.

Bu eğriler üstüste çizildiğinde, kritik köklerin sol yarı düzleme doğru kayarak, kararlı bölgeye girdiği, böylece osilasyon azaltarak sistemin kararlılığını artırdığı görülebilir. Şekil (9.1)

Sistemin kararlı çalışma bölgeleri, herbir olası yük durumu için özdeğerlerini inceleyerek belirlenebilir. Kararlı çalışma koşullarını tanımlayan bölge/ güç ve yükün güç faktörüne bağlı olarak çizilebilir.

Kararlı iki bölgenin şekli tablo 1'de verilmiştir. Bunların ilki tekil generatör sistemi gösterir ikincisi *A.M.* yükü besleyen paralel generatörler içindir. Tablolardan, paralel çalışmanın kararlılık sınırını artırdığı (büyüttüğü) ve tekil bir generatörle ulaşılamayan belirli yükler altında çalışmaya izin verdiği görülebilir. (düşük faktörlü yüklerde olduğu gibi)

$\cos\phi = 0,9$
%100 yük



I : Tekil Senkron Generator.

II : Paralel Bağlı İki Senkron Generator.

Sekil 9.1 sistemin kritik özdeğerleri

BÖLÜM 10

YÜKSEK KAPASİTELİ ASENKRON MOTOR ETKİSİ

225 KW asenkron motor yükü için düşünülmüştür. İnceleme, sistemin çok sınırlı bir bölge dışında kararlı olmayacağını gösterir. Tekil generatör için ise hiçbir kararlı çalışma bölgesi yoktur.



SONUÇ

Durum uzayı yaklaşımı, paralel bağlı senkron generatörlerin dinamik kararlılığını incelemek için uyarlanmıştır. Kararlı bölgelerin çizimi tekil ve paralel generatörlerin karşılaştırmasına yardımcı olmuştur. Paralel çalışma kararlılık bölgesini genişletir. Kararlılık sınırındaki bu artış eşdeğer reaktans küçülürken, eşdeğer eylemsizliğin büyümesi gerçeği ile açıklanır. Paralel çalışma aynı zamanda, tekil makinanın çalışmayacağı düşük güç faktörlerinde çalışma imkanı verir. Kararlılık bölgeleri çizelgesi, operatöre generatörlerinin kararlı çalışma bölgelerinde çalışması için yardımcı olur.

Yüksek kapasiteli gücü üretim birimininki ile karşılaştırılabilir asenkron motorların, gerek tekil generatör birimlerinden beslenmesi tavsiye edilmez.

KAYNAKLAR

- [1] J.H. Wilkinson, "The Algebraic Eigenvalue Problem" Oxford University Press, London, 1965, pp. 619-637.
- [2] John M. Undrill "Dynamic stability calculations of an arbitrary number of interconnected synchronous machines " IEEE Trans. Vol. PAS - 87. 3, PP. 835-844, March 1968.
- [3] M.K. Pal. "State-space representation of multi-machine power system" IEEE paper C. 74, 396-8 presented at the summer power meeting, Anaheim, Calif., 1974.
- [4] M.A. Laughton "Matrix analysis of dynamic stability in synchronous multi-machine systems". Proc. IEE (London), Vol. 113, PP. 325-336, Feb. 1966.
- [5] Edward Wilson Kimbark, Sc. D. "Power system stability, Vol. 1, Elements of stability calculations" John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967.
- [6] P.M. Anderson, A.A. Fouad. "Power System Control and stability". The Iowa State University Press 1981.
- [7] M.L. James, G.M. Smith, J.C. Wolford "Applied Numerical Methods for Digital Computation with FORTRAN and CSMP". Second edition, Thomas Y. Crowell, Harper & Row Publishers, 1977.
- [8] D.S. Brereton, D.G. Lewis, C.C. Young "Representation of induction motor loads during power system stability studies". AIEE Trans. Vol. 76, Part III, PP. 451-461, August 1957.
- [9] S.R. Salem "Stability of interconnected synchronous generators feeding dynamic loads". M. Sc. Thesis, Ain Shams University, Cairo , Sept. 1986.
- [10] TACER, M.E., "Enerji Sistemlerinde Kararlılık" İ.T.Ü. Elektrik Fakültesi Yayını, 1990.
- [11] TACER, M.E., "İki Uygarmalı Senkron Makinanın Kararlılığı ve Analizi", Doktora Tezi İ.T.Ü. Elektrik Fakültesi Yayını, 1977.

- [12] SARIOĞLU, M.K., "Elektrik Makinalarının Temelleri I", İ.T.Ü. Elektrik - Elektronik Fakültesi Yayını, 1984.
- [13] SARIOĞLU, M.K., "Elektrik Makinalarının Temelleri III", İ.T.Ü. Elektrik - Elektronik Fakültesi Yayını, 1977.
- [14] KRAUSE, P.C., THOMAS, C.H., "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Trans. PAS-84, No.11, pp.1053-1083, 1965
- [15] WASYNCHUK, D., KRAUSE, P.C., "Theory and Comparison of Reduced Order models of Induction Machines", IEEE Trans. PAS-104, pp. 598-606, No.3, March 1985.
- [16] KRAUSE, P.C., MURDOCH, A., "Simplified Representations of Induction Machine Dynamics", C 75 133-6, IEEE PES Winter Meeting, New York, January 1975.
- [17] STERN, R., NOVOTNY, D.W., "A Simplified Approach to The Determination of Induction Machine Dynamic Response", IEEE Trans. PAS- 97, No.4, pp.1430-1439, July-August 1978.
- [18] ALEXANDROVITZ, A., KATZ, D., "Analysis of Transient Phenomena in Three, Phase Induction Motor Represented in Phase Axes by Digital Simulation", Electric Machines and Electromechanics, Vol. 7, No.4, pp.305-324, July-August 1982.
- [19] DE SARKAR, A.K., BERG, G.J. "Digital Simulation of Three-Phase Induction Motors", IEEE Trans. PAS-89, No.6, pp. 1031-1037, July-August 1970.
- [20] MAHMOUD, A.M.A., MENZIES, R.W., "A Complete Time Domain Model of the Induction Motor for Efficiency Evaluation", IEEE Trans., Vol. EC-1, pp.68-75, No. 1, March 1986.
- [21] LAVERS, J.D., CHEUNG, R.W.Y., "A Software Package for the Steady State and Dynamic Simulation of Induction motor Drives", IEEE Trans., Vol. PWRD-1, pp.167-173, No.2, May 1986.
- [22] LIPO, T.A., PLUNKETT A.B., "A Novel Approach to Induction Motor Transfer Function" IEEE Trans., PAS-93, No.5, pp.1410-1418, September- October 1974.

- [23] LIPO, T.A., PLUNKETT A.B., "A Novel Approach to Induction Motor Transfer Function" IEEE Trans., PAS-92, No.2, pp.441-449,1973,
- [24] BOWLER, P., NIR B., "Steady State Stability Criterion for Induction Motors", IEEE Proc., Vol. 121, pp. 663-667, No.7, 1974.
- [25] J.H. Wilkinson, "The Algebraic Eigenvalue Problem" Oxford University Press, London, 1965, pp. 619-637.
- [26] Pender Del Mar. "Electrical Engineers handbook, Electric Power "Fourth Edition. Wiley Engineering Handbook Series.



Ek

1- Sistem Verileri

A.M. D EKSENI ROTOR GERİLİMİ VDRØ= Ø
A.M. Q EKSENI ROTOR GERİLİMİ VQRØ= Ø
A.M. STATOR REAKTANSI X1S= .Ø11
A.M. MIKNATISLANMA REAKTANSI XM= .Ø165
A.M. ROTOR REAKTANSI X1R= .Ø11
A.M. STATOR DİRENCİ RS= .ØØ52
A.M. ROTOR DİRENCİ RR= .ØØØ52
A.M. KAYMA SØ .Ø3
A.M. CİFT KUTUP SAYISI P1= 1
A.M. TEMEL ACISAL HIZI WT= 314 225 kW
A.M. ROTOR Q EKSENI AKIMI IQRØ= .625
A.M. ROTOR D EKSENI AKIMI IDRØ= .625
A.M. STATOR D EKSENI AKIMI IDØ
A.M. STATOR Q EKSENI AKIMI IQØ
A.M. ENERJİ ZAMAN SABİTİ H= .5624
S.M. D EKSENI KACAK REAKTANSI XDS= 2.Ø78
S.M. D EKSENI REAKTANSI XAD= .195
S.M. Q EKSENI KACAK REAKTANSI XQS= .Ø8
S.M. Q EKSENI REAKTANSI XAQ= .98
S.M. UYARMA SARGISI REAKTANSI XFD= .1242
S.M. AMORTİSOR SARGISI D EKSENI KACAK REAKTANSI XD1S= .Ø783
S.M. AMORTİSOR SARGISI Q EKSENI KACAK REAKTANSI XQ1S= .189
S.M. STATOR DİRENCİ R= .ØØ2
S.M. UYARMA SARGISI DİRENCİ RFD= .ØØ28
S.M. AMORTİSOR SARGISI D EKSENI DİRENCİ RD1= .1
S.M. AMORTİSOR SARGISI Q EKSENI DİRENCİ RQ1= .8
S.M. UYARMA SARGISI AKIMI IFDØ= 1
S.M. AMORTİSOR SARGISI Q EKSENI AKIMI IQ1Ø= .6
S.M. AMORTİSOR SARGISI D EKSENI AKIMI ID1Ø= .6
S.M. YÜK ACISI DØ= .1
S.M. CİFT KUTUP SAYISI P= 1
S.M. EYLEMSİZLİK SABİTİ J= 2.4
S.M. ACISAL HIZ WØ= 1
S.M. AMORTİSOR SABİTİ D= 5
S.M. D EKSENI KACAK AKISI PSDØ= .7
S.M. Q EKSENI KACAK AKISI PSQØ= .65 1.25 MVA
S.M. D EKSENI GERİLİMİ VDØ= .98
S.M. Q EKSENI GERİLİMİ VQØ= .97

$$\begin{bmatrix} \Delta v_D \\ \Delta v_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \delta & \cos \delta \\ -\cos \delta & \sin \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -v_Q \\ v_D \end{bmatrix} [\Delta \delta]$$

2- ASENKRON MOTOR YÜK, SENKRON GENERATÖR VE REFERANS EKSEN ARASINDAKİ İLİŞKİ

3- Sistemin Özdeğerlerini Hesaplayan Program

```

10 CLS : CLEAR
20 PRINT "BİR S.M. İCİN 1, İKİ S.M. İCİN 2 GİR": INPUT OPTI
30 IF OPTI = 1 THEN 60
40 RESTORE 4180
50 GOTO 70
60 RESTORE 4190
70 N = 10: Z = 0: EPSE = 9.999999999999999D-30: PIF = 3.14159265E
80 DIM GE(N + 1, N + 1): DIM EE(N + 1, N + 1): DIM AE(N + 1, N + 1):
  DIM BE(N + 1, N + 1): DIM UE(N + 1, N + 1): DIM DE(N + 1, N + 1):
  DIM FE(N + 1, N + 1): DIM PGE(N + 1): DIM PSE(N + 1)
90 PRINT "A.M. D EKSENI ROTOR GERİLİMİ VDRO="; : READ VDRO: PRINT VDRO
100 PRINT "A.M. Q EKSENI ROTOR GERİLİMİ VQRO="; : READ VQRO: PRINT VQRO
110 PRINT "A.M. STATOR REAKTANSI X1S="; : READ X1S: PRINT X1S
120 PRINT "A.M. MIKNATISLANMA REAKTANSI XM="; : READ XM: PRINT XM
130 PRINT "A.M. ROTOR REAKTANSI X1R="; : READ X1R: PRINT X1R
140 PRINT "A.M. STATOR DIRENCİ RS="; : READ RS: PRINT RS
150 PRINT "A.M. ROTOR DIRENCİ RR="; : READ RR: PRINT RR
155 PRINT "A.M. KAYMA SO=";
160 PRINT "A.M. KAYMA SO="; : INPUT SO: PRINT SO
170 PRINT "A.M. CİFT KUTUP SAYISI P1="; : READ P1: PRINT P1
180 PRINT "A.M. TEMEL ACISAL HIZI WT="; : READ WT: PRINT WT
185 PRINT "A.M. ROTOR Q EKSENI AKIMI IQRO=";
190 PRINT "A.M. ROTOR Q EKSENI AKIMI IQRO="; : INPUT IQRO: PRINT IQRO
195 PRINT "A.M. ROTOR D EKSENI AKIMI IDRO=";
200 PRINT "A.M. ROTOR D EKSENI AKIMI IDRO="; : INPUT IDRO: PRINT IDRO
205 PRINT "A.M. STATOR D EKSENI AKIMI IDO=";
210 PRINT "A.M. STATOR D EKSENI AKIMI IDO="; : INPUT IDO: PRINT IDO
215 PRINT "A.M. STATOR Q EKSENI AKIMI IQO=";
220 PRINT "A.M. STATOR Q EKSENI AKIMI IQO="; : INPUT IQO: PRINT IQO
230 PRINT "A.M. ENERJİ ZAMAN SABİTİ H="; : READ H: PRINT H
240 PRINT "S.M. D EKSENI KAKAK REAKTANSI XDS="; : READ XDS: PRINT XDS
250 PRINT "S.M. D EKSENI REAKTANSI XAD="; : READ XAD: PRINT XAD
260 PRINT "S.M. Q EKSENI KAKAK REAKTANSI XQS="; : READ XQS: PRINT XQS
270 PRINT "S.M. Q EKSENI REAKTANSI XAQ="; : READ XAQ: PRINT XAQ
280 PRINT "S.M. UYARMA SARGISI REAKTANSI XFD="; : READ XFD: PRINT XFD
290 PRINT "S.M. AMORTİSOR SARGISI D EKSENI KAKAK REAKTANSI XD1S=";
  : READ XD1S: PRINT XD1S
300 PRINT "S.M. AMORTİSOR SARGISI Q EKSENI KAKAK REAKTANSI XQ1S=";
  : READ XQ1S: PRINT XQ1S
310 PRINT "S.M. STATOR DIRENCİ R="; : READ R: PRINT R
320 PRINT "S.M. UYARMA SARGISI DIRENCİ RFD="; : READ RFD: PRINT RFD
330 PRINT "S.M. AMORTİSOR SARGISI D EKSENI DIRENCİ RD1="; : READ RD1
340 PRINT "S.M. AMORTİSOR SARGISI Q EKSENI DIRENCİ RQ1="; : READ RQ1
345 PRINT "S.M. UYARMA SARGISI AKİMİ IFDO=";
350 PRINT "S.M. UYARMA SARGISI AKİMİ IFDO="; : INPUT IFDO: PRINT IFDO

```

```

360 PRINT "S.M. AMORTISOR SARGISI Q EKSENI AKIMI IQ10="; : READ IQ10
370 PRINT "S.M. AMORTISOR SARGISI D EKSENI AKIMI ID10="; : READ ID10
375 PRINT "S.M. YUK ACISI DO=";
380 PRINT "S.M. YUK ACISI DO="; : INPUT DO: PRINT DO
390 PRINT "S.M. CIFT KUTUP SAYISI P="; : READ P: PRINT P
400 PRINT "S.M. EYLEMSIZLIK SABITI J="; : READ J: PRINT J
410 PRINT "S.M. ACISAL HIZ WO="; : READ WO: PRINT WO
420 PRINT "S.M. AMORTISOR SABITI D="; : READ D: PRINT D
430 PRINT "S.M. D EKSENI KACAK AKISI PSDO="; : READ PSDO: PRINT PSDO
440 PRINT "S.M. Q EKSENI KACAK AKISI PSQO="; : READ PSQO: PRINT PSQO
450 PRINT "S.M. D EKSENI GERILIMI VDO="; : READ VDO: PRINT VDO
460 PRINT "S.M. Q EKSENI GERILIMI VQO="; : READ VQO: PRINT VQO
470 REM ***** VERILER BITTI *****
480 AE(1, 1) = ((X1S + XM) * SIN(DO)) / WT + (XDS + XAD)
490 AE(1, 2) = (X1S + XM) / WT * COS(DO)
500 AE(1, 3) = -XAD
510 AE(1, 4) = -XAD
520 AE(1, 5) = 0
530 AE(1, 6) = XM / WT * SIN(DO)
540 AE(1, 7) = XM / WT * COS(DO)
550 AE(1, 8) = 0
560 AE(1, 9) = 0
570 AE(1, 10) = 0
580 AE(2, 1) = -(X1S + XM) / WT * COS(DO)
590 AE(2, 2) = (X1S + XM) / WT * SIN(DO) - (XQS + XAQ)
600 AE(2, 3) = 0
610 AE(2, 4) = 0
620 AE(2, 5) = XAQ
630 AE(2, 6) = -XM / WT * COS(DO)
640 AE(2, 7) = XM / WT * SIN(DO)
650 AE(2, 8) = 0
660 AE(2, 9) = 0
670 AE(2, 10) = 0
680 AE(3, 1) = -XAD
690 AE(3, 2) = 0
700 AE(3, 3) = XFD + XAD
710 AE(3, 4) = 0
720 AE(3, 5) = 0
730 AE(3, 6) = 0
740 AE(3, 7) = 0
750 AE(3, 8) = 0
760 AE(3, 9) = 0
770 AE(3, 10) = 0
780 AE(4, 1) = -XAD
790 AE(4, 2) = 0

```

```

1240 AE(8, 7) = 0
1250 AE(8, 8) = J / P
1260 AE(8, 9) = 0
1270 AE(8, 10) = 0
1280 AE(9, 1) = 0
1290 AE(9, 2) = 0
1300 AE(9, 3) = 0
1310 AE(9, 4) = 0
1320 AE(9, 5) = 0
1330 AE(9, 6) = 0
1340 AE(9, 7) = 0
1350 AE(9, 8) = 0
1360 AE(9, 9) = -1 / P
1370 AE(9, 10) = 0
1380 AE(10, 1) = 0
1390 AE(10, 2) = 0
1400 AE(10, 3) = 0
1410 AE(10, 4) = 0
1420 AE(10, 5) = 0
1430 AE(10, 6) = 0
1440 AE(10, 7) = 0
1450 AE(10, 8) = 0
1460 AE(10, 9) = 0
1470 AE(10, 10) = -2 * H / P1
1480 BE(1, 1) = R + RS * SIN(DO) + (X1S + XM) * COS(DO)
1490 BE(1, 2) = RS * COS(DO) - (X1S + XM) * SIN(DO) - (XQS + XAQ) * WO
1500 BE(1, 3) = 0
1510 BE(1, 4) = 0
1520 BE(1, 5) = XAQ * WO
1530 BE(1, 6) = (1 - SO) * XM * COS(DO)
1540 BE(1, 7) = -(1 - SO) * XM * SIN(DO)
1550 BE(1, 8) = -((XQS + XAQ) * IQO + XAQ * IQ10)
1560 BE(1, 9) = -VQO
1570 BE(1, 10) = ((X1S + XM) * IQO + XM * IQRO) * SIN(DO) - ((X1S + XM
* IDØ + XM * IDRØ) * COS(DØ)
1580 BE(2, 1) = (XDS + XAD) * WO + (1 - SO) * (X1S + XM) * SIN(DO) - R
* COS(DØ)
1590 BE(2, 2) = R + RS * SIN(DO) + (1 - SO) * (X1S + XM) * COS(DO)
1600 BE(2, 3) = -XAD * WO
1610 BE(2, 4) = -XAD * WO
1620 BE(2, 5) = 0
1630 BE(2, 6) = (1 - SO) * XM * SIN(DO)
1640 BE(2, 7) = (1 - SO) * XM * COS(DO)
1650 BE(2, 8) = -((XAD * ID10 + XAD * IFDO - (XDS + XAD) * IDO))
1660 BE(2, 9) = VDO
1670 BE(2, 10) = -((X1S + XM) * IDO + XM * IDRO) * SIN(DO) + ((X1S + XM
* IQØ + XM * IQRØ) * COS(DØ)
1680 BE(3, 1) = 0

```

```

1690 BE(3, 2) = 0
1700 BE(3, 3) = RFD
1710 BE(3, 4) = XAD
1720 BE(3, 5) = 0
1730 BE(3, 6) = 0
1740 BE(3, 7) = 0
1750 BE(3, 8) = 0
1760 BE(3, 9) = 0
1770 BE(3, 10) = 0
1780 BE(4, 1) = 0
1790 BE(4, 2) = 0
1800 BE(4, 3) = 0
1810 BE(4, 4) = RD1
1820 BE(4, 5) = 0
1830 BE(4, 6) = 0
1840 BE(4, 7) = 0
1850 BE(4, 8) = 0
1860 BE(4, 9) = 0
1870 BE(4, 10) = 0
1880 BE(5, 1) = 0
1890 BE(5, 2) = 0
1900 BE(5, 3) = 0
1910 BE(5, 4) = 0
1920 BE(5, 5) = RQ1
1930 BE(5, 6) = 0
1940 BE(5, 7) = 0
1950 BE(5, 8) = 0
1960 BE(5, 9) = 0
1970 BE(5, 10) = 0
1980 BE(6, 1) = -XM * SO * COS(DO)
1990 BE(6, 2) = XM * SO * SIN(DO)
2000 BE(6, 3) = 0
2010 BE(6, 4) = 0
2020 BE(6, 5) = 0
2030 BE(6, 6) = RR * SIN(DO) - (X1R + XM) * SO * COS(DO)
2040 BE(6, 7) = RR * COS(DO) - (X1R + XM) * SO * SIN(DO)
2050 BE(6, 8) = 0
2060 BE(6, 9) = -VQRO
2070 BE(6, 10) = ((X1R + XM) * IDRO + XM * IDO) * COS(DO) + ((X1R + XI
                * IQRO + XM * IQO) * SIN(DO)
2080 BE(7, 1) = -X1R * SO * SIN(DO)
2090 BE(7, 2) = -XM * SO * COS(DO)
2100 BE(7, 3) = 0
2110 BE(7, 4) = 0
2120 BE(7, 5) = 0
2130 BE(7, 6) = -((X1R + XM) * SO * SIN(DO) + RR * COS(DO))

```

```

2140 BE(7, 7) = RR * SIN(DO) + (X1R + XM) * SO * COS(DO)
2150 BE(7, 8) = 0
2160 BE(7, 9) = VDRO
2170 BE(7, 10) = ((X1R + XM) * IDRO + XM * IDO) * SIN(DO) - ((X1R + XM)
      * IQRO + XM * IQO) * COS(DO)
2180 BE(8, 1) = P * (PSQO + (XAQ + XQS) * IQO)
2190 BE(8, 2) = P * (PSDO + (XDS + XAD) * IDO)
2200 BE(8, 3) = P * XAD
2210 BE(8, 4) = P * XAD * IQO
2220 BE(8, 5) = -P * XAQ * IDO
2230 BE(8, 6) = 0
2240 BE(8, 7) = 0
2250 BE(8, 8) = D / P
2260 BE(8, 9) = 0
2270 BE(8, 10) = 0
2280 BE(9, 1) = 0
2290 BE(9, 2) = 0
2300 BE(9, 3) = 0
2310 BE(9, 4) = 0
2320 BE(9, 5) = 0
2330 BE(9, 6) = 0
2340 BE(9, 7) = 0
2350 BE(9, 8) = 1
2360 BE(9, 9) = 0
2370 BE(9, 10) = 0
2380 BE(10, 1) = -XM * IQRO
2390 BE(10, 2) = XM * IDRO
2400 BE(10, 3) = 0
2410 BE(10, 4) = 0
2420 BE(10, 5) = 0
2430 BE(10, 6) = XM * IQO
2440 BE(10, 7) = XM * IDO
2450 BE(10, 8) = 0
2460 BE(10, 9) = 0
2470 BE(10, 10) = 0
2480 REM FOR I=1 TO N
2490 REM FOR J=1 TO N
2500 REM PRINT AE(I,J); " ";
2510 REM NEXT J:PRINT:NEXT I
2520 REM FOR I=1 TO N
2530 REM FOR J=1 TO N
2540 REM PRINT BE(I,J); " ";
2550 REM NEXT J:PRINT:NEXT I
2560 REM *****BURAYA KADAR*****
2570 DETE = 1
2580 FOR I = 1 TO N

```

```
2590 FIVE = 0
2600 FOR J = 1 TO N
2610 IF G(J) = 1 THEN 2700
2620 FOR K = 1 TO N
2630 IF G(K) > 1 THEN 3150
2640 IF G(K) = 1 THEN 2690
2650 IF FIVE >= ABS(AE(I, J)) THEN 2690
2660 SA = J
2670 KD = K
2680 FIVE = ABS(AE(J, K))
2690 NEXT K
2700 NEXT J
2710 G(KD) = G(KD) + 1
2720 E(I) = SA: F(I) = KD
2730 IF SA = KD THEN 2800
2740 DETE = -DETE
2750 FOR J = 1 TO N
2760 KGE = AE(SA, J)
2770 AE(SA, J) = AE(KD, J)
2780 AE(KD, J) = KGE
2790 NEXT J
2800 PIVOTE = AE(KD, KD)
2810 DETE = DETE * PIVOTE
2820 AE(KD, KD) = 1
2830 FOR J = 1 TO N
2840 AE(KD, J) = AE(KD, J) / PIVOTE
2850 NEXT J
2860 FOR J = 1 TO N
2870 IF J = KD THEN 2930
2880 SIE = AE(J, KD)
2890 AE(J, KD) = 0
2900 FOR K = 1 TO N
2910 AE(J, K) = AE(J, K) - AE(KD, K) * SIE
2920 NEXT K
2930 NEXT J
2940 NEXT I
2950 FOR I = 1 TO N
2960 K = N + 1 - I
2970 IF E(K) = F(K) THEN 3050
2980 SA = E(K)
2990 KD = F(K)
3000 FOR J = 1 TO N
3010 KDE = AE(J, SA)
3020 AE(J, SA) = AE(J, KD)
3030 AE(J, KD) = KDE
```

```

3040 NEXT J
3050 NEXT I
3060 GOTO 3170
3070 PRINT "A MATRISININ INVERSI"
3080 FOR I = 1 TO N
3090 FOR J = 1 TO N
3100 REM PRINT A(I,J); " ";
3110 NEXT J: PRINT : NEXT I
3120 GOTO 3220
3130 PRINT "KATSAYILAR MATRISI ZAYIF veya TEKILDIR"
3140 STOP
3150 PRINT "KATSAYILAR MATRISI TEKILDIR"
3160 GOTO 3140
3170 FOR I = 1 TO N
3180 IF G(I) <> 1 THEN 3150
3190 NEXT I
3200 IF ABS(DETE) < 1E-12 THEN 3130
3210 GOTO 3070
3220 FOR I = 1 TO N
3230 FOR J = 1 TO N
3240 G(I, J) = A(I, J)
3250 A(I, J) = 0
3260 NEXT J
3270 NEXT I
3280 REM ***** MATRIS CARPIMI *****
3290 FOR I = 1 TO N
3300 FOR J = 1 TO N
3310 FOR K = 1 TO N
3320 B(I, J) = B(I, J) + G(I, K) * E(K, J)
3330 NEXT K: B(I, J) = -B(I, J)
3340 NEXT J
3350 NEXT I: PRINT "IKI MATRISIN CARPIMI....": PRINT
3360 FOR I = 1 TO N
3370 FOR J = 1 TO N
3380 A(I, J) = B(I, J): REM PRINT B(I,J); " ";
3390 NEXT J: PRINT
3400 NEXT I
3410 REM ***** P *****
3420 TE = 0: Z = Z + 1: PGE(1) = (-1)
3430 FOR I = 1 TO N
3440 TE = TE + A(I, I) / Z
3450 U(I, I) = 1
3460 NEXT I
3470 PGE(Z + 1) = TE: IF Z = N + 1 THEN 3790
3480 REM ***** P*U(I,J) OLUSTURMA *****

```

```

3490 FOR I = 1 TO N
3500 UE(I, I) = PGE(Z + 1) * UE(I, I)
3510 NEXT I
3520 REM ***** D(I,J) MATRISI *****
3530 FOR I = 1 TO N
3540 FOR J = 1 TO N
3550 DE(I, J) = AE(I, J) - UE(I, J)
3560 NEXT J
3570 NEXT I
3580 FOR I = 1 TO N
3590 FOR J = 1 TO N
3600 IF ABS(DE(I, J)) > .000001 THEN 3640
3610 NEXT J
3620 NEXT I
3630 GOTO 3790
3640 REM ***** MATRIS CARPIMI *****
3650 FOR I = 1 TO N
3660 FOR J = 1 TO N
3670 FOR K = 1 TO N
3680 FE(I, J) = FE(I, J) + BE(I, K) * DE(K, J)
3690 NEXT K
3700 NEXT J
3710 NEXT I
3720 FOR I = 1 TO N
3730 FOR J = 1 TO N
3740 AE(I, J) = FE(I, J)
3750 FE(I, J) = 0
3760 NEXT J
3770 NEXT I: PRINT
3780 GOTO 3410
3790 REM ***** KATSAYILI POLINOM *****
3800 PRINT "F(L)=";
3810 FOR I = 1 TO N + 1
3820 PRINT PGE(I); "L"; "^"; N - I + 1; " + ";
3830 NEXT I: PRINT
3840 PRINT "      KATSAYILAR      "
3850 FOR I = 1 TO N + 1: PRINT PGE(I); " "; : NEXT I: PRINT : PRINT
3860 PRINT "      REEL      IMAJINER": PRINT
3870 REM ***** POLINOM COZUMU *****
3880 DIM MSE(N + 1): DIM MRE(N + 1): DIM RGE(N + 1): DIM RSE(N + 1)
3890 NDER = N: N1 = N + 1
3900 RGE(1) = PGE(1)
3910 RSE(1) = PSE(1)
3920 CSE(1) = PSE(1)
3930 CGE(1) = PGE(1)

```

```

3940 FOR KOK = 1 TO N
3950 XE = OE: YE = 1E
3960 FOR I = 2 TO N1
3970 RGE(I) = PGE(I) + RGE(I - 1) * XE - RSE(I - 1) * YE
3980 RSE(I) = PSE(I) + RGE(I - 1) * YE + RSE(I - 1) * XE
3990 NEXT I
4000 FOR I = 2 TO N
4010 CGE(I) = RGE(I) + CGE(I - 1) * XE - CSE(I - 1) * YE
4020 CSE(I) = RSE(I) + CGE(I - 1) * YE + CSE(I - 1) * XE
4030 NEXT I
4040 PYDE = (CGE(N)) ^ 2 + (CSE(N)) ^ 2
4050 XE = XE - (RGE(N1) * CGE(N) + RSE(N1) * CSE(N)) / PYDE
4060 YE = YE + (RGE(N1) * CSE(N) - RSE(N1) * CGE(N)) / PYDE
4070 IF (RGE(N1) ^ 2 + RSE(N1) ^ 2 - EPSF) < 0 THEN 4100
4080 IF (RGE(N1) ^ 2 + RSE(N1) ^ 2 - EPSF) = 0 THEN 4100
4090 IF (RGE(N1) ^ 2 + RSE(N1) ^ 2 - EPSF) > 0 THEN 3960
4100 N1 = N1 - 1
4110 N = N - 1
4120 FOR I = 2 TO N1
4130 PGE(I) = RGE(I): PSE(I) = RSE(I)
4140 NEXT I
4150 PRINT "KOK="; KOK; " "; XE; " "; YE
4160 NEXT KOK: PRINT : PRINT IDO, IQO
4170 STOP: GOTO 10
4180 DATA .00,.0,.011,0.0745,.011,.0052,.00052,1,314,1.1248,.039,1.
.062,.039,.094,.001,.0014,.05,.4,.60,.60,1,4.8,1,10,.7,.65,.98,.97
4190 DATA .00,.0,.011,.0745,.011,.0052,.00052,1,314,.5624,.078,2.18
42,.0783,.189,.002,.0028,.1,.8,.6,.6,1,2.4,1,5,.5,.4,.98,.97
4200 PRINT "PROGRAM SONU"

```

,1095,0.4,0.49,

2.189,0.08,.98,.12

4- Sistemin Özdeğerleri

TEKİL SENKRON GENERATOR

 $\cos\phi = 0,9$

	Reel	İmajiner		Reel	İmajiner
1.	- 0,29	0	-	0,277	0
2.	- 0,4945	0,79	-	0,5	- 0,96
3.	- 9,99	0	-	10	0
4.	- 13,28	0	-	0,5	0,96
5.	- 0,4945	- 0,79	-	14,18	0
6.	- 80,00	0	-	80,00	0
7.	1,10	0	-	1,11	0
8.	- 17,99	160,57	-	18,62	160,40
9.	- 17,99	-160,57	-	18,62	-160,40
10.	-468,11	0	-	465,90	0
(%10 Yük)			(%20 Yük)		

	Reel	İmajiner		Reel	İmajiner
1.	- 0.28	0	-	.28	0
2.	1.12	0	-	.5	- 1.22
3.	- 10	0	-	10	0
4.	- .5	1.1	-	1.14	0
5.	- 15	0	-	16	0
6.	- 80	0	-	80	0
7.	- .5	- 1.1	-	.5	- 1.22
8.	- 19.23	160.25	-	19.8	160.1
9.	- 19.23	-160.25	-	19.8	-160.1
10.	-463.8	0	-	461.7	0
(%30 Yük)			(%40 Yük)		

tablo 1

	Reel	İmajiner
1.	- .278	0
2.	- .53	- 1.33
3.	- 10	0
4.	- .53	1.33
5.	- 16.96	0
6.	- 80	0
7.	1.1	0
8.	- 20.4	159.8
9.	- 20.4	-159.8
10.	-459.6	0

(%50 Yük)

	Reel	İmajiner
-	.28	0
-	.53	- 1.4
-	9.9	0
-	.53	1.4
-	17.93	0
-	80	0
	1.18	0
-	20.89	159.56
-	20.89	-159.56
-	457.66	0

(%60 Yük)

	Reel	İmajiner
1.	- .28	0
2.	- .55	- 1.53
3.	- 10	0
4.	- .55	1.53
5.	- 18.9	0
6.	- 80	0
7.	1.20	0
8.	- 21.39	159.27
9.	- 21.39	-159.27
10.	-455.68	0

(%70 Yük)

	Reel	İmajiner
-	.28	0
	1.22	0
-	10	0
-	.55	1.62
-	19.9	0
-	80	0
-	.55	- 1.62
-	21.86	158.95
-	21.86	-158.95
-	453.75	0

(%80 Yük)

	Reel	İmajiner		Reel	İmajiner
1.	- .28	0	-	.28	0
2.	1.2	0	-	.58	1.78
3.	- 10	0	-	10	0
4.	- .54	- 1.77	-	21.97	0
5.	- 21.45	0	-	.58	- 1.78
6.	- 80	0	-	80	0
7.	- .54	1.77		1.26	0
8.	- 22.48	158.4	-	22.71	158.2
9.	- 22.48	-158.4	-	22.71	-158.2
10.	-450.9	0	-	449.9	0
	(%90 Yük)			(%100 Yük)	

PARALEL BAĞLI İKİ SENKRON GENERATOR				$\cos\phi = 0,9$	
	Reel	İmajiner		Reel	İmajiner
1.	- 5.2	78.97	-	5.09	78.95
2.	- .64	.86	-	.79	1
3.	- .64	- .86	-	.01	0
4.	- 5	0	-	5	0
5.	- .1	0	-	.79	- 1
6.	- 18.3	0	-	18.75	0
7.	1.43	0		1.03	0
8.	- 40	0	-	40	0
9.	- 5.2	- 78.97	-	5.09	- 78.95
10.	-988.51	0	-	988.29	0
	(%10 Yük)			(%20 Yük)	

	Reel	İmajiner
1.	- 4.96	79
2.	- 2.61	0
3.	.41	0
4.	- 4.69	0
5.	- .01	1.98
6.	- 19.1	0
7.	- .01	- 1.98
8.	- 40	0
9.	- 4.96	- 79
10.	-988.19	0

(%30 Yük)

	Reel	İmajiner
-	4.83	79.01
-	1.07	1.558
-	1.07	- 1.558
-	5.07	0
-	1.13	.64
-	19.53	0
-	1.13	- .64
-	40	0
-	4.83	- 79.01
-	-988.04	0

(%40 Yük)

	Reel	İmajiner
1.	- 4.7	79.02
2.	- 2	0
3.	- .98	0
4.	- 4.84	0
5.	- .3	1.82
6.	- 19.95	0
7.	- .3	- 1.82
8.	- 40	0
9.	- 4.7	- 79.02
10.	-987.89	0

(%50 Yük)

	Reel	İmajiner
-	4.56	79.03
-	1.03	1.66
-	1.03	- 1.66
-	5.07	0
-	.95	- .5
-	20.36	0
-	.95	.5
-	40	0
-	4.56	- 79.03
-	-987.76	0

(%60 Yük)

	Reel	İmajiner
1.	- 4.42	79.04
2.	- 1.13	1.84
3.	- .94	- .79
4.	- 5.11	0
5.	- 1.13	- 1.84
6.	- .94	.79
7.	- 40	0
8.	- 4.42	- 79.04
9.	- 20.77	0
10.	-987.63	0

(%70 Yük)

	Reel	İmajiner
-	4.28	79.05
-	.85	1.65
-	.85	- 1.65
-	5.03	0
-	.01	0
-	21.19	0
-	40	0
-	.93	0
-	4.28	- 79.05
-	-987.51	0

(%80 Yük)

	Reel	İmajiner
1.	- 4.13	79.06
2.	- 1.83	0
3.	- .01	1.98
4.	- 4.84	0
5.	0	- 1.98
6.	- 21.6	0
7.	- .9	0
8.	- 40	0
9.	- 4.13	- 79.06
10.	-987.41	0

(%90 Yük)

	Reel	İmajiner
-	3.97	79.07
-	.9	1.84
-	.9	- .3
-	5.06	0
-	.9	- 1.84
-	22.01	0
-	.9	.3
-	40	0
-	3.97	- 79.07
-	-987.3	0

(%100 Yük)

ÖZGEÇMİŞ

Ender Özcan, 1967 yılında İstanbul'da doğdu. İlk, orta ve Lise öğrenimini İstanbul Kocamustafapaşa İlkokulu ve Lisesinde tamamladı.

1984 yılında, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği bölümüne girdi. 1988 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Yüksek Lisans Programına başladı. İngilizce bilmektedir.