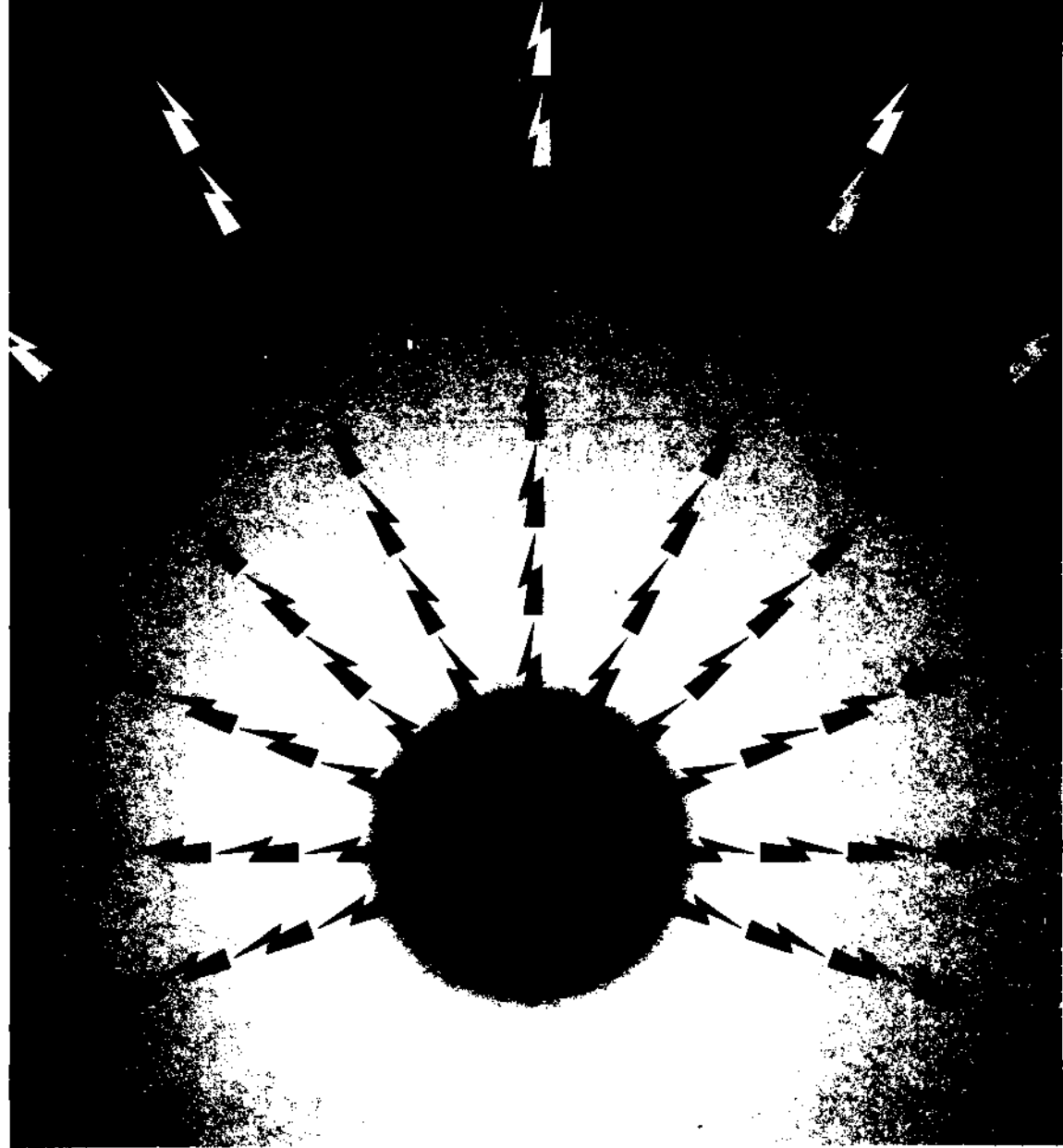


# TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

## ELEKTRİK - ELEKTRONİK BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ 7. ULUSAL KONGRESİ



TMMOB  
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI  
ANKARA ŞUBESİ



ODTÜ  
ELEKTRİK -ELEKTRONİK  
MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ



TÜBİTAK

## ÖNSÖZ

TBMMO Elektrik Mühendisleri Odası Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 7. Ulusal Kongresini ve Sergisini Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde gerçekleştirmiş olmaktan onur ve sevinç duymaktayız. Üniversite olarak kongreye ikinci kez evsahipliği yapmamız bizi fazlasıyla mutlu etmiştir, ama mutluluğumuz asıl geçen süre içinde Odamızın, meslek yaşamımızın ve Üniversitemizin ne kadar gelişmiş olduğunu gözlemekten kaynaklanmaktadır.

Gerçekten de ilgi alanlarımızın çeşitlenmesi, bu alanlarda belli bir beceriye ulaşılmış olması, eskiden güçlü olduğumuz dallarda da gücümüzün sürmesi Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendislerimizin ülke genelinde giderek daha fazla söz sahibi olmaları olgusunu yaratmaktadır. Bireysel basanlarımızın kurumlanmızı da ülke ekonomisi ve gelişmesi bakımından güçlendirmekte olduğu açıktır. Nitekim bu sektörlerde faaliyet gösteren kuruluş sayısı hızla artmaktadır. Bu sayısal gelişmenin nitelik bakımından da aynı hızla sürdüğünü görmek sevindiricidir. Kongremiz ve sergimiz bunun en somut kanıtını oluşturmaktadır.

2000li yılların Türkiye'sinin ihtiyaçlarını yakahyabilmek için daha çok şeyler yapılması gerekmektedir. Endüstri-Eğitim Kurumlan ve Meslek Odalan arasındaki iletişim ve karşılıklı etkileşimi güçlendirmek gerekmektedir. Bu geçmişe oranla daha sevindirici bir düzeyde sürüyor da olsa henüz gelişmiş ülkelerdeki başarı örneklerin uzağındadır. Önümüzdeki yıllarda bu konuda daha fazla çabaya ihtiyaç vardır.

Tüm katılımcılara Kongre ve Sergimize vermiş olduklan güç için teşekkür ediyorum. Sizleri Üniversitemizde görmenin kıvancıyla selamlıyor saygılarımı sunuyorum.

Prof. Dr. Fatik Canatan  
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK-ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ  
7. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Fatih CANATAN (Başkan, ODTÜ)

M. Mete BULUT (ODTÜ)  
Cengiz BEŞİKÇİ (ODTÜ)  
Gönül SAYAN (ODTÜ)  
Cemil ARIKAN (TÜBİTAK)  
M. Hacim KAMOY (ASELSAN)  
Hüseyin ARABUL (BARMEK)  
Aydın GÜRPINAR (ENERSİS)

M. Asım RASAN (EMO)  
Cengiz GÖLTAŞ (EMO)  
H. Ali YİĞİT (EMO)  
Kubilay ÖZBEK (EMO)  
M. Sıtkı Çiğdem (EMO)  
Funda BAŞARAN (EMO)  
Mustafa ÖZTÜRK (EMO)

EDİTÖRLER

Fatih CANATAN

Mehmet Mete BULUT

## KAYNAĞI UZAKTA OLAN AYDINLATMA

Gülsüm AKBİN\* Dilek ENARUN\*\*\*

\*Lamp 83 Işık Evi Ayazma Yolu Yahya Kemal man  
Kağıthane 80350 İSTANBUL

\*İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi Maslak  
80626 İSTANBUL

### ABSTRACT

*The concept of locating a light source at a point remote from where the light is actually used is not new. There are many advantages of such lighting system including improved safety, design freedom, easier maintenance, reduced fixture cost and energy consumption. There are different ways of transporting and distributing light. The selection of appropriate method depends on the application.*

*At first conventional mirrors were thought to transport light but to use mirrors to direct and distribute light over large areas or long distances is not practical because of the inefficiency of the mirrors.*

*Then optical fibers were developed. Optical fibers composed of certain glasses and plastics can transport light much more efficiently. But they are impractical for transporting large quantities of light. This would require large solid fibers or fiber bundles which would be heavy, difficult to install in many applications, and exceedingly expensive.*

*Prism light guides can efficiently transport large quantities of light. Very little light is absorbed because light travels in the air space within the hollow guide. And because the guide is hollow, weight and cost factors are much more favorable than large solid fibers or fiber bundles.*

### 1. Giriş

Son yıllarda aydınlatma teknolojisi önemli gelişmeler yaşamaktadır. Bunların bir tanesi de kaynağı uzakta aydınlatmadır. Kaynağı uzakta aydınlatma, ışığı bir aydınlatma devresiyle kaynağından alıp ihtiyaç duyulan noktaya iletme tekniğidir. Bu aydınlatma şeklinin sağladığı birçok fayda vardır. Bunların bazıları ; kaynağı uzakta aydınlatma sistemlerinin güvenilir olmaları, tasarım özgürlüğü, bakım kolaylığı, armatür maliyetinin azalması ve enerji harcamalarındaki azalma şeklinde sıralanabilir.

### 2. Işık Kılavuzlarının Yapısı

Işığın iletilmesi için birçok sistem düşünülmüştür. Bu amaç için ilk düşünülen aynaların kullanılmasıdır. Sonraları sırayla optik lifler ve boş ışık kılavuzları geliştirilmiştir.

### 2.1. Aynalı Işık Kılavuzları

Aynalı ışık kılavuzlarında yeterli verim sağlanamamaktadır. En iyi aynanın yansıtıcılığı bile %90 larda kalmaktadır. Işık kılavuzlarında ışık yansımaları iletilir, n. yansıma sayısı ve R. malzemenin yansıtıcılığı ise kılavuzun maksimum verimi  $R^n$  dir.  $n=10$  ve  $R(\text{alüminyum})=0.85$  civarında ise verim %20 lerde kalır. Verimi arttırmak için yansımalar azaltılmalıdır. Ama bu da ışık kılavuzu kullanmanın sağladığı faydaları ortadan kaldırır [1]

### 2.2. Optik Lifler

Optik lif teknolojisiyle ışık kılavuzlarının verimleri artırılmıştır. Liflerin fiziksel yapısı oldukça basittir. Sıradan bir optik lif, uzun, şeffaf, esnek olan cam veya plastikten yapılmış, yoğunlukla dairesel kesitli bir silindirdir. En basit şekliyle bir optik lif 2 koaksiyal bölgeden oluşur. İç tarafta ışığı yönlendiren bir çekirdek ve dışında çekirdeği saran ince bir kaplama vardır. Liften ışık sızmasını önlemek için kaplama malzemesinin kırılma indisi çekirdeğinkinden daha küçük olmalıdır. Lifte ışık Mutlak İç Yansıma, MİY (Total Internal Reflection, TIR) prensibiyle iletilir. Bu şekilde kayıplar en aza indirgenmiştir.

Işığın ileten farklı yoğunluktaki iki ortam arasındaki sınır bölgesine gelen ışık, bu sınırdan geçerken sapmaya uğrar. Sapma açısı "r" her zaman ışığın geliş açısı "i" den daha büyüktür. Geliş açısı artırılıp sapma açısı  $90^\circ$  ye yükseltildiğinde ışığın sınır çizgisi üzerinde yayılması sağlanır. Eğer geliş açısı daha da artırılırsa kırılan, sapan bir dalga olmaz. Yani ışınlar sınır bölgesine kritik açı olarak tanımlanan "i<sub>k</sub>" açısından daha büyük açılarla gelirse tamamen birinci bölgeye geri yansır. Bu durumda sınır yüzey bir ayna gibi davranır. Bu olaya mutlak iç yansıma denir ve ışık birçok yansıma sonucunda lifin ucundan çıkar.

Işığın lif içinde bu şekilde iletilmesi sırasında eğer ışığın optik lifin giriş ucuna uygun bir açı ile gelmesi sağlanamazsa kırılmalar ve sapmalar nedeniyle ışık lif boyunca lif yüzeyine kritik açıdan daha küçük bir açı ile çarpar. Bu nedenle ışık lif dışına kaçar.

Işık kaynağını, lifin giriş ucuna bağlayan ışık kutusunun veya ışık generatörünün tasarımı açısından kabul edilen ışığın life giriş açısı büyük önem taşır. Bu açı, çekirdeğin, dış ortamın veya çekirdeği saran ince zarın kırılma indislerine göre belirlenir ve sayısal olarak aşağıdaki formüllerle belirtilir:

$$\sin(i_c) = n_2/n_1$$

Snell Yasası:

$$\begin{aligned} n_1 \sin(i) &= n_2 \sin(r) \\ &= n_1 \sin\left(\frac{T_1}{2} - i_c\right) \\ &= n_1 \sin\left(\frac{T_1}{2} - \sin^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right)\right) \end{aligned}$$

Sonuçta.

$$\sin(i) = \left(\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2}\right)^{1/2}$$

$\sin(i)$ , değeri lifin sayısal açıklık ifadesidir.

Burada:

$i_c$ : Kritik açı

$n_1$ : 1. ortamın kırılma indisi

$n_2$ : 2. ortamın kırılma indisi

$r$ : Işığın sapma açısı

$i$ : Işığın geliş açısı

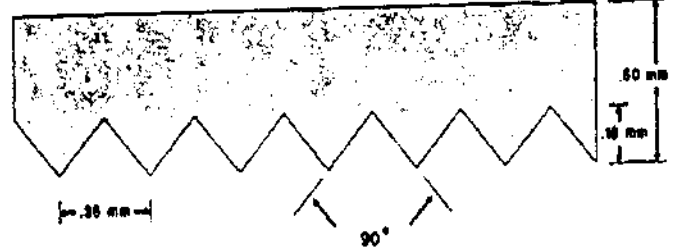
Optik lifli aydınlatma sistemi temelde 2 çeşittir. Bunlardan birinde lifler noktasal kaynak gibi davranırken diğesinde çizgisel kaynak gibi davranırlar.

Işığa duyulan ihtiyaç arttıkça optik lifli sistemler verimsiz olmaktadır. Çünkü ışık miktarı arttıkça gerekli optik lifin ya da lif demetlerinin çapı büyümektedir. Bu da sistemin pratikliğini ortadan kaldırmakta, ağırlığın ve maliyetin artmasına neden olmaktadır [2].

### 2.3. Prizmatik Işık Kılavuzları

Işığa duyulan ihtiyaç arttıkça en iyi sonucu içi boş prizmatik ışık kılavuzları vermektedir. Bu kılavuzlarda da ışık MİY prensibiyle iletilir Işık tüp içindeki hava boşluğunda iletildiğinden çok az bir kısmı tüp tarafından yutulur. Kılavuzun içinin boş olmasının hem montajında, hem de maliyette sağladığı faydalar vardır Kısacası taşınacak ışık miktarının fazlaştığı durumlarda prizmatik boş ışık kılavuzları optik liflere tercih edilmelidir.

Önceleri prizmatik ışık kılavuzları dörtgen bir yapıya sahiptiler. Sonraları aynı 90° lik geometrik yapıya sahip mikroskobik prizmalar ince sürekli bir film haline getirilerek ışık kılavuzu daha esnek bir yapıya kavuşturulmuştur ve verim %90 lara çıkartılmıştır (Şekil 1). Bu filmin sağladığı esneklikten dolayı taşınacak ışık miktarına ve taşınacağı mesafeye bağlı olarak farklı çaplarda dairesel ışık kılavuzları yapılabilmektedir.



Şekil 1. Prizmatik Film

Kılavuzun yapıldığı malzeme optik ve fiziksel özelliklerinden dolayı akrilik ya da polikarbonat reçinelerden seçilir. Akrilik filmler kötü çevre koşullarında polikarbonat filmler de yüksek sıcaklıklarda daha iyi sonuç verirler.

Prizmaların verimi %100 olmadığı için geçirmelerden ve yutulmalardan dolayı bazı kayıplar olmaktadır. Yutulma kayıpları, filmi oluşturan reçinenin yutuculuğuna bağlı olduğu için optik sistemden kaynaklanan kaçınılmaz bir kayıptır. Geçirmelerden dolayı olan kayıplar ise prizmanın yapısındaki kusurlardan kaynaklanır. Bu kusurlara örnek olarak 90° lik köşelerdeki hatalar, optik açıdan çok düzgün olmayan yüzeyler, doğru açıdan sapmalar ve malzemedeki optik homojenliğin sağlanamaması gösterilebilir. Söz konusu kaçak ışıklardan bazı durumlarda faydalanılabilir. Işığın kılavuzun çeperleri boyunca yayılması sağlanarak çizgisel bir aydınlatma yapılabilir ya da ışığın kılavuz boyunca bazı noktalardan çıkması sağlanarak değişik etkiler yaratılabilir. Örneğin otoyollarda bariyerlerin veya korkulukların üzerine yerleştirilen ışık kılavuzlarıyla lineer bir aydınlatma yapılarak sürücülere yol gösterilebilmektedir Ayrıca bu ışık çizgileri kullanılarak Moskova' da bir sergi sarayında değişik bir mimari etki yaratılmıştır.

Prizmatik filmlerin geçirgenlik ve yansıtma özelliklerinden dolayı bu filmler kullanılarak özel nitelikte armatürler yapılabilmektedir Örneğin bu armatürlerle noktasal bir ışık kaynağının yüzeyel bir kaynak gibi aydınlatma yapması sağlanabilmektedir

Böylece daha homojen bir aydınlatma yapılabilmektedir [1],[3].

### 3- Işık Kılavuzlarının Tercih Edildiği Durumlar

**S**ık kılavuzlarıyla, kaynağı uzakta sağlanabilmektedir. Bu sistemle kullanılan ışık kaynağı sayısı azaltılmakta veya daha verimli ışık kaynakları, sülfür lambaları gibi, kullanılarak enerji tasarrufu yapılabilmektedir. Bu şekilde maliyetlerde bir azalma olmaktadır.

Işık kılavuzları ile yapılan aydınlatmada elektrikli bileşenler (balast, ateşleyici v.s...) mekanın dışında olduğundan hem ısı problemi hem de tehlikeler minimuma indirilmektedir. Bu yüzden bazı özel alanlar vermektedir. Örneğin, yollar, patlama riski olan

# SrHfİS

durumlarda tercih edilmektedir. Sararması gereken alan dışında baskın ışık yayılmamaktadır. Işığın zararlı etkilerinin azaltılması için ışık kılavuzlarının kullanılmasıdır.

Işık kılavuzlarının içi boş yapısı ise tasarımda montajda birçok kolaylıklar sağlamaktadır. Bu faydalarından dolayı iç aydınlatmada, tüneller ve cephe aydınlatmalarında kullanım alanı bulmaktadır. Boş ışık kılavuzları montaj kolaylıklarından dolayı büyük, yüksek yapıların aydınlatılmasında kullanılmaktadır. Reklam panolarında prizmatik ışık kılavuzlarıyla daha homojen bir aydınlatma sağlanabilmekte bu da pano üzerindeki şekillerin ve yazıların daha doğru görülmesini sağlamaktadır. Aynı durum trafik sinyalizasyonu için de geçerlidir. Işık sinyal üzerinde daha homojen yayıldığı için görme koşulları iyileştirilmektedir.

Cephe aydınlatmalarında prizmatik ışık kılavuzları kullanılarak değişik görsel efektler oluşturulabilmektedir. Bu sayede zenginlik katılmaktadır.

Bütün bu uygulamalarda geçerli olan en büyük faydası ise sağladığı bakım kolaylıklarıdır. Işık kaynağının aydınlatılacak alandan ayrılabilmesi ışık kaynağının kolay bakım yapılabilen bir mekana yerleştirilmesine imkan sağlamakta dolayısıyla en zor koşullarda bile kolayca bakım yapılabilmektedir [1].

### 4- Sonuç

Kaynağı uzakta olan aydınlatma sistemleri günümüzde sıradan aydınlatma sistemlerine alternatif olmaya başlamışlardır. Özellikle optik liflerin ve prizmatik ışık kılavuzlarının geliştirilmesiyle bu tür aydınlatma sistemi daha verimli bir hale getirilmiştir.

Kaynağı uzakta aydınlatma sistemleri ile sıradan aydınlatma sistemlerini karşılaştırdığımızda verimliliklerinden çok üzerinde durulması gereken, sağlığı bakım kolaylığı, ısı ve UV ışınımının az olması ve daha güvenilir olması gibi diğer faydalarudur. Zaten sağladığı bu faydalardan dolayı kaynağı uzakta aydınlatma iç ve dış aydınlatmalarda özellikle problemlili durumlarda tercih edilmektedir.

Optik fiber ışığa duyulan ihtiyaç çok fazla olmadığı ve daha küçük mekanlarda verimli olurken daha büyük mekanlarda, ışığa duyulan ihtiyaç arttıkça prizmatik ışık kılavuzları tercih edilmektedir.

Görüldüğü gibi kaynağı uzakta aydınlatma sistemleri konusunda kısa zamanda büyük gelişmeler sağlanmıştır. Gelişen teknoloji ve sağladığı faydalardan dolayı bu sistem aydınlatma alanında giderek daha büyük bir yer almaktadır.

### KAYNAKLAR:

- 1) CIE Technical Committee TC-10.1. > Light Guides. VoM 1995
- 2) Sikkons M, Ansemis J P Remote Source Lighting International Lighting Review 3/1993 s.84-91.
- 3) Kneipp K G Remote Lighting Applications. 3M Company Traffic Control Materials Division

<b>T M M A R</b>
ELEKTRİK MÜHENDİSLİK ODASI
A-10. A. S. "E. I. J. Ü. F. A." E. Ü.
Detaylı No:

# YOL AYDINLATMASI HESAPLARINDA GÖRÜLEBİLİRLİK FAKTÖRÜNÜN ÖNEMİ

S. ONAYGİL, Ö. GÜLER  
İTÜ. Elektrik-Elektronik Fakültesi  
Elektrik Mühendisliği Bölümü  
80626 Maslak - İSTANBUL

## Abstract

*For determine the visibility quality of a lighting design, there are two quality factors; Visibility Level (VL) formulation of Adrian and Visibility Index (VI) formulation of Blackwell. In this study VL and VI are examined. Finally, the changes of VL in different lighting systems are given graphically.*

### 1. Giriş

İyi ve kaliteli bir yol aydınlatmasından, araçların geceleri de emniyetli, çabuk ve konforlu bir şekilde hareket etmelerini sağlayan görüş koşullarını yerine getirmesi beklenilir. Sürücü normal yoluna devam ederken etrafını rahatlıkla görebilmeli, ayrıca karşısına çıkan engelden kaçmak için trafikteki diğer araçların arasındaki konumunu da koruyarak, gerekli manevraları yapabilmelidir. Bu hareketler için gerekli görüş koşulları, görülmesi gereken cismin yapısı, boyutu, konumu ve hareketi gibi karakteristikleriyle ilgilidir. Görülebilirlik diye adlandırılan görüş koşullarını ifade etmek için tehlikeli olabilecek " kritik cisim " tanımının yapılması gerekir. Yol aydınlatmasında 20cm x 20cm boyutlarındaki bir cisim normal binek araçlarının boyutlarına göre tehlikeli olabilecek minimum büyüklükteki engel olarak kabul edilmektedir [1].

### 2. Yol Aydınlatmasının Amacı

Yol aydınlatmasının üç ana amacı vardır;

a) Araba, motorsiklet, bisiklet, motor ve at arabası gibi araçların güvenli bir şekilde seyahat etmelerini sağlamak,

b) Yayaların tehlikeleri görmelerini, diğer yayaları farketmelerini sağlamak ve onlara güvence vermek,

c) Gecelen çevrenin görünümünü iyileştirmek.

Görülebilirlik önemli ölçüde azaldığı için, geceleri gündüze oranla kaza sayısı üç kat daha artmaktadır.

Geceleri görmeyi sağlamak için kullanılan araba farları araç sayısına ve hızına bağlı olarak etkisiz kalabilirler ve gece görünüşünü karmaşık bir hale getirebilirler. Daha da ötesi yol aydınlatmasının olmadığı yerlerde kamaşmaya neden olurlar. İki taraflı yollarda karşılıklı olarak seyahat eden araçlar birbirlerine yaklaştıklarında bu problem daha da kötüleşmektedir. Araba farlarından kaynaklanan kamaşma ancak kaliteli ve iyi bir yol aydınlatması ile önenebilir.

Gerekli görüş koşullarını sağlayan iyi ve kaliteli bir yol aydınlatmasında, sürücüler engelleri gerekli manevraları yapabilecekleri kadar uzak mesafeden rahatlıkla görebilirler.

Günümüzde trafik güvenliği ve konforu açısından yol aydınlatmasının yapılması gerektiği artık kabul edilmiştir. İlk uygulamalarda yol yüzeyinde sağlanan ortalama aydınlık düzeyi esas alınarak yapılan

hesaplamalar daha sonra parlı yöntemiyle hesaplama şekline dönüşmüştür. Çünkü, parlı büyüklüğü aydınlatılan yolun karakteristik özelliklerini ve sürücü konumunu dikkate alan daha gerçekçi bir kavramdır. Kapsamlı araştırma çalışmaları yapılarak iyi ve kaliteli bir aydınlatma tesisatının sağlanması gereken kriterler, uluslararası standartlarda belli temellere oturtularak verilmektedir. Söz konusu standartlarda esas alınan kriterler yolun ortalama parlı düzeyi, parlı düzgünlük oranları ve kamaşma kontrol katsayılarıdır. Aydınlatılan yolun yansıtma özelliklerine ve kullanılan armatürlerin ışık dağılım eğrilerine göre nokta nokta çok sayıda hesabın yapılması gereken yol aydınlatması uygulamalarında kolay ve kısa sürede sonuca ulaşmak için bir çok bilgisayar hesaplama programları geliştirilmiştir. Bugün çok yaygın olarak kullanılan bu bilgisayar programları ile aydınlatma tesisatının değişik parametreleri ( armatür, ışık kaynağı cinsi, direk boyu, konsol boyu ve açısı, direkler arası açıklık, aydınlatma düzeni v.s. ) değiştirilerek sonuçta elde edilecek değerler kolayca hesaplanabilmektedir.

Söz konusu programlarla yoldaki parlı düzeyi, ortalama ve boyuna düzgünlük oranları, psikolojik ve fizyolojik kamaşma katsayısı hesaplanmaktadır. Gerekli veriler ( aydınlatma tesisatı ve yol yansıtma özellikleri ) doğru girildiğinde bu programlarla hesaplanan değerlerle, açık yol sahalarında yapılan ölçümler arasındaki fark %5 ile %10' dan daha azdır. Aynı parlı değerini sağlayan değişik aydınlatma düzenlerinde veya değişik yansıtma özellikli yol yüzeylerinde, kritik cismin görülebilme olasılığı birbirinden çok farklı olabilmektedir. Bu görülebilirlik olasılığı kritik cismin arka fon ile oluşturduğu kontrasta, kontrastın polaritesine (negatif veya pozitif), cismin boyutuna, gözlemcinin yaşına ve gözlem süresine bağlı olarak değişebilmektedir. Görülebilirlik olasılığını hesaplayabilmek için Adrian ve Blackwell tarafından ortaya konulan görülebilirlik seviyesi ( GS ) ve görülebilirlik endeksi ( GE ) ifadelerini tanımlamak gerekir [1], [2].

### 3. Görülebilirlik Seviyesi ( GS )

Bir cismin görülebildiğine etki eden faktörler;

a) Cismin parlıtısı ile arka fon parlıtısı arasındaki kontrast,

b) Gözün cisme olan adaptasyonu,

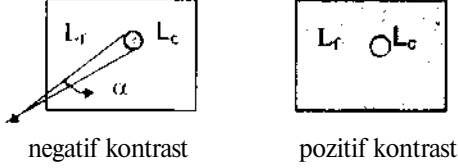
c) Fizyolojik kamaşma,

d) Arka fonun görsel karmaşıklığı ve hareket dinamiği,

e) Cismin renk,boyut ve şekli,

f) Sürücünün yaşı ve görsel karakteristikleri olarak sıralanabilir.

Görülebilirlik seviyesinin belirlenmesine ilişkin formül Adrian tarafından ortaya konulmuştur. Buna göre cismi farkedebilmek için gerekli minimum parlıltı farkı  $AL = L_r - L_c$  (1) şeklinde hesaplanır. Burada  $L_c$  cismin parlıltısı  $L_r$  ise fon parlıltısıdır. Bu parlıltı değerlerine bağlı olarak oluşacak kontrast şekil 1' de görüldüğü gibi negatif veya pozitif olabilir. Eğer  $L_r > L_c$  ise negatif,  $L_r < L_c$  ise pozitif kontrast oluşacaktır.



Şekil 1' u görme açısı ile gözlemlenen  $L_c$  parlıltılı bir cisim arkasındaki fon parlıltısına ( $L_r$ )' a göre negatif veya pozitif kontrasta sahip olabilir".

Cismin görülebilmesi için AL mutlak parlıltı farkının  $AL_e$  mutlak parlıltı farkı eşğine eşit veya daha büyük olması gerekmektedir. Adrian' a göre bir cismin görülebilirlik seviyesi, gerçek koşullardaki bir cismin görülebilirliğinin eşik değerinin ne kadar üzerinde olduğunu gösterir.

$$GS = \frac{\Delta L_{gerçek}}{\Delta L_c} \quad (2)$$

Buradaki  $\Delta L_e$  değeri  $\Phi$  ve L fonksiyonları yardımıyla

$$\Delta L_c = k \cdot \left( \frac{\Phi^{1/2}}{\alpha} + L^{1/2} \right) \quad (cd/m^2) \quad (3)$$

şeklinde hesaplanabilir.

Adrian, Aulhorn ve Blackwell'in deneysel verilerinden  $\langle \Phi \rangle^2$  ve  $L^{1/2}$  fonksiyonları aşağıdaki amprik eşitliklerle hesaplanmaktadır;

$$L_r > 0.6 \text{ cd/m}^2 \text{ ise ; } \langle \Phi \rangle^{1/2} = \log_{10} (.41 + 0.25 \cdot 10^{0.1556}) + 0.1684 L_r^{0.5867} \quad (4)$$

$$L_r^{1/2} = 0.05946 L_r^{0.46\alpha}$$

$0.00418 \text{ cd/m}^2 < L_r < 0.6 \text{ cd/m}^2$  ise ;

$$\log \langle \Phi \rangle^2 = -0.072 + 0.3372 \log L_r + 0.0866 (L_r)^2 \quad (5)$$

$$\log L_r^{1/2} = -1.256 + 0.319 \log L_r$$

$0.00418 \text{ cd/m}^2 \geq L_r$  ise ;

$$\log \langle \Phi \rangle^2 = 0.028 + 0.173 \log L_r \quad (6)$$

$$\log L_r^{1/2} = -0.891 + 0.5275 \log L_r + 0.0227 (\log L_r)^2$$

Adrian deneysel sonuçların gerçek koşullara %50 olasılıkla uygulanabilmesi için " k " katsayısı olarak 2.6 değerini seçmiştir.

Şimdiye kadar anlatılan modeldeki veriler  $t \geq 2sn'$  lik uzun gözlem süreleri için geçerlidir. Modelin daha kısa gözlem sürelerine uygulanabilmesi için

$$\frac{a(\alpha, L_r) + t}{t} \quad (7)$$

eşitliği tanımlanmıştır.

Burada a, u görme açısı ve L, fon parlıltısının fonksiyonudur. Schmidt - Claussen ve Blackwell' in deneysel verilerine dayanarak  $u < 60'$  olduğunda  $a(u, L_r)$  faktörü

$$\langle a \rangle = 0.36 - 0.0972 \cdot$$

$$\frac{(\log a + 0.523)^2}{(\log er + 0.523)^2 - 2.513(\log 6r + 0.523) + 2.7895} \quad (8)$$

$$a(L_r) = 0.355 - 0.1217 \cdot$$

$$\frac{(\log I_r + 6)^2}{(\log I_r + 6)^2 - 10.4(\log I_r + 6) + 52.28}$$

$$a(a, L_r) = \frac{\sqrt{a(a)^2 + a(L_r)^2}}{2.1}$$

şeklinde hesaplanmaktadır.

2sn' den kısa gözlem sürelerini de hesaba katmak için 7 nolu eşitlik 3 nolu eşitliğe çarpan olarak katılır ve denklem aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$AA_{t, \alpha} = AA_{t, \alpha, \dots} \cdot \frac{a(\alpha, L_r) + t}{t} \quad (9)$$

Bu eşitlikte t saniye cinsinden gözlem süresidir.

3 nolu eşitlik ile hesaplanan  $\Delta L_e$  eşik parlıltı farkı pozitif kontrastlı cisimler için çıkartılmıştır. Negatif ve pozitif kontrastlı cisimler arasındaki  $\Delta L_e$  değerini elde etmek için  $F_{KP}$  adında bir faktör geliştirilmiştir. Burada  $F_{KP}$  kontrast polarite faktörüdür. Negatif kontrastlı cisimler için  $AL_{neg}$ ;

$$AL_{neg} = AL_{pos} \cdot F_{KP} \quad (10)$$

şeklinde hesaplanır.

Kontrast polarite faktörü,

$$F_{KP}(a, L_r) = 1 - \frac{m \cdot a^{-\beta}}{2.4 AL_{posj}^{-2.5}} \quad (11)$$

denkleminde bulunabilir. Bu denklemdeki m değeri  $L_r \geq 0.1 \text{ cd/m}^2$  ise

$$m = 10^{10} \cdot [0.125(\log L_r + 1)^2 t^{(1245)}] \quad (12)$$

ve p değeri tüm  $L_r$  değerleri için ;

$$p = 0.6 L_r^{0.1488} \quad (13)$$

•dir.

Hesaplanan AL eşitliğinde gözlemcinin yaşı 23 olarak kabul edilmiştir. Yaşı da bir fonksiyon olarak ele alırsak,

$$AL_{yaş} = AL_{23} \cdot YF \quad (14)$$

23y < yaş < 64y için YF yaş faktörü,



$$YF = \frac{(vav-19)^2}{2160} + 0.99 \quad (15)$$

64y < yaş < 75y ise

$$YF = \frac{(yas - 56.6)^2}{771.5} + 1.43 \quad (16)$$

Bütün bu faktörler göz önüne alındığında AL<sub>e</sub> değeri,

$$AZ_e = 2.6 \left( \frac{1}{L_e} + Z' O. \right) \cdot YF \quad (17)$$

ile hesaplanabilir [1], [2], [3], [4], [5].

#### 4. Görülebilirlik Endeksi ( GE )

Uluslararası Aydınlatma Komisyonu (CIE) görülebilirlik endeksini aşağıdaki şekilde tanımlamıştır;

$$GE = \frac{AZ}{L_e} \cdot RKD \cdot FKF \cdot TAF \quad (18)$$

$\frac{AZ}{L_e}$  = bağıl kontrast

RKD ; Rölatif kontrast duyarlığı, sürücünün yol koşullarında farkedebileceği kontrastın, aynı sürücünün laboratuvar koşullarında farkedebileceği kontrastla karşılaştırılmasıdır.

$$RKD = n \cdot \left[ \left( \frac{s}{100} \right)^{1.4} + 1 \right]^{2.5} \quad (19)$$

$$n = \left[ \left( \frac{s}{100} \right)^{0.4} + 1 \right]^{2.5} \quad (20)$$

s ve t RKD' nin temel parametreleridir.

n; Normalize etme sabiti, RKD' nin değerini 100cd/m<sup>2</sup> lik bir fon parıltısında birime indirger.

$$\log s = 0.59 - 0.6235 \log a - 0.1980x-s \quad (21)$$

u ; cisim boyutu

s yaştan da hesaplanabilir;

$$\begin{aligned} 20 < \text{yaş} < 44y & \quad s = 0 \\ 44y < \text{yaş} < 64y & \quad s = 0.00406 ( \text{yaş} - 44 ) \\ 64y < \text{yaş} < 80y & \quad s = 0.0812 + 0.00667 ( \text{yaş} - 64 ) \end{aligned} \quad (22)$$

t' de yaştan bulunabilir;

$$\begin{aligned} 20y < \text{yaş} < 30y & \quad \log t = 0 \\ 30y < \text{yaş} < 44y & \quad \log t = -0.01053 ( \text{yaş} - 30 ) \\ 44y < \text{yaş} < 64y & \quad \log t = 0.1474 - 0.0134 ( \text{yaş} - 44 ) \\ 64y < \text{yaş} < 80y & \quad \log t = 0.4154 - 0.0175 ( \text{yaş} - 64 ) \end{aligned} \quad (23)$$

FKF; Fizyolojik kamaşma faktörü,

$$FKF = \frac{L_f}{L_f'} \cdot \frac{RKD'}{RKD} \quad (24)$$

$$L_f' = L + L_s$$

L' = fon parıltısı + örtü parıltısı

RKD' = L/ nün rölatif kontrast duyarlığı

TAF = Transiyent adaptasyon faktörü

TAF hesaplanamadığı için yaklaşık 1 olarak kabul edilebilir ve hesaplarda ihmal edilebilir [1].

#### 5. GS ve GE Parametrelerinin Yol Aydınlatmasına Uygulanması

Aydınlatma tesisatında armatür ve lamba cinsi, montaj yüksekliği, armatürler arası açıklık ve farklı tesisat düzenlerinde oluşabilecek değişiklikler, görülebilirlik parametreleri olan GS ve GE değerlerini etkiler. Daha önce yapılan bir çalışmada GS ve GE arasında 32.5 gibi sabit bir oranın mevcut olduğu gösterilmiştir [1], GS ve GE birbirinden bağımsız olmadığından, bunlardan birisinin görülebilirlik kalite kriteri olarak yol aydınlatmasında kullanılması yeterlidir.

Tablo 1' de ortalama parıltı esas alınarak, önerilen yol aydınlatma kriterleri, Tablo 2' de ise görülebilirlik esas alınarak, önerilen yol aydınlatma kriterleri verilmiştir.

Tablo 1: "Ortalama parıltı esas alınarak, önerilen yol aydınlatma kriteri"

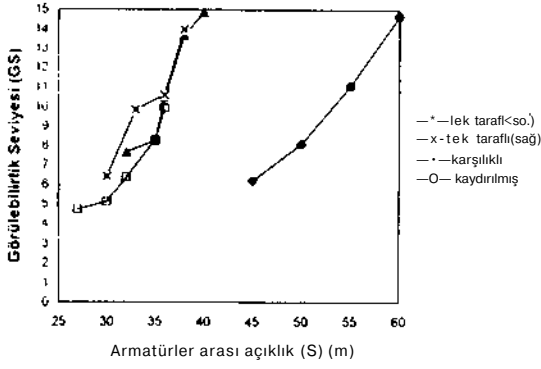
Aydınlatma sınıfı	L(cd/m <sup>2</sup> )	U <sub>0</sub>	Tl(%)	U <sub>1</sub>
M1	2.0	0.4	10	0.7
M2	1.5	0.4	10	0.7
M3	1.0	0.4	10	0.5
M4	0.75	0.4	15	-
M5	0.5	0.4	15	-

Tablo 2: "Görülebilirlik esas alınarak, önerilen yol aydınlatma kriteri"

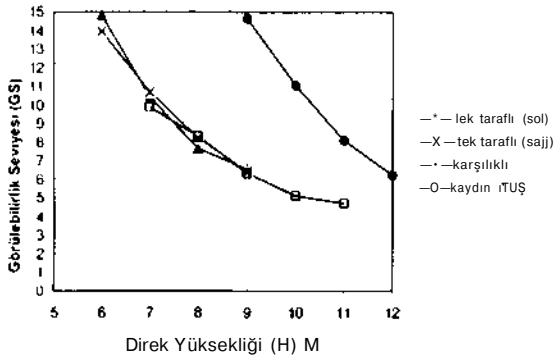
Aydınlatma sınıfı	Görülebilirlik Seviyesi(GS)	L(cd/m <sup>2</sup> )	U <sub>1</sub>	Tl(%)
M1	7.5	1.0	0.2	10
M2	7.0	1.0	0.2	10
M3	6.0	0.7	0.2	10
M4	5.5	0.5	0.2	10
M5	5.0	0.5	0.2	10

Görülebilirlik seviyesini hesaplamak için hazırlanan özel bilgisayar programı ve yol aydınlatması için geliştirilen aydınlatma programı kullanılarak değişik aydınlatma tesisat düzenlerinde GS' nin değişimi incelenmiş ve elde edilen grafikler aşağıda verilmiştir. Bu hesaplar R3 sınıfı, 8m genişliğinde, 2 şeritli bir yol için, SGS 203/100T F.POS.3 Philips armatürler kullanılarak yapılmıştır [1],[2],[3].

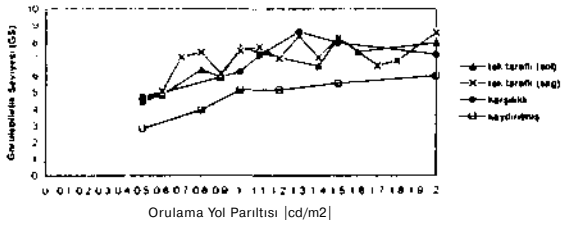
Grafik1. GS -S ( Lort=1cd/m2 )



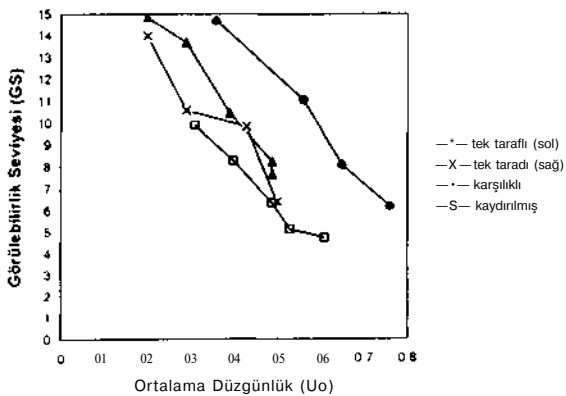
Grafik2. GS - H ( Lort=1cd/m2 )



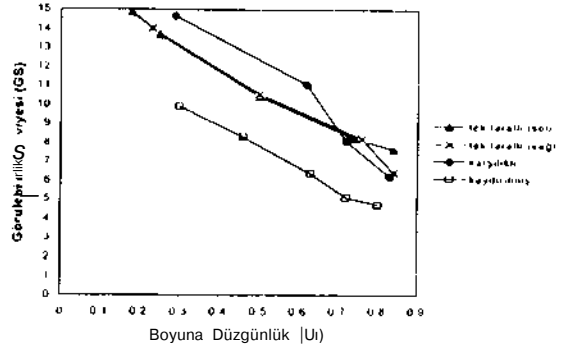
Grafik3. GS - Yol Parıltısı (Uo&gt;0.4 ; U1&gt;0.7 )



Grafik4. GS - Ortalama Düzgünlük ( Lort=1 cd/m2 )



Grafik5. GS - Boyuna Düzgünlük |Lort=&gt;1 cd/m2)



## 6. Sonuç

Adaptasyon düzeyine, kritik cisim ile arka fon arasındaki kontrast parametresine ve fizyolojik kamaşma değerlerine bağlı olarak değişen görülebilirlik seviyesi ( GS ), verilen denklemlerden görüldüğü gibi adaptasyon düzeyi ve kontrast arttıkça artar. Buna karşılık fizyolojik kamaşma arttıkça azalır. Fakat sözkonusu büyüklük üzerine etkili olan kritik cisim ile arka fon arasında oluşan kontrast değeridir. Kontrast en duyarlı faktör olduğundan, ortalama aydınlık düzeyi daha yüksek de olsa görülebilirlik azalacaktır. Grafik 1' den görüldüğü gibi armatürler arasındaki açıklık arttıkça GS artar. Buna karşılık GS ile H arasında ters bir orantı söz konusudur. Grafik 4 ve 5'ten ise düzgünlük oranları ile GS arasında ters bir orantının varlığından söz etmek mümkündür. Yol parıltısı arttıkça GS değerinin artış gösterdiği 3 nolu grafikten görülmektedir. Sonuç olarak uygulamada karşılaşılan olası durumlarda olması gereken minimum görülebilirlik faktörü tanımlanabildiğinde, değişik karekterdeki yollarda farklı parıltı düzeyleri yeterli olabilecektir. Dolayısıyla şu anda geçerli olan otayollarda minimum 2 cd / m<sup>2</sup> ortalama parıltı değeri şartı ortadan kalkabilecek bazen bundan çok küçük değerlerdeki parıltı düzeyleri de gerekli görüş koşullarını sağlayabilecektir. Yada diğer bir deyişle uzun saatler boyunca büyük güçlerin kullanıldığı yol aydınlatması tesisatlarında görülebilirlik olasılığının en yüksek olduğu aydınlatma düzenleri yaratılarak büyük enerji tasarrufları sağlanabilecektir.

## Kaynaklar

- [1] Onaygil S, Toward Adding Visibility Quality to the Road Lighting Design Computer Prog. Melecon, 1994
- [2] CIE International Commission on Illumination, Tech. Report, Recom. for the Lighting for Motor and Pedestrian, CIE 115-1995.
- [3] Adrian W, Visibility of Targets; Model for Cal. Lighting Res. Technol. 21(4) 181-188, 1989
- [4] Adrian W, Visibility Levels in Street Lighting: An Analysis of Different Experiments Journal of the Illum. Engineering Society, Sum. 1993
- [5] Adrian W, Visibility Levels Under Night-Time Driving Conditions Journal of the Illum. Engineering society, Summer 1987.

# YOL AYDINLATMASI PROJELERİNDE YOL SINIFININ BELİRLENMESİNİN ÖNEMİ

S. ONAYGİL

İTÜ. Elektrik-Elektronik Fakültesi  
Elektrik Mühendisliği Bölümü  
80626 Maslak - İSTANBUL

## Abstract

In order to calculate the surface luminance of a road, the reflective properties of the surface must be known. It needs long and expensive laboratory work to define these specifications for each road. Therefore it is used "description systems" to describe some standart road surfaces. In this article, informations are given upon this systems of defmition and some practical methods are explained to define the road categories. Based on the results of the measurements on the open road fields, the importance of the specifications of the road surface reflection explained.

## Giriş

Bir yol aydınlatma tesisinin kalitesi birinci derecede yolun parlıltı düzeyi ve düzgünlüğü ile belirdiğinden, günümüzde yol aydınlatması hesaplarında genelde "parlıltı yöntemi" kullanılmaktadır. Parlıltı, aydınlatılan yüzeyden yansıyan ışığın gözlemci gözünde oluşturduğu aydınlık düzeyi ile ilgili, doğrultuya bağılı bir büyüklüktür. Bu nedenle "parlıltı yöntemi" kullanılarak yol aydınlatması hesapları yapılırken, yola düşen toplam ışık akısının yanısıra kullanılan armatürlerin ışık dağılımlarının ve yol yüzeyinin yansıtma özelliklerinin de bilinmesi gerekir. Yol yüzeyleri bileşimlerdeki maddelerin renk, boyut, biçim gibi fiziksel özellikleri, ıslak ve kuru oluşları, yolun kullanım süresi, aşınma durumu, aydınlatmanın doğrultusu ve gözlemci konumuna göre değışik yansıtma özellikleri gösterirler.

## I.Yol Yüzeylerinin Yansıtma Özellikleri

Bir yüzeye gelen ışık aynasal, ideal dağıtıcı veya karma yansıma karakterli yansır. Üzerine ışık düşen bir yüzeyin parlıltısı  $L_{ref}$  ise, Uluslararası Aydınlatma Komisyonu (CIE) 'na göre, parlıltı katsayısı,

$q' = L/L_{ideal}$  (1)  
şeklinde tanımlanır. İdeal dağıtıcı yüzeyin parlıltısı ile E aydınlık düzeyi arasında,

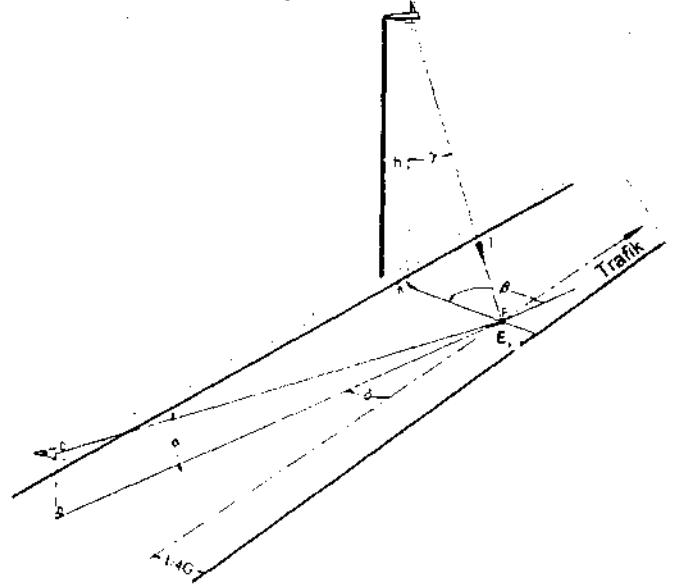
$L_{ideal} = (P \times E) / 7C$  (2)  
bağıntısı vardır. Burada p, yüzeyin yansıtma faktörüdür. Buna göre,

$L = q' \times U_{p,} = (q' \times p \times E) / 7I = q \times E$  (3)  
şeklinde yazılabilir. Buradaki q ya "parlıltı faktörü" denir. Buna göre parlıltı faktörü, bir noktanın

parlıltısının o noktada mevcut yatay aydınlık düzeyine oranı ile tanımlanır.

$q = L / E_y$  (4)  
dir.

Yol yüzeylerinin yansıtma özellikleri ya q parlıltı faktörü veya  $r = q \times \cos^3 \gamma$  indirgenmiş parlıltı faktörü ile verilirler. Gerçekte parlıltı faktörü gözönüne alınan noktanın gözlemciye ve ışık kaynağına olan doğrultularına bağılıdır; yani,  $q = q(a, p, \gamma, 5)$  dır (Şekil 1).



ŞEKİL:1"Parlıltı faktörünün bağılı olduğu açılar"

Burada,

- a: Düşey düzlemde yoldan yansıyıp gözlemciye ulaşan ışık ile yatay arasındaki gözlem açısı,
- p: Düşey gözlemci düzlemi ile armatürden gelen ışık düzlemi arasındaki açı,
- y: Düşey dikme ile gelen ışık arasındaki açı,
- 6: Gözlemcinin bulunduğu düşey düzlem ile yol eksenini arasındaki açıdır.

Bir sürücü için yolun 60 m ile 160 m lik bölümü önemlidir. Sürücü gözü yerden 1,5 m yüksekte olduğuna göre a açısı 1,5° ile 0,5° arasında değışir. Bu alan içinde yapılan ölçümler sonucunda, q parlıltı faktörünün hesabında a açısının ihmal edilebileceğı anlaşılmıştır. Uluslararası kabule göre a açısı sabit ve 1° olarak alınabilir.

60 m den daha uzak mesafedeki gözlemciler için 8 açısının değıeri de sadece 0° ile 20° arasında

değiştirdiğinden ve yol aydınlatması standartlarında gözlemcinin yol genişliğinin 1/4 mesafesinde, yol eksenine paralel durduğu kabul edildiğinden 5 açısı da ihmal edilebilir.

Bu kabullere göre, q parıltı faktörü sadece p ve y açılarının fonksiyonu olarak dikkate alınır. Yani,  $P = q(P, y)$

dir. Yol üzerindeki bir P noktasının, L parıltısı ise,

$$E_y = (I \times \cos^3 y) / h^2 \quad (5)$$

olduğundan,

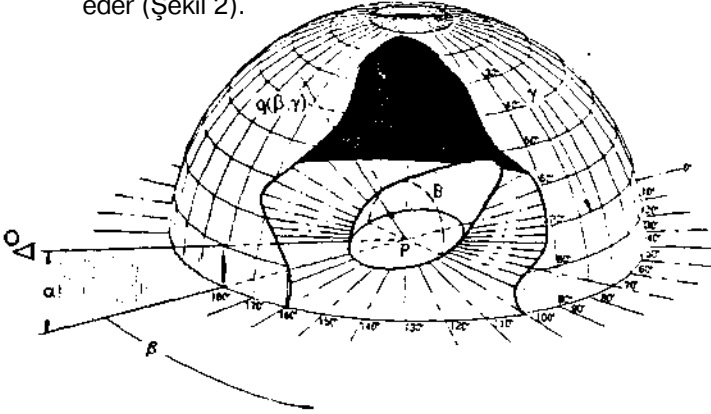
$$L = q \times E_y = (q \times I \times \cos^3 y) / h^2 = (r \times I) / h^2 \quad (6)$$

denklemleri yardımıyla hesaplanır. Burada I, P noktası doğrultusundaki armatür ışık şiddeti, h ise armatür montaj yüksekliğidir.

Bilgisayarla yol aydınlatması hesapları yapılırken, yol yüzeylerinin yansıtma özelliklerinin en uygun gösterim şekli r-tablolardır. Yansıtma tablosu diye de adlandırılan bu tablolarda yol yüzeyinin indirgenmiş parıltı faktörü değerleri, CIE No.30-2 sayılı yayında aralıkları tanımlanan (3 ve tany açılarını için verilirler. Tablolardaki değerler formülde yerine konulurken  $10^{-4}$  değeri ile çarpılmalıdır (Tablo 2).

Grafiksel parıltı hesaplarına olanak verecek şekilde, r veya q değerleri eşdeğer konumlar veya sabit konumlar diye adlandırılan diyagramlar şeklinde de verilirler.

Yatayla  $\alpha = 1^\circ$  lik açı yapan gözlem doğrultusu için q parıltı faktörü vektörlerinin uç noktalarının geometrik yeri (3 ve y açılarını değişken alınarak çizilirse, yol yüzeyine ait "parıltı faktörü veya yansıtma endikatrisi" elde edilir. q vektörünün uç noktaları B endikatriss yüzeyini belirler. Endikatrissin şekli yolun aynasallık derecesini, hacmi ise yansıtma düzeyini karakterize eder (Şekil 2).



ŞEKİL:2"Parıltı faktörü veya yansıtma endikatrisi"

## 2. Yol Yüzeylerinin Yansıtma Özelliklerini Belirleme Yöntemleri

Bir yol yüzeyinin yansıtma özelliklerinin tam olarak belirlenmesi, dolayısıyla parıltı faktörü veya yansıtma endikatrissinin, eşdeğer konumlar diyagramının veya r-tablolarının elde edilmesi, laboratuvarında yoldan alınan

örnekler üzerinde tek tek her nokta için ölçümler yapılmasını gerektirir. Çok masraflı ve zaman alıcı bir işlem olan bu ölçümler, uygulamada büyük güçlükler doğurur. Bu nedenle, özellikle 1980' li yıllardan beri "yol sınıflarını belirleme yöntemleri" adı verilen yol yüzeyinin yansıtma özelliklerini belirli yaklaşıklıklarla veren yöntemler geliştirilmiştir.

Bu belirleme yöntemleri, yol yüzeyinin yansıtma özellikleri bilinmediğinde parıltı hesaplarının yapılmasında ve armatür fotometrik veri yapılarının oluşturulmasında yararlıdır. Bu yöntemlerde yollar belirli sınıflarda toplanmıştır. Yol yüzeylerinin yansıtma özelliklerinde lokal farklılıklar görüldüğü, aşınma, yarıma, hava koşulları nedeniyle zamanla değiştikleri dikkate alındığında, belli yaklaşıklıklarla yansıtma özelliklerini veren sınıflandırma sistemlerinin kullanılmasının çok yararlı olmadığı ortaya çıkar. Oldukça az sayıda (4 yada 5) sınıfın tanımlandığı belirleme yöntemleri daha doğru sonuçlar vermektedir.

Uluslararası Aydınlatma Komisyonu kuru yol yüzeylerinin yansıtma özelliklerini belirlemek için üç karakteristik büyüklük tanımlanmaktadır. Bu büyüklükler sırasıyla şunlardır;

$q_0$  ortalama parıltı faktörü,

$$q_0 = \frac{\int q \times dQ}{Q} \quad (7)$$

denklemleri ile belirlenir. Buradaki  $f^*$  yol aydınlatmasının oldukça geniş ışık düşme bölgelerini kapsayan, h ışık kaynağı yüksekliğinde boyuna doğrultuda gözlemciye göre P noktasından 12h öne ve 4h geriye uzanan ve eni  $\pm 3h$  olan dikdörtgeni gören sabit bir uzay açıdır.

S1 aynasal faktörü,

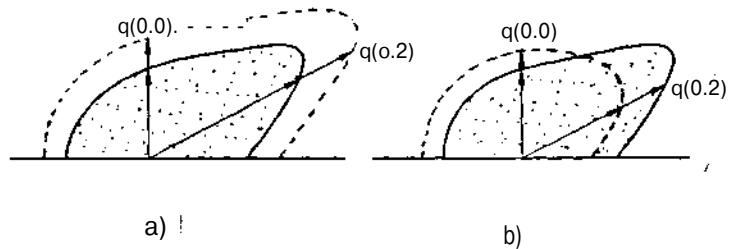
$$S1 = [r(p=0^\circ, tany=2^\circ)] / [r(p=0^\circ, tany=0^\circ)] \quad (8)$$

ve S2 aynasal faktörü,

$$S2 = 10^{KP} = q_0 / [r(p=0^\circ, tany=0^\circ)] \quad (9)$$

Parıltı hesapları, yol yüzeyinin bu üç büyüklüğüne dayandırılarak yapıldığında hata sınırları, yolun ortalama parıltı düzeyinde  $\pm 3\%$ , ortalama düzgünlükte  $\pm 4\%$ , boyuna düzgünlükte ise  $\pm 6\%$  civarındadır.

Bölüm 1'de yansıtma endikatrissinin şeklinin yolun aynasallık derecesini, hacminin ise yansıtma düzeyini karakterize ettiği ifade edilmiştir.



ŞEKİL:3"Yansıtma endikatrissinin  $q_0$ , S1 ve S2 büyüklüklerine göre değişimi"

Buna göre, S1 ve S2 aynasal faktörleri aynı olan iki yol yüzeyinin  $q_0$  değerleri farklı ise, endikatislerinin biçimleri aynı, fakat hacimleri farklı olur (Şekil 3a). Buna karşılık,  $q_0$  değerleri aynı ama S1 ve S2 aynasal faktörleri farklı ise, endikatislerinin biçimleri farklı, fakat hacimleri aynı kalır (Şekil 3b).

Armatür fotometrik veri kağıtlarının oluşturulmasında, bir standardizasyon yaratmak için R1, R2, R3 ve R4 yol sınıfları kullanılmaktadır. Bu nedenle, birçok ülkede yollar belirli bir R sınıfına dahil edilerek hesaplar yapılmaktadır. İskandinavya yol örnekleriyle yapılan çalışmalar sonucunda da N1, N2, N3 ve N4 yol sınıfları tanımlanmıştır. Bunlardan başka R ve N sınıfları arasında yer alan iki yol yüzeyi de CI ve CII sınıfı olarak verilmektedir [1], [2]. Sınıflama sistemlerinin sayısının fazlalaşması, sonuçların doğruluğunu arttırır. Sözkonusu bu standart yol sınıflarının sınırları sadece S1 aynasal faktörüne bağlıdır.

Tablo 1. "Yol sınıflarının karakteristik büyüklükleri"

Yol sınıfı	$q_0$	S1	S2
R1	0.10	0.25	1.53
R2	0.07	0.58	1.80
R3	0.07	1.11	2.38
R4	0.08	1.55	3.03
N1	0.10	0.18	1.30
N2	0.07	0.41	1.48
N3	0.07	0.88	1.98
N4	0.08	1.61	2.84
CI	0.10	0.24	-
CII	0.07	0.97	-

Tablo 1'de uluslararası standartlarca tanımlanan yol sınıflarının karakteristik büyüklükleri toplu olarak gösterilmektedir. Görüldüğü gibi, farklı sınıflandırma sistemlerinde  $q_0$  ortalama parıltı faktörü aynı kalırken, S1 ve S2 aynasal faktörleri arasında farklılıklar vardır. 1 ve 2 sınıfı yollar dağıtıcı yansıtıcı, 3 ve 4 sınıfları ise aynasal yansıtıcı karakterdedir.

Araştırmalar, üç büyüklüğe dayanarak yol sınıflarını belirleme yöntemlerinin sadece kuru yol yüzeyleri için uygulanabileceğini göstermektedir. Islak yol yüzeyleri için başka karakteristik büyüklüklere ihtiyaç vardır [3]. R2 sınıfı standart yol için r-tablosu Tablo 2'de verilmiştir. Bu standart r-tablolarının kullanılması için, yol yüzeylerinden alınan numuneler üzerinde laboratuvarda  $q_0$ , S1 ve S2 değerlerinin ölçülmesi gerekir. S1 ve S2 aynasal faktör değeri ölçülen S1 ve S2 değerlerine en yakın olan standart yol sınıfı belirlenir ve hesaplarda o yol sınıfına ait r-tablosu kullanılır. Standart yol sınıfının  $q_0$  ortalama parıltı faktörü, ölçülen  $q_0$  değerinden farklı ise, tablodaki değerler,

$$x = q_0 (\text{ölçülen}) / q_0 (\text{standart yol}) \quad (10)$$

düzeltilme faktörü ile çarpılarak kullanılır.

Tablo 2."R2 sınıfı standart yol için r-tablosu ( $> 10^4$ )"

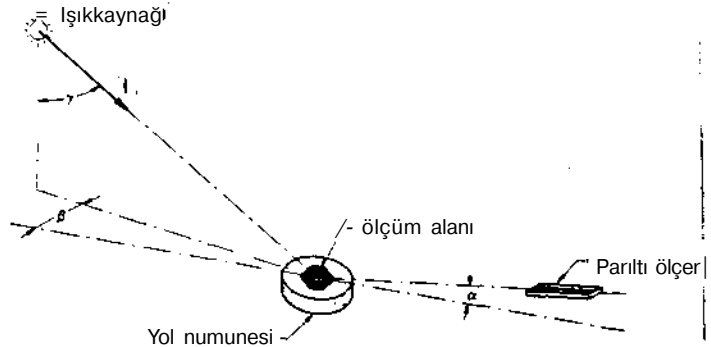
tg/p	0	5	10	20	30	40	60	75	90	120	135	150	180
0	390	390	390	390	390	390	390	390	390	390	390	390	390
0.25	411	411	411	411	411	411	368	357	357	346	346	335	335
0.5	411	411	411	403	379	346	303	281	281	271	271	260	260
0.75	379	379	368	346	303	260	216	206	206	206	206	206	206
1	335	335	325	291	238	195	152	152	152	152	141	141	141
1.25	303	292	271	206	152	119	100	103	106	106	114	114	119
1.5	271	260	227	152	119	93	76	76	80	87	89	91	95
1.75	249	227	195	124	91	67	52	54	58	67	69	71	74
2	227	195	152	95	67	52	40	41	45	52	54	56	58
2.5	195	146	110	58	40	30	24	26	28	33	35	38	41
3	160	115	67	33	21	17	16	17	17	21	22	24	27
3.5	146	87	41	18	13	11	11	11	11	14	15	17	21
4	132	67	27	12	9.4	8.2	7.6	7.9	8.7	11	12	13	17
4.5	118	50	20	8.9	6.6	6.1	5.6	5.8	6.3	8.4	10	12	14
5	106	38	14	6.3	5	4.7	4.4	4.8	5.2	7.4	8.5	9.5	11
5.5	96	29	11	5.1	4.1	3.8							
6	87	22	8	3.9	3.4								
6.5	78	17	6.1	3.1	2.7								
7	71	14	4.9	2.5	2.2								
7.5	67	12	4.1	2.1									
8	63	10	3.4	1.8									
8.5	58	8.7	2.9	1.6									
9	55	7.4	2.5	1.4									
9.5	52	6.5	2.2	1.3									
10	49	5.6	1.9	1.2									
10.5	47	5	1.7	1.2									
11	44	4.4	1.6	1.1									
11.5	42	4	1.5										
12	41	3.6	1.4										

### 3. Ölçme Düzeneği

ölçme düzeneği, ölçülecek yol yüzeyi numunesinin üzerinde bulunduğu düzlem, sabit yükseklikte monte edilmiş her doğrultuda ışık şiddeti sabit bir ışık kaynağı ve parıltı ölçer olmak üzere üç bölümden oluşur (Şekil 4). I ışık şiddeti ve h montaj yüksekliği sabit olduğundan, ölçülen L parıltı değeri ile,

$$r(p, Y) = q(p, y) \times \cos^3 y = (L \times h^2) / l \quad (11)$$

bağıntısı yardımıyla, indirgenmiş parıltı faktörü değerleri hesaplanır. Denklem (7), (8) ve (9) daki eşitliklerden yol yüzeyinin  $q_0$ , S1 ve S2 büyüklükleri belirlenir.



ŞEKİL:4"ölçme düzeneği"

ölçme için, yol yüzeyinden alınan numuneler düz ve bozulmamış olmalı, taşınırken betonla desteklenmelidir. Numune alınan yol yüzeyi en az bir yıl boyunca kullanılmış olmalıdır. Güneşiği, araç farları ve yol aydınlatması altında yapılan görsel tetkikler sonucunda lokal farklılıklar görülürse, değişik yerlerden, özellikle tekerlek izleri üzerinde ve izler arasından birden fazla örnek alınmalıdır. Numunenin

boyutu yeterli doğrulukta ölçüm alanı oluşacak kadar geniş olmalıdır, ölçme düzeneğine bağlı olarak numuneler dikdörtgen veya daire şeklinde olabilir. Dikdörtgen örnek yaklaşık 20 cm x 40 cm boyutunda uzun kenarı trafik yönüne paralel olacak şekilde, dairesel örnek ise 20 - 25 cm çapında olacak şekilde yol yüzeyinden çıkarılır.

4. Yansıtma Özelliklerinin Kabaca Belirlenmesi  
 $q_0$ , S1 ve S2 yansıtma karakteristik büyüklüklerinin ölçülememesi, yol yüzeyinin çok yeni olması veya ölçüm yapabilecek laboratuvar koşullarının bulunmaması gibi durumlarda Tablo 3'deki malzeme bilgilerinden yararlanılarak aydınlatılacak yol, uygun bir sınıfa çok kabaca dahil edilebilir. Çok kaba bilgiler içeren bu tablonun kullanımının en son başvurulacak yöntem olacağı akıldan çıkarılmamalıdır.

Tablo 3 "Standart yol sınıflarının kabaca belirlenmesi"

Yol sınıfı	Malzeme yapısı
R1 ve N1	Yapay parlaklığı en az 0,15 olan asfalt yüzeyler, üzeri çok parlak pürüzlerle kaplı yüzeyler ve beton yol yüzeyleri
R2 ve N2	Kaba yapılı ve çakıllı yollar, yapay parlaklığı 0,10 ila 0,15 arasında olan asfalt yüzeyler, çakıllı, pürüzlü asfalt beton ve yeni mastik asfalt yüzey
R3 ve N3	İçindeki çakılların boyutları 10 mm civarında olan zımpara kağıdı görünümlü kaba asfalt beton, kaba yapılı ama parlak yüzey kaplamaları
R4 ve N4	Birkaç ay kullanımdan sonraki mastik asfalt ve düzgün, parlak yapılı yol yüzeyleri

#### 5. Hesap Sonuçları ile Ölçüm Sonuçları Arasındaki Farklılıklar

Aynı özelliklere sahip iki farklı yolda yapılan açık alan ölçümleri sonucunda bulunan ortalama parlaklık düzeyi ( $U_r$ ), ortalama ( $U_o$ ) ve boyuna ( $U_b$ ) düzgünlük oranları Tablo 4'de verilmektedir. Tablo 4'de ayrıca bilgisayar hesapları ile elde edilen sonuçlar da gösterilmiştir, ölçüm ve hesaplamaların yapıldığı her iki yol da toplam 11,25 m genişliğinde 3 şeritli otoyollardır. Söz konusu yollar 12 m genişliğindeki orta refüje 50 m aralıklarla yerleştirilen çift konsollu direklerle aydınlatılmışlardır. 5° eğim açılı 3 m uzunluktaki konsollara içlerinde 400 W yüksek basınçlı sodyum buharlı lamba bulunan armatürler monte edilmiştir.

Tablo 4 "Aynı tip iki yoldaki ölçüm ve hesap sonuçları"

	Lort (cd/m <sup>2</sup> )	$U_o$	$U_n$	$U_b$	$U_o$
Hesap sonuçları	2.01	0.41	0.82	0.86	0.85
1.yol ölçüm sonuçları	2.74	0.58	0.81	0.74	0.79
2.yol ölçüm sonuçları	3.9	0.29	0.63	0.75	0.75

ölçümle bulunan ortalama parlaklık düzeylerinin, bakım-ışletme faktörü 0,8 kabul edilerek yapılan hesap sonuçlarından biraz yüksek çıkması normaldir. Yine de 2.yolda ortalama parlaklık düzeyi olması gerekenden fazladır, özellikle 2.yoldaki ortalama ve boyuna düzgünlük oranlarındaki büyük farklılıkların en önemli nedeni yolun aynasallık derecesinin iyi tahmin edilememiş olmasıdır.

Ülkemizde yol aydınlatması hesapları armatür üretici şirketlere ait özel bilgisayar hesaplama programları kullanılarak uluslararası önerilere uygun, olarak yapılmaktadır. Fakat bu programlarda veri olarak girilmesi gereken yol yüzeylerinin yansıtma özellikleri, aydınlatılan yol yüzeyleri incelenmeden her zaman R3 sınıfı kabul edilerek hesaplar gerçekleştirilmektedir.

#### Sonuç

Yol yüzeylerinin yansıtma özellikleri iyi belirlenmediğinde tasarım aşamasında yapılan hesap sonuçları ile uygulama anında elde edilen ölçme sonuçlarının farklı olacağı açıktır. Bu da, büyük maliyetlerle gerçekleştirilen yol aydınlatması tesisatlarından beklenen verim, güvenlik ve konforun elde edilmesini engelleyen istenilmeyen bir durumdur. Söz konusu sonuçları önlemek ve yol aydınlatması projelerinin uluslararası normlarda önerilen kalite parametrelerine uygulama anında da sürekli sahip olmalarını sağlamak için, kontrol ve kabul makamlarının yanısıra müteahhit ve aydınlatma şirketlerine de büyük sorumluluklar düşmektedir.

Yol yapımında kullanılan materyaller, genelde o civarda bulunabilen malzemeler olmaktadır. Bu durumda, coğrafik yapı nedeniyle ülkemizde yol sınıflarında bölgesel farklılıklar söz konusudur. Farklı tip malzemelerden yapılan yol kaplamalarının yansıtma özelliklerinin laboratuvar ölçülmesi, elde edilen sonuçlara göre sınıfının belirlenmesi gerekmektedir. Ayrıca yol yüzeylerinde çok aşırı lokal farklılıkların oluşmaması için, yapımı esnasında bileşimlerindeki malzemelerin değişik olmamasına da özen gösterilmelidir. Tasarım aşamasında hesaplamalar yapılmadan önce, yol sınıfının belirlenmesinin önemi yetkili makamlara bildirilmeli, kaba da olsa bazı incelemeler yapılmalıdır.

Ülkemizde gerek yol sınıflarının belirlenmesi amacıyla yol numuneleri üzerinde gereken karakteristik büyüklüklerin ölçülmesi, gerekse aydınlatma armatürlerinin fotometrik veri kağıtlarının oluşturulması için gerekli donanımlara sahip işler durumunda kapasiteli bir "Fotometrik Ölçme Laboratuvarı"nın bulunmayışı önemle üzerinde durulması ve en kısa zamanda çözüme ulaştırılması gereken bir konudur.

#### Kaynaklar

- [1] Publication CIE No. 30-2 (TC-4.6), "Calculation and Measurement of Luminance and Illuminance in Road Lighting", 1982
- [2] CIE / PIARC Joint Technical Report No. 66, "Road Surfaces and Lighting", 1983
- [3] Publication CIE No. 47 (TC-4.6), "Road Lighting for Wet Conditions", 1979
- [4] özkaya, M., "Yol Aydınlatması", İTÜ. Elektrik-Elektronik Fakültesi, 1990
- [5] Schreder, "Lighting Seminar Documents", Ch.3, Liege, 1997
- [6] Toprakkale - İskenderun ve TAG Otoyolları Yol Aydınlatması Ölçme Raporları", 1994, 1996.

# MİKROBİLGİSAYAR KONTROLLÜ DOĞRULTUCU İLE BESLENEN ELEKTROMANYETİK SÜSPANSİYON SİSTEMİNİN DİNAMİK DAVRANIŞI

Ali ÖZEN Sefa AKPINAR

Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Mühendislik Fakültesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
61080 TRABZON

E-Posta:aliozen@eedec.ktu.edu.tr, akpinar@eedec.ktu.edu.tr, Fax:0462-325 7405

## ABSTRACT

*In this study, the design and control of the electromagnetic suspension system which is one of the suspension system used in the high speed trains are considered. In order to accomplished this, a prototype is designed and a mathematical model is developed. Then dynamic behavior and control of the systems are studied theoretically whereas the control of the prototype has been realised by the 80C51 microprocessor. The results obtained experimentally and theoretically shows a good consistency.*

## 1. GİRİŞ

Teknolojideki gelişmelerin paralelinde ulaşım tekniğinde de hızlı gelişmeler baş gösterdi. Örneğin trenlerde hız ve konfor bu teknolojilerden faydalanılıp artırılarak hızda sunulmuş durumdadır. Bu trenlerde bir yandan hız ve konfor göz önünde tutulurken öte yandan can güvenliği ve ekonomiklik tasarımda düşünülen faktörlerdir. Konfor ve hız için önemli olan en büyük etmen raylarla tekerlekler arasındaki sürtünmedir. Tekerlekler ile raylar arasındaki irtibatı kesmek için geliştirilmiş iki yöntem bulunmaktadır [1]. Bunlar;

1-Elektrodinamik itmeli Sistem -Elektrodinamik Süspansiyon- (EDL),

2-Elektromanyetik Çekmeli Sistem (EML) - Elektromanyetik Süspansiyon-, dir. Birinci yöntem, benzer manyetik kutupların birbirini itmesi, ikincisi ise karşı kutupların birbirini çekmesi ilkesinden yararlanır. EDL'de, kabinin altına ve rayın üstüne yerleştirilen benzer kutuplu mıknatıslar birbirini iterek trenin yerden yükselmesini sağlar. EML'de ise T-kesitli rayın altına yerleştirilen sabit çekirdek ile karşı karşıya bulunan ve rayı kavrayan kabinin raya bakan iç kısmına yerleştirilen hareketli çekirdek üzerindeki sargılardan akım geçirilerek kabin raydan havaya yükseltilir [4]. EML'de ray ile kabin arasındaki hava aralığının ayarlanması, EDL'ye göre daha zordur. Çünkü manyetik kuvvet, bu aralığın azalmasıyla artar, dolayısıyla kabinin raya yapışmasına neden olabilir. Bu nedenle akımın kabin ile ray arasındaki bu aralığı sabit tutmak için otomatik ayarı gereklidir. Bu sistem, karmaşık bir kontrol mekanizması gerektirmesine karşın, EDL'nin çok

güçlü manyetik alanlarla çalışması nedeniyle tercih edilmektedir.

Bu çalışmada EML sistemi ele alınarak tasarım, prototip geliştirme ve mikrobilgisayarlarla bunların denetimi ele alınacaktır.

Tasarımda bir kabinin raydan belirli bir yükseklikte tutulması esas alınarak kullanılacak olan doğru akım beslemeli elektromagnetlerin kaldırma kuvvetleri belirlenecektir.

Mikrobilgisayarlarla denetimde, kabin ve ray arası açıklık uygun algılayıcılarla algılanarak mikrobilgisayara iletilecek, dolayısıyla daha önce yüklenmiş olan program gereğince bu ölçme sonuçları değerlendirilerek elektromagneti besleyen doğrultucuların ateşleme açıları ayarlanarak gerekli doğru akım temin edilecektir.

## 2. MODELLEME

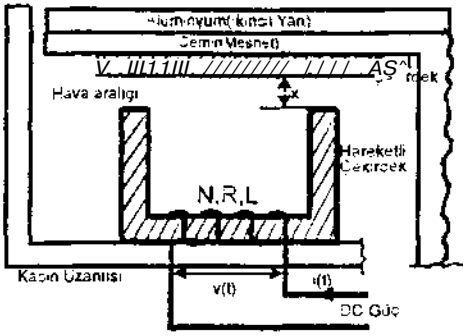
Çalışmada, yerçekimine karşı koymak için çekici manyetik kuvvetleri kullanan bir EML sisteminin kontrolü 80C51 mikrobilgisayarı ile yapıldı ve bu arada, yük kuvvetleri de dikkate alındı. Bir süspansiyon sistemi doğal olarak kararsız olup sisteminin tasarımında denetleme amaçları sadece bu kararsızlığı inceleme değil aynı zamanda rastgele yük değişimlerine karşı cevabı da içermektedir.

Amacımız EML'nin bir prototipini oluşturarak bunun üzerinden gerekli çalışmaları yapmak olduğu için Şekil-1'de gösterilen süspansiyon sistemi gerçekleştirildi. Bu sistem üzerinde belirtilen hava aralığı değişimi uygun algılayıcılarla algılanarak elde edilen veri mikrobilgisayara iletilip değerlendirildikten sonra mikrobilgisayara yüklenmiş olan program gereğince gerekli denetim işaretleri üretilerek bu işaretlerle DC güç kaynağı kontrol edildi ve sonuçta Şekil-1'de gösterilen hareketli çekirdeğin sargılarından akan akım ayarlanarak hava aralığının değişimi arzu edilen değerlerde tutuldu.

Şekil-1'de gösterilen modelde hareketli çekirdek 8Kg'lık bir ağırlığa sahiptir. Bu ağırlığı 10mm'lik sabit bir hava aralığında sürekli halde askıda tutabilmek için,

$$Hx = N\dot{x} \quad (D)$$
$$F(x,t) = \frac{1}{2} - A \left( \frac{V(M)}{x} \right)^2 \quad (2)$$

bağıntıları gereğince 80N'luk bir kuvvete, dolayısıyla 7000 amper-sarımda 1.3 teslalık bir akı yoğunluğuna ihtiyaç vardır.



Şekil-1. Manyetik Devre Konfigürasyonu

Şekil-1'de gösterilen elektromıknatista kaçak akıyı gözardı edip çekirdek için  $\mu = x$  olarak hava aralığına ilişkin kuvvet (2) denklemi ile ifade edilebilir.

Hava aralığının değişimi ile sargı endüktansının değiştiği hatırlanarak tutularak sargı uçları arasındaki gerilim,

$$v(t) = M \frac{di(t)}{dt} + L \frac{dx(t)}{dt} \quad (2)$$

ile belirlenir.

Çalışma noktası  $(i_0, x_0)$  civarında küçük değişimler için doğrusallaştırmadan faydalanarak Şekil-1'deki sisteme ilişkin hareket denklemi.  $M(i, x)$  sonlu değişimleri cinsinden ifade edilecek olursa,

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + \frac{dM}{dx} \frac{dx}{dt} = -A' i - A' x + \dots \quad (3)$$

olup burada,

$m$  : Askıya alınan kabin ve kabin yükünün kütlesi olup hareketli çekirdeğin kütlesi bunların yanında ihmal edilmektedir.

$F_v$  : Kabin içi yükü, kabin ağırlığı gibi yüklerin oluşturduğu askıya alınan toplam ağırlığa ilişkin yük kuvvetidir.

Çalışma noktası  $(i_0, x_0)$ 'a ilişkin gerilim  $v_0$  olmak üzere akım ve hava aralığındaki sonlu değişimlere karşı düşen gerilimdeki sonlu değişim (3) nolu denklemden hareketle,

$$v(t) = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + M \frac{dx(t)}{dt} + \dots \quad (4)$$

olarak elde edilir. Burada, sabitler arasında

$$L \frac{d^2x}{dt^2} + K_x x = K_f i \quad (5)$$

ilişkisi bulunmaktadır.

Yukarıdaki bağıntılar yardımıyla aşağıdaki diferansiyel denklem elde edilmiştir olur.

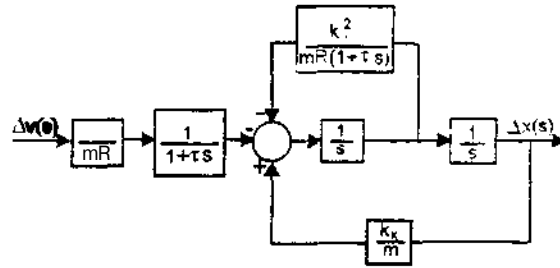
$$\frac{d^2x}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dx}{dt} + \frac{K_x}{M} x = \frac{K_f}{L} i(t) \quad (6)$$

Şekil-1'de gösterilen sisteme ilişkin geçiş fonksiyonu yukarıda verilen bağıntılar yardımıyla

$$\Delta x(s) = \frac{K_f}{mR(1+\tau s)} \Delta v(s) \quad (7)$$

olarak elde edilir. Burada  $\tau = \frac{L}{R}$  sargının zaman sabiti olup sistem dinamiğini etkileyen, tepki süresini belirleyen bir sabittir.

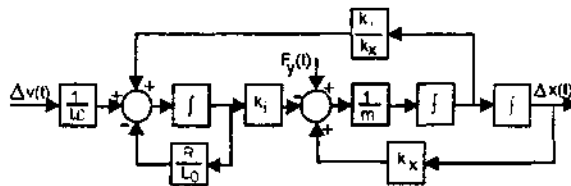
Denklem (8)'i blok olarak gösterecek olursak Şekil-2'de gösterilen blok diyagramı elde edilir.



Şekil-2. Şekil-1'e ilişkin Blok Diyagramı

Denklem (6)'da verilen sabitler arası ilişki, yapılan deneyler sonucunda  $\Delta x = U \Delta v$  olarak tesbit edilmiştir. Öte yandan  $x(0) = 0$  olması nedeniyle,

olacağı için Şekil-2'de gösterilen blok diyagramı daha basite indirgenerek ve bozucu davranış nitelikli yük kuvvetini de hesaba katarak yaklaşık matematiksel model, Şekil-3'teki gibi elde edilir.



Şekil-3. Yaklaşık Matematiksel Model

Bu model, kararlılığı sağlayan denetleyicilerin tasarımında yaygın bir şekilde kullanılır. Büyük elektromıknatıslar için her ne kadar  $x(0) = 0$  varsayımı çok doğru değilse bile bu varsayım karakteristik denklemin yaklaşık olarak

$$(1 + \tau s)(s^2 + \frac{K_x}{mR} s - \frac{K_x}{m}) = 0 \quad (8)$$

ile ifade edilmesini sağlar. Buradan elde edilecek kutuplar,

$$s = -\frac{R}{2m} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2m}\right)^2 - \frac{K_x}{m}}$$



dir. Bu bağıntılardan kutupların reel ve zaman sabitine bağlı olduğunu görürüz. Büyük değerli zaman sabiti T'nun etkisi açık çevrim kutuplarının sağa doğru kaymasına neden olur. T'nun sıfır değeri almaması nedeniyle, özellikle |Ax|'in x<sub>0</sub>'a göre hmal edilemeyecek büyük değerlerde olan elektromagnetlerde denklem (8)'dan elde edilmiş matematiksel model süspansiyonlu sistemler için daha uygundur, K<sub>v</sub>, K<sub>x</sub> ve m kütlesi, kuvvetin, (∂<sub>o</sub>, XQ) çalışma noktasındaki akıma ve x'e göre türevlerinin alacağı değerlerine bağlı olması nedeniyle süspansiyon sisteminin dinamiği kararlı çalışma yapacağı noktanın seçimine çok bağlıdır. Eğer bu seçim F-x karakteristiğinin doğrusal olmayan kısmı üzerinde bulunacak şekilde yapılmışsa maksimum mücade edilebilir hava aralığı değişimi sınırlı bir kararlılığa sahiptir. Öte yandan, söz konusu seçim F-x'in doğrusal kısmı üzerinde yapılırsa gerekli kuvvetin oluşturulması için çalışma noktasında hava aralığı akı yoğunluğu az ve geniş bir manyetik çekirdek kesitine ihtiyaç duyulur. Böylece arzu edilen çalışma noktasını belirlemek ve bu noktanın civarındaki yer değişmelerinin etkisini belirlemek için T, m ve A<sup>2</sup>'in süspansiyon sisteminin dinamiği üzerine doğrusal olmayan etkilerinin incelenmesi faydalı olur.

Denklem (8)'e ilişkin açık çevrim kutuplarının değişimini incelemek için tasarımı ilgili veriler daha sonraki bölümde verilecektir.

## 2.1.GERİ BESLEME KAZANÇLARININ ETKİLERİ

Düşey yöndeki ivme ile Şekil-4'te gösterilen c aralığı süspansiyon sisteminin temel tasarım parametreleri olduğundan dolayı bu parametrelere dayalı matematiksel model doğrudan doğruya bu sistemin davranışıyla bağlantılıdır. Bu,  $\frac{d^2}{dt^2}$  (O) düşey

yöndeki ivmesi ile Ac(/) aralığının biraraya getirilmesine yol açar.

s<sub>v</sub>(t), klavuz yol profilindeki h<sub>0</sub>'a (nominal aralık) göre değişimi, Ac(r), c<sub>0</sub>'a (nominal açıklık) göre değişimi temsil etmek üzere denklem (4) denklem (H)'teki gibi yeniden tanımlanabilir.

$$m \frac{d^2}{dt^2} A^* (O = -K_v \dot{y}(t) + K_x c(t) + F_v(t) * \frac{A_i}{C^2})$$

Burada sargı akımı, giriş gerilimi ve bağlı hıza bağlıdır. Yani

$$\dot{I}_A(t) = \frac{L}{A} \frac{d}{dt} \Delta_c(t) - \frac{A \Delta_c(t)}{L_0} + \frac{1}{L_0} \Delta v_m(t) \quad C^2)$$

denklemini yukarıda belirtildiği gibi Ac(/), düşey yöndeki hız  $\dot{x}(t)$  ve A(/)'yi durum değişkeni olarak

olarak,  $\dot{y}_i(t)$  ve Av(r)'yi de kaynak fonksiyonu seçerek denklem (12) aşağıdaki şekilde birleştirilebilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \Delta c(t) \\ \frac{d^2}{dt^2} \Delta x(t) \\ \frac{d}{dt} y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{K_x}{m} & 0 & \frac{-K_v}{m} \\ 0 & \frac{K_x}{K_i} & \frac{-R}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta c(t) \\ \frac{d}{dt} \Delta x(t) \\ \Delta y(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ac(t) \\ \frac{d}{dt} Xx(t) \\ \Delta v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v(t) \\ F_y(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ \frac{-K_x}{K_i} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \Delta h_i(t) \quad (13)$$

Denklem (13)'te iki konum işareti vardır. Bunlar; [c<sub>0</sub> + Ac(r)] bağlı konumu, [x<sub>0</sub> + Ar(/)] mutlak konumudur.

Bunlardan birincisi çalışma noktası civarında fazla değişmemelidir. İkincisi ise /,(/)'den etkilendiği gibi sistem dinamiğinden de etkilenir. [x<sub>0</sub> + A\*(/)] konumunun arzu edilen özelliği, alçak frekanslarda /<sub>i</sub>(r)'yi takip etmeli ama yüksek frekanslarda ^('deki titreşimlere karşı daha az duyarlıdır. Sonucu özellik, yüksek frekanslarda, x<sub>0</sub> = c<sub>0</sub> + h<sub>0</sub> civarında bir değerde kalmasını ima eder.

Genel durum geri besleme kontrol ilkesi denklem (14)'daki gibi formüle edilebilir.

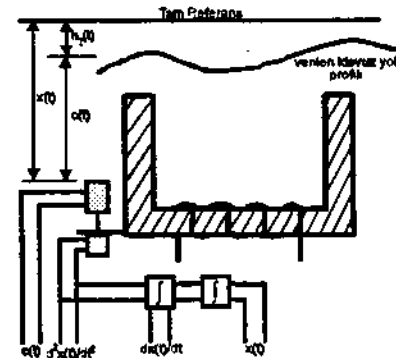
$$Av(r) = K_p Ac(t) + (K_v + K_i) \frac{d^2}{dt^2} \Delta x(t) - \Delta v(t) \quad (14)$$

Burada, K<sub>a</sub>, K<sub>v</sub> ve K<sub>p</sub> uygun kontrol geribesleme kazançlarını temsil etmektedir.

Sisteme ilişkin kapalı çevrim dinamiği ise

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \Delta c(t) \\ \frac{d^2}{dt^2} \Delta x(t) \\ \frac{d}{dt} \Delta y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{K_x}{m} & 0 & \frac{-K_v}{m} \\ \frac{K_p}{L_0} & \frac{K_v}{L_0} + \frac{K_x}{K_i} & \frac{-R}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta c(t) \\ \frac{d}{dt} \Delta x(t) \\ \Delta y(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} AV(t) \\ F_y(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ \frac{-K_x}{L_0} - \frac{K_x}{K_i} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \Delta h_i(t) \quad (15)$$

denklemini ile tanımlanabilir.



Şekil-4. Açıklıklar ve Bunlar Arası İlişkiyi Gösteren Model

Bu şekilde,

$h_r(t)$  : Verilen klavuz yol profilinin mutlak referansa göre açıklığı,

$x(t)$  : Görünür açıklık,

$c(t)$  : Fark açıklıktır.

$F_y(s) = 0$  ve  $Av(s) = 0$  koşuluyla  $c$  ve  $x$ 'e ilişkin geçiş fonksiyonları,

$$g_r(s) = \frac{\Delta c(s)}{\Delta h_r(s)} = \frac{K_r K_v}{m L_0 s^2 - \left( \frac{R}{L_0} - \frac{K_r K_v}{m L_0} \right) s + \frac{K_r K_v}{m L_0}} \quad (16)$$

$$g_x(s) = \frac{\Delta x(s)}{\Delta h_r(s)} = \frac{1}{m L_0} (K_r K_p - K_x R) \quad (17)$$

olup burada  $p(s)$  kapalı çevrime ilişkin karakteristik polinomu göstermektedir. Bu polinom,

$$p(s) = \det(sI - A) = s^2 + \left( -\frac{R}{L_0} + \frac{K_r K_v}{m L_0} \right) s + \frac{K_r K_v}{m L_0} \quad (18)$$

ile ifade edilir.

Temel amaç sabit hava aralığı girişi ile  $\hat{h}_r(s)$  değişiminin etkisini inceleme olduğundan  $Av(s) = 0$  kabulünü yapma genelliği etkileyici bir etmen olmaz.  $K_r$ ,  $K_x$  ve  $m$ 'nin değişimlerinden dolayı uygun geçici hal tepkileri temin edecek olan bir denetleyiciye, ki  $x_0$  çalışma noktasında çalışan başka bir çalışma noktasına geçişte ve farklı bir kütle ile çalışmada tutarlı bir kararlılık yeteneğine sahip olmayabilir.

### 3. EML SÜSPANSİYON SİSTEMİNİN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

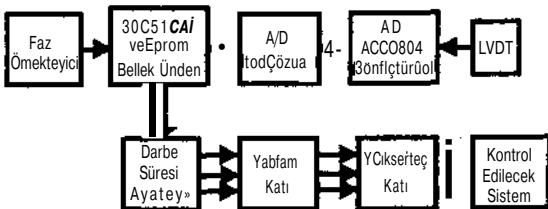
Çalışmamızda, pratik olarak tasarladığımız çekmeli maglev askı sistemi, 20mm'lik hava aralığında 15 Kg'lık kaldırma oranına sahip, 8 Kg'lık bir elektromıknatıs Hamperlik akımla kaldırmaktadır. Güvenlik için 10mm hava aralığının kalması gerekmektedir. Hesap ve tasarımlar buna göre yapılmıştır.

Bu çalışmada ;

1-Üç fazlı orta nokta bağlantılı tam kontrollü doğrultucu (O3T)'dan faydalanılmıştır.

2-Hava aralığını algılayıcı olarak, güvenilirlik ve duyarlılığı nedeniyle [2] doğrusal değişimli diferansiyel transformatör (LVDT) kullanılmıştır.

3-Mikrobilgisayar olarak da 80C51 mikroişlemcisi [3] kullanılmıştır ve blok diyagramı Şekil-5'te gösterilmektedir.



Şekil-5. EML Sisteminin 80C51 Mikrobilgisayarca Kontrolünün Blok Şeması

### 4. SONUÇLAR

Bu çalışmada, EML süspansiyon trenlerinin pratik olarak küçük bir modeli tasarlanarak uygulamaya konulmuştur. Yapılan deneylerde Tablo-1'de gösterilen sonuçlar elde edilmiştir. Bu tabloda  $p_y$  kaldırılan net yük ve elektromıknatısın ağırlığını,  $F_e$  ise üretilen kuvveti göstermektedir.

Tablo-1. Elektromıknatısın Kuvvet-Akım-Yük ilişkisi

i (A)	$F_e$ (N)	$F_y$ (Kg)
11	80.30	8
12	90.56	9.5
13	112.15	11
14	130.07	13
15	150.08	15

Deneylerden de görüldüğü gibi akım arttırıldığı zaman kaldırma kuvveti artmakta, dolayısıyla maglev askı treninin taşıyabileceği yolcu da artmaktadır. Uygulamalarda iletken kesiti, sarım sayısı ve akımın uygun seçilmesiyle gerekli tasarımların yapılması halinde, uygulamada bu ve buna benzer çalışmaların gerçekleştirilmesini mümkün kılmaktadır.

### KAYNAKLAR

- [1] P.K. SINHA K.M.W. LIU, T.Y. KAN and S.M. LI: 'Digital Control of a Maglev System', Internal Report, University of Warwick, 1986.
- [2] Mehmet Emin AYDINYÜZ. Salih Zeki TAŞÇI: 'Endüstriyel Kontrol', İstanbul, 1993.
- [3] Intel Co., 'Embedded Microprocessors and Microcontrollers', Handbook, U.S.A., 1988.
- [4] Dr. Ergin KORUR: 'Popular Mechanics', Çeviri, Bilim Teknik Dergisi, Nisan 1986.

# DEĞİŞİK ROTOR BAĞLANTILARI İÇİN SERİ UYARTIMLI SENKRON MOTORUN PSPICE BENZETİMİ

M. İlyas BAYINDIR\*, Mehmet ÖZDEMİR\*\*, Güven ÖNBİLGİN\*

\*Harran Üniversitesi Meslek Yüksekokulu Ş.Urfa

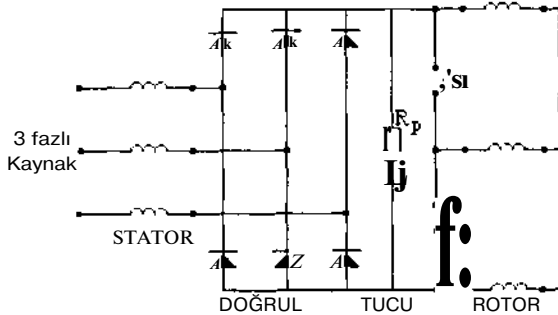
\*\*Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh. Elazığ,\*\*Ondokuz Mayıs Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh. Samsun

**ABSTRACT:** *This study is aimed at investigating the synchronising behaviour for various rotor connections of a series excited synchronous motor formed by connecting a bridge rectifier input in series with the stator winding of a slip-ring induction motor whereas the rectifier output feeds the rotor winding. The steady state behaviour of such a scheme in comparison to a separately excited one is well known, but the behaviour during synchronisation requires further study. Presentation of results obtained by a PSPICE based simulation and comparison with experimental results acquired during this study points to a model to account for design variations and additional circuitry.*

## 1. GİRİŞ

Seri uyartımlı senkron motor, uygun bir uyartım düzeneği ile bilezikli asenkron motorun senkron motor olarak kullanılmasındır [4]. Senkronlanan asenkron motorla ilgili Danielson[1]'un çalışmalarından itibaren, daha ucuz ve sade olan bilezikli asenkron motoru, senkron motorun yüksek verim, düzeltilmiş güç faktörü, sabit hız ve kontrol edilebilen yük açısı özellikleriyle çalıştırmak için senkronlanan asenkron motor ve uyartım düzenekleri araştırılmıştır, [2,3,4],

Williamson [4] tarafından sunulan bağlantı sadece bir köprü doğrultucu ile bilezikli asenkron motorun kendi üzerinden uyartılarak senkronlanmasını sağlar (Şekil 1). Williamson [4], sade bir matematiksel model ile böyle bir motorun sürekli durum çözümünü yapan bir model açıklamış, bu model yardımıyla motorun genel performans eğrilerini ve asenkron motora göre üstünlüklerini ortaya koymuştur. Motorun seri uyartımla senkronlama anındaki dinamik davranışını, bazı parametrelerin ve değişik rotor bağlantılarının bu davranışa etkisini gösterebilmek için daha hassas bir benzetime gerek vardır. Bu çalışmada böyle bir benzetim ve istenen bazı incelemeler sunulmuştur.



Şekil 1 Seri uyartımlı senkron motorun bağlantı şeması

Son yıllarda, çok sayıda sayısal yöntemler ve eşdeğer devre yaklaşımları içeren karmaşık modellemelerle elektrik motorlarının ve tahrik sistemlerinin performans incelemeleri yapılmıştır. Kullanılan yöntemlerin çoğu özel programlama tekniklerine ve değişik devre topolojilerine dayanır. Ayrıca doğrusal olmayan diferansiyel denklemlerin çözülmesi gibi matematiksel zorluklar da içerirler. Bu özelliklere sahip bir programın geliştirilmesi, özellikle bu çalışmada gerek duyulan bağlantı değişiklikleri ve ilave devreler açısından çok zordur [7].

Bu çalışmada seri uyartımlı senkron motorun PSPICE 5.4 devre tasarım programına dayalı fiziksel çalışma mantığına uygun şekilde, üç fazlı devre modelini kullanan bir benzetimi başarılmıştır. Program iki aşamalıdır. Şekil 1'de gösterildiği gibi, birinci aşamada köprü doğrultucunun çıkışı kısa devre edilirse bilezikli asenkron motor olarak; ikinci aşamada doğrultucunun çıkışı açılırsa senkron motor olarak çalışmaya geçiş işlemi yapılmıştır. Sunulan PSPICE benzetimi ile asenkron yol alma davranışı, tüm dinamik durum incelemeleri kolaylıkla yapılabilir. Ayrıca yarıiletken devre elemanlarının tam devre modelleri kullanılmış olup sıcaklık ve magnetik doymanın da etkilerinin modele katılabilmesi mümkündür, [7] Bu çalışmada, sürekli durum avantajları bilinen seri uyartımlı senkron motorun değişik rotor bağlantıları için senkronlama anındaki davranışının incelenmesi amaçlanmıştır.

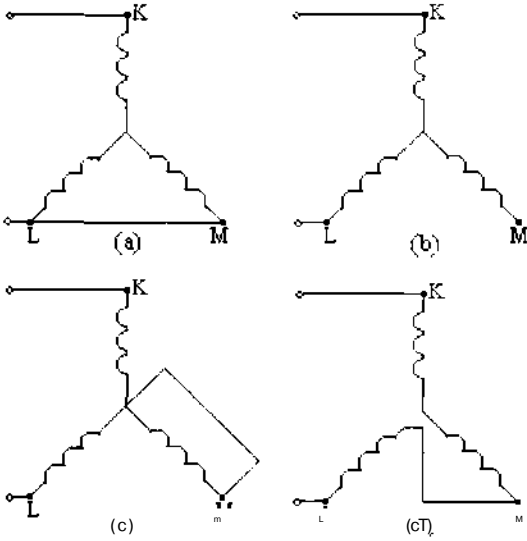
## 2. SERİ UYARTIM İÇİN ROTOR BAĞLANTI ŞEKİLLERİ

Serbest uyartım için çok sayıda rotor bağlantısı düşünülmüştür [2]. Bunlar seri uyartımda tam olarak incelenmemiştir. Genel olarak yol alma için rotor yıldız bağlanıp dirençler üzerinden kısa devre edilmesi önerilmiştir. Senkron çalışma için önerilen bağlantı şekillerinin bir kısmı kolayca normal bilezikli asenkron motora uygulanabilirken bir kısmı özel tasarım gerektirir. İşletmedeki asenkron motorlarda Şekil 2.a ve b' deki bağlantılar kolayca uygulanabilir fakat diğer bağlantılar için bilezik sayısını artırmak gerekir. Aynı uyartım akımı için üretilen bileşke mmk, Danielson

bağlantıda  $\frac{3}{2} n_r I_r$ , seri yıldız bağlantıda  $\sqrt{3} n_r I_r$ , üç faz

sen bağlantıda  $2n_r I_r$  olur.

Seri uyartımlı senkron motorun rotor devresinin her bir bağlantısı için doğrultucu çıkışına paralel direnç bağlanabilir. Bu direnç sürekli durumda motor performansı üzerinde çok önemli etki yapar.



Şekil 2. Senkron çalışma için bazı rotor bağlantıları  
a. Danielson b. Seri yıldız (bir sargı açık)  
c. Amortisman sargılı seri yıldız d. üç faz seri

Sürekli durumda, uyarım akımının stator fazör eşdeğeri ile seri etkileşimli olduğu stator faz akımı arasındaki oran 'k' olarak tanımlanır, 'k' değerinin bir ve birden küçük değerleri için motorun aşırı yüklenemebilme kapasitesi artar.  $R_p$  değeri küçüldükçe 'k' değeri de küçülüp motorun aşırı yüklenemebilme kapasitesi de artarak senkronlama kolaylaşır [8].

Dinamik davranışta ise bu direncin değeri küçüldükçe rotor devresinin zaman sabitine etki edip rotor akımının dalgalanmasını azaltır. Senkronlama anında yük açısına bağımlı olarak üretilen senkron momentler ile asenkron momentlerin ani değerleri ve bağıl yönleri geçiş davranışının şeklini belirler.

### 3. MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

Stator ve rotor için üç fazlı olmak üzere toplam gerilim denklemi aşağıdaki gibidir.

$$[V_{s,r}] = [R_{s,r}] [i_{s,r}] + [L_{s,r}] \left[ \frac{di_{s,r}}{dt} \right] + \left[ \frac{dL_{s,r}}{d\theta} \right] [i_{s,r}] \quad \text{m} \quad (2)$$

Burada  $[L_{s,r}]$  indüktans matrisi,  $[R_{s,r}]$  ise faz dirençlerinden oluşan diyagonal bir matrisdir. Ortak indüktansların, rotor pozisyon açısı  $\theta$ 'ya bağımlılığı sebebiyle  $\frac{d\theta}{dt}$  türev ifadesi çıkar, bu ifade ise açısız

hıza eşittir. Momentin ani değeri ise,

$$T_e = -\frac{p}{2} M_{sr} \left[ (i_{ra} i_{sa} + i_{rb} i_{sb} + i_{rc} i_{sc}) \sin\theta \right] - M_{sr} \left[ (i_{ra} i_{sb} + i_{rb} i_{sc} + i_{rc} i_{sa}) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] - \frac{p}{2} M_{sr} \left[ (i_{ra} i_{sc} + i_{rb} i_{sa} + i_{rc} i_{sb}) \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

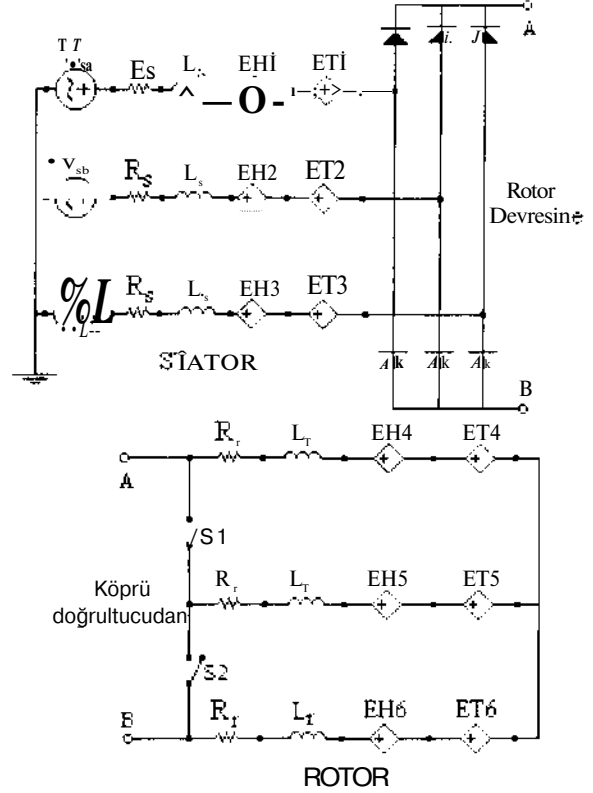
ifadesiyle verilir. Hareket denklemi ise

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l) \quad (3)$$

şeklinde yazılıp bir integral işleminin gerektiği görülür.

### 4. PSPICE BENZETİM YÖNTEMİ

PSPICE ve benzeri devre analizi yazılımları elektriksel devrelerin zaman domeninde geçici rejim çözümlerini yaparak devre tasarımında kolaylıklar sağlar. PSPICE devre programı kullanılarak incelenmekte olan tüm sistemin benzetimini yapan devreler kurulmuştur. Seri uyarımlı senkron motorun verilen matematiksel modeline uygun devresi Şekil 3'de gösterilmektedir.



Şekil 3 Seri uyarımlı senkron motorun eşdeğer devresi

Devre modelinde S1, S2 anahtarları senkronlama görevini yaparlar. S1 ve S2 kapalı iken asenkron çalışma modu geçerli; S1 açılırsa Danielson, S1 ve S2 açılırsa da seri yıldız bağlantı ile senkronlama işlemi yapılmış olur. Diğer rotor bağlantıları için de anahtar düzenekleri benzeri şekilde kurulabilir.

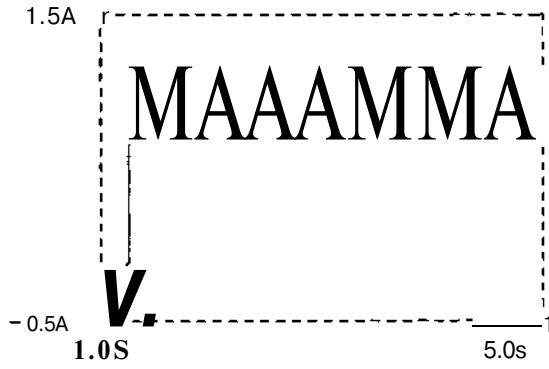
Stator ve rotorun herbir fazında iki çeşit indüklenen gerilim olup burada bağımlı gerilim kaynakları ile gösterilmiştir. Toplam gerilim ifadesinin (1) matrisel çarpımları yapıp açık şekli elde edilirse, akımların türevlerine bağımlı olan kısmı ise hareket gerilimlerini gösterir, indüklenen gerilimlerin ikisi de rotor konum açısı  $\theta$ 'ya bağlıdır. Ayrıca, transformatör gerilimleri akımların türevlerine, hareket gerilimleri de açısız  $\omega$ 'ya bağlıdır. Akımların türevlerinin elde edilmesi için ilave altı tane türev devresi kullanılmıştır. İndüklenen momentin ani değeri (3) denklemine göre

yük momentinden çıkarılıp J değerine bölünerek integrali alınıp M bulunur. «' nm da integrali alınarak rotor pozisyon açısı  $\theta$  bulunur. Böylece motorun tüm matematiksel modelinin benzetimi elde edilir.

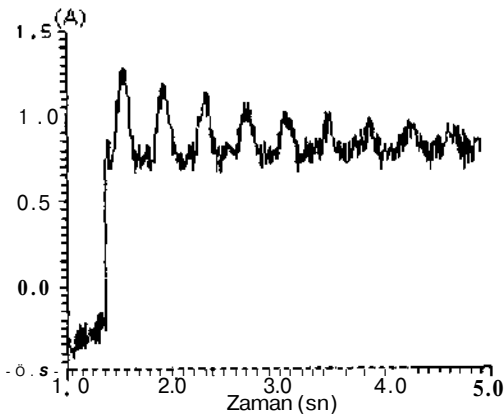
Magnetik doyma etkisinin makina performansına etkisini de hesaba katabilmek için uzay fazör modeli kullanılmıştır [5,6]. Herbir hesaplama adımında stator akımının uzay fazörü ile rotor akımının uzay fazörü hesaplanıp toplanarak mıknatıslanma akımı uzay fazörü bulunur. Açık devre deneyinden bulunan mıknatıslanma eğrisinden  $M_{sr}-i_m$  eğrisi bulunursa herbir hesaplama adımındaki  $i_m$  için  $M_{sr}$  değeri bulunarak modelde yerine konulur. Böylece doyma etkisi de modellenir.

### S. Sonuçlar

PSPICE benzetimi yoluyla motorun değişik rotor bağlantıları için senkronlama anındaki davranışı incelenmiştir. Ağırlıklı olarak rotor akımının değişimi incelenmiştir. Çünkü senkronlama anından itibaren rotor akımı stator akımlarının tepe değerlerini izlerken moment ve hızın değişimi de buna uyumludur. Deneysel ölçümleri de içeren değişik durumlar Şekil 6-11'de verilmiştir. Deneysel dalga şekilleri dijital osiloskop ile kaydedilerek seri portlar aracılığı ile kişisel bilgisayara veri dosyaları şeklinde aktarılıp GRAPHER yazılımıyla çizdirilmiştir.

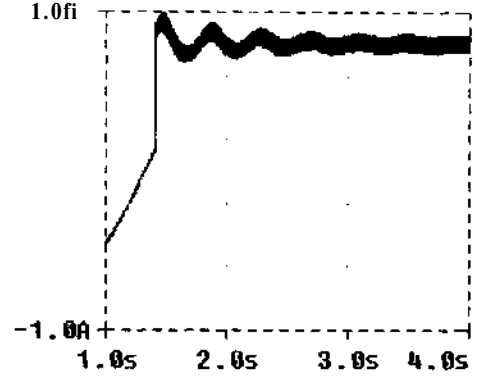


Şekil.4 Senkronlama süresince hesaplanan rotor akımının değişimi (Seri yıldız bağlantı)

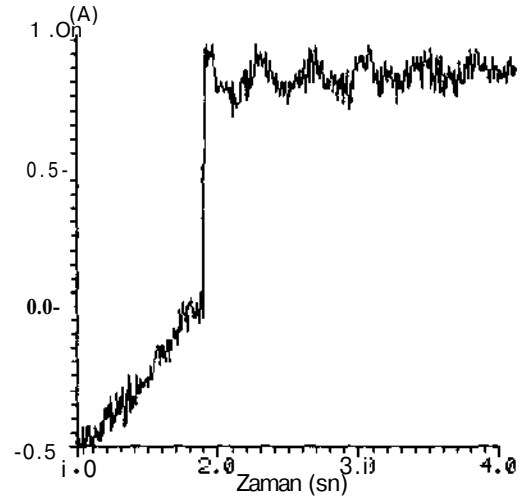


Şekil.5 Senkronlama süresince ölçülen rotor akımının değişimi (Seri yıldız bağlantı)

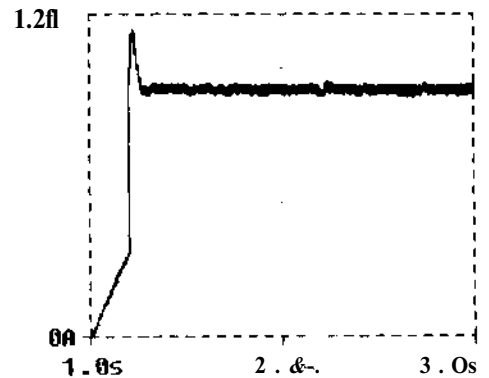
Teorik sonuçlar deneysel sonuçlarla desteklenerek yapılan benzetimin fiziksel sistemin davranışını yeterince doğruladığı ispatlanmıştır. Dikkat edilmelidir ki istenirse benzetim yoluyla moment, hız, sistemdeki diğer akım ve gerilimlerin değişimleri de elde edilebilmektedir.



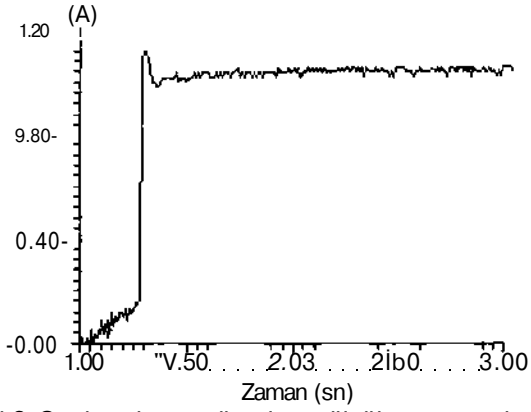
Şekil.6 Senkronlama süresince hesaplanan rotor akımının değişimi (Seri yıldız bağlantı,  $R_p=60Q$ )



Şekil.7 Senkronlama süresince ölçülen rotor akımının değişimi (Seri yıldız bağlantı,  $R_p=60f2$ )



Şekil.8 Senkronlama süresince hesaplanan rotor akımının değişimi (Danielson bağlantı)



Şekil.9 Senkronlama süresince ölçülen rotor akımının değişimi (Danielson bağlantı)

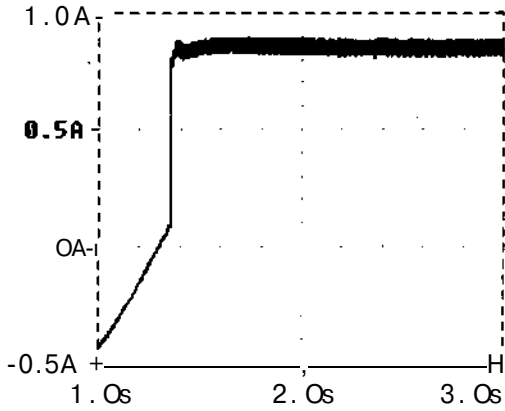
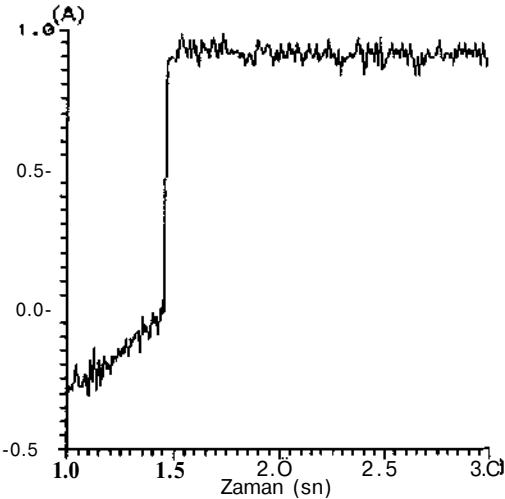


Fig.10 Senkronlama süresince hesaplanan rotor akımının değişimi (Danielson bağlantı,  $R_p=37Q$ )



Şekil.11 Senkronlama süresince ölçülen rotor akımının değişimi (Danielson bağlantı,  $R_p=37Q$ )

#### SONUÇ

Bu çalışmada seri uyarımlı senkron motorun senkronlama anındaki değişik rotor bağlantıları için PSPICE tabanlı bir benzetimi incelenmiştir. Benzetim

sonuçları, şu faktörlerin senkronlama davranışına etki ettiğini göstermiştir.

- rotor pozisyonunun etkisi
- rotor bağlantı şeklinin etkisi
- doğrultucu çıkışındaki paralel direncin etkisi
- senkronlama anındaki hızın etkisi

Ayrıca motor yapısına ve sargı çeşitlerine bağlı diğer parametre değişimlerinin de matematiksel model ile incelenebileceği görülmektedir. Bu çalışmada verilen model seri uyarımlı senkron motorun tüm performansını optimize etmek için doğru, kullanışlı bir inceleme ve tasarım aracı olarak kullanılabilir.

#### KAYNAKLAR

- [1] Danielson, E.: The Induction Motor As a Synchronous Motor. The Elektrotechnische Zeitschrift. vol.22, pp. 1065-1066, 1901
- [2] Brosan, G.S. and Hayden, J.T.: Advanced Electrical Power And Machines. Sir Isaac Pitman, London. 1966.
- [3] Griffin, J.: Synchronous Induction Motor. Mc Donald, London. 1954.
- [4] Williamson, A.C.: A New Connection For Synchronous Motor Excitation. Proc. IEE, vol. 127(3), pp. 169-173. 1980.
- [5] Özdemir, M. : Seri Uyarımlı Bir Senkron Motorun Tasarımına Yönelik Bilgisayar Benzetim Yöntemi Doktora tezi, Elazığ, 1993
- [6] Kovacs, K. P.: Transient Phenomena In Electrical Machines. Elsevier science publisher B. V., Amsterdam, 1984.
- [7] özdemir, M., Bayındır, M., önbilgin, G.: A PSPICE Simulation Of A Series Excited Synchronous Motor. Symposium on power electronics industrial drives power quality traction systems(SPEEDAM 96), June 1996.
- [8] Bayındır, M. ilyas : Seri Uyarımlı Senkron Motorun Dinamik Davranış Modellemesi. Y. Lisans Tezi , Elazığ, 1996

#### EK

Benzetim ve deneylerde gücü 1.1 kW olan iki kutuplu bir bilezikli asenkron motor kullanılmıştır. Motorun parametreleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}
 R_s &= 5.2 \text{ n} & R_r &= 4.85 \text{ } \Omega \\
 L_s &= 0.650458 \text{ H} & L_r &= 0.72073 \\
 M_{sr} &= 0.449044 \text{ H} & J &= 0.00732 \text{ kg.m}^2 \\
 B &= 0.00292 \text{ N m s/rad}
 \end{aligned}$$

# SENKRONLANAN ASENKRON MOTORUN SERJ VE SERBEST UYARTIM İÇİN PERFORMANS EĞRİLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

M. İlyas BAYINDIR\*, Mehmet ÖZDEMİR\*\*, Güven ÖNBİLGİN\*\*\*

\* Harran Üniversitesi Meslek Yüksek Okulu, Şanlıurfa

\*\*Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elazığ

\*\*\* Ondokuz Mayıs Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Samsun

**ABSTRACT:** *In this work, first a model that includes magnetic saturation and a software have been developed for a wounded rotor asynchronous machine which is synchronised seriesly and driven with a bridge redifler for performance calcutations and the validity of this model has been checked comparing the simulation results with experimental results. Following this, again a model including magnetic saturation and a software have been developed for seperately excited wounded rotor asynchronous machine and the validity of the model was tested comparing the simulation results vwith experimental results. And in the end, for both excitation situation, theoretical and experimental steady state performance curves have been compared.*

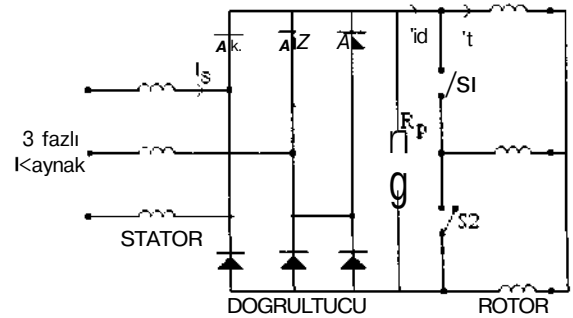
## 1. Giriş

Senkronlanan asenkron motor, bilezikli asenkron motor ile senkron motorun bir birleşimidir. Yani ucuz ve sade olan bilezikli asenkron motoru, üstün kalkış özelliğini kaybettirmeden, sürekli durumda senkron motorun yüksek verim, düzeltilmiş güç faktörü, sabit hız ve kontrol edilebilen yük açısı gibi üstün özellikleriyle çalıştırmayı sağlayan bir motor çeşididir. Aynı bir uyartım düzeneğinin pahalı olacağı küçük tahrikler için ise çoğu zaman bir asenkron motor tercih edilir. Danileson [1]'un serbest uyartımlı senkronlanan asenkron motorla ilgili çalışmalarından itibaren uygulama alanı bulan bu motor için Williamson [5] yeni ve daha sade bir uyartım yöntemi getirmiştir.

Serbest uyartımlı senkronlanan asenkron motor senkron çalışmada şebekeden tepkin güç alabilir ve şebekeye tepkin güç verebilir. Bu özelliği nedeni ile yalnız sistemin güç katsayısını düzeltmekle kalmaz, şebekede oluşan tepkin güç artışlarında bu gücü üzerine alarak sistemin kararlılığını korur, emniyetini sağlar [3]. Senkronlanan asenkron motorlarda uyarma alanı ve rotor uyarma sargısı doğru gerilimi aşağıdaki düzeneklerle sağlanır.

1. Motorun uyartım gerilimi, ya var olan bir doğru akım kaynağından, yada a.a. kaynağından doğrultularak elde edilir.

2. Stator sargısının yıldız bağlı alternatif gerilim uçları köprü doğrultucunun girişine, köprü doğrultucunun doğru gerilim çıkış uçları ise bilezikler üzerinden rotor sargı uçlarına bağlanır. Bu durumda uyartım veya rotor akımı, seri uyartım olarak elde edilmekte ve stator akımına bağlı olarak değişmektedir. Şekil 1'de verilen devrede S1 ve S2 anahtarları kapalı iken yol alma için asenkron çalışma, birisi açılırsa Danileson

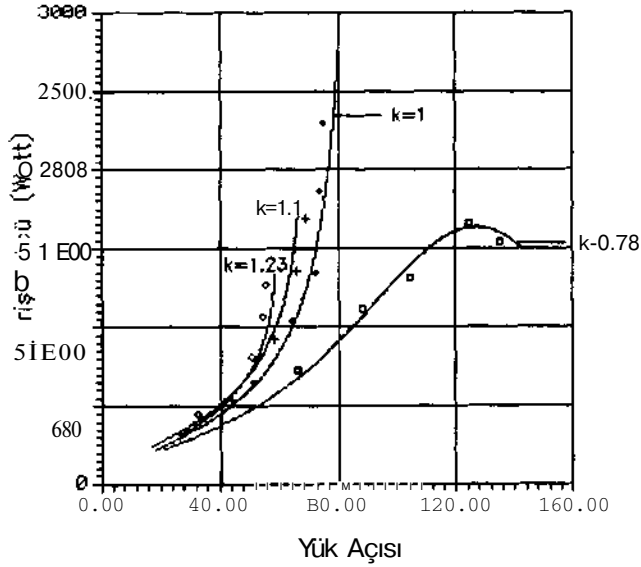


Şekil 1. Seri uyartımlı senkron motorun bağlantı şeması





eğrisi, makina senkron hızda generatör olarak tahrik edilirken uyarma akımı ile statorda endüklenen gerilim arasındaki ilişki deneysel olarak çıkarılmıştır. Ayrıca boşa çalışma deneyinden demir kayıplarının da miknatıslanma akımıyla değişimi çıkarılarak hesaplamalara katılmıştır. Her iki uyarma için, çıkış momenti motorun miline bağlanan bir fuko fireni ile, yük açısı veya rotorun konum açısı ise motor miline bağlanan taksimatlı bir diske stroboskopa bakılarak ölçülmüştür. İnceleme yapılan motor için stator/rotor etkin sarım oranı 0.967'dir. Köprü doğrultucu rotora doğrudan Danielson bağlantısı ile bağlanınca  $k=1.1$ , rotorun bir fazı açık bırakılınca  $k=1.23$ , Danielson bağlantıda 18 o 'luk paralel direnç ilavesiyle  $k=0.78$ , bir sargı açık bağlantıda 55 Q 'luk paralel direnç ilavesiyle yaklaşık  $k=1$  olarak elde edilmiştir. Seri uyarım için  $k$  değerinin etkisini gösteren eğriler, Şekil 3 'te verilmiştir. Alınan deneysel sonuçlar simgelerle gösterilmiştir.

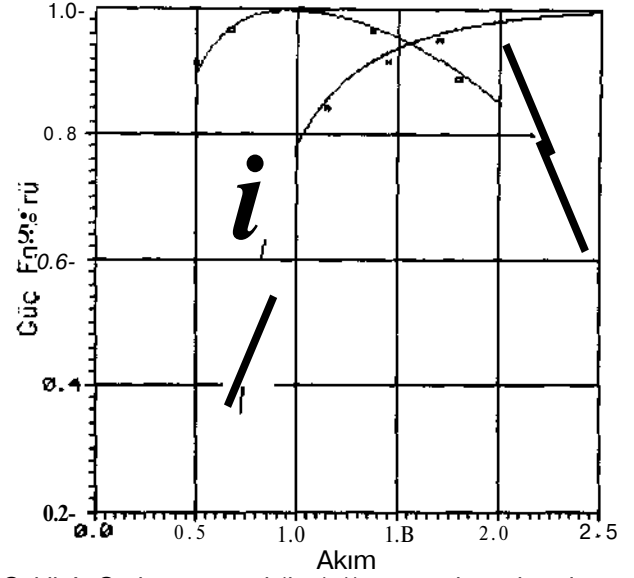


Şekil 3. Değişik  $k$  değerlerinde giriş gücünün değişimi

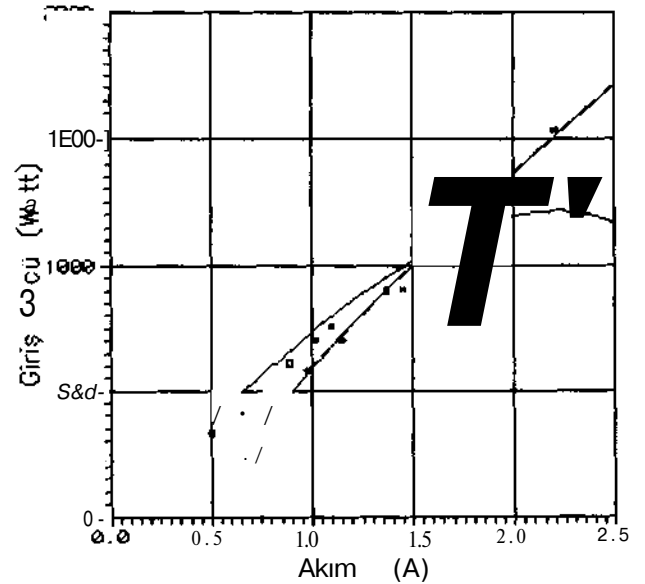
#### 4. Sonuç

Her iki motor için elde edilen teorik ve deneysel sonuçlar karşılaştırılarak modellerin doğruluğu kanıtlanarak aşağıdaki sonuçlara ulaşılmıştır:

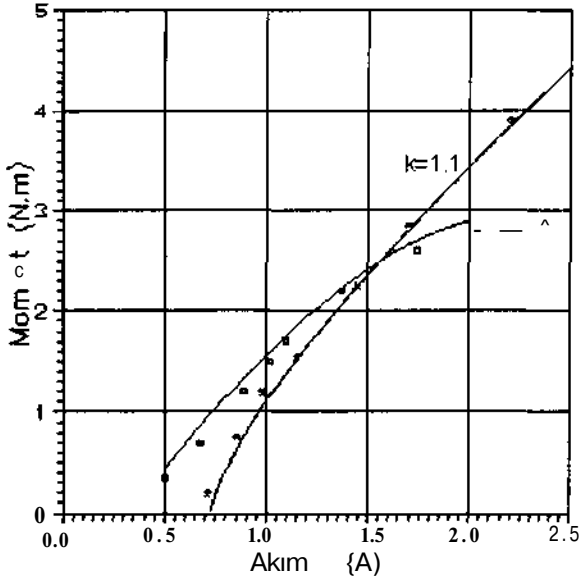
Şekil 4'ten görüleceği üzere serbest uyarımda motor, boşa çalışırken dinamik kompanzator olarak kullanılabilir. Boşa çalışmada uyarma akımı arttıkça güç faktörü aşırı kapasitif değerler aldığı görülmüştür. Seri uyarımda ise, uyarma akımı stator



Şekil 4. Serbest ve seri ( $k=1.1$ ) uyarımlı senkronlanan asenkron motor çalışma durumları için güç faktörü değişim eğrileri



Şekil 5. Serbest ve seri ( $k=1.1$ ) uyarımlı senkronlanan asenkron motor çalışma durumları için giriş gücü değişim eğrileri



Şekil 6. Serbest ve seri ( $k=1.1$ ) uyarımlı senkronlanan asenkron motor çalışma durumları için moment değişim eğrileri

akımına bağlı olarak değiştiğinden güç faktörünün hiç kapasitif olmadığı görülmüştür. Ayrıca boşta çalışırken endüktif; yüklendikçe güç faktörü bire yaklaşır. Yük altında çalışırken ise güç faktörü iyi olmakla birlikte, boşta çalışmada dinamik kompanzator olarak çalışamaz.

Serbest' uyarımda, uyarma gerilimi genelde şebeke geriliminden düşük olduğu için transformatör yardımıyla şebeke geriliminin düşürülerek doğrultulması gerekmektedir. Bu açıdan, seri uyarımda ilave bir transformatör olmaksızın, uyarma gerilimi stator ile rotor seri bağlanarak elde edildiğinden bir sadelik sunulur. Şekil 3' ten görüleceği üzere seri uyarımlı çalışmada en iyi performans  $k=1$  için elde edilmiştir. Bundan dolayı  $n_s/n_r$  dönüştürme oranı bire yakın olan makinalarda kullanmaya daha elverişlidir. Seri uyarımda aşırı yüklenebilme özelliği  $k=1$ 'e yakın değerlerde oldukça artmaktadır. Seri uyarımın özelliği olarak, motor yüklendikçe, stator ve rotor akımları aynı oranda artarak ani ve aşırı yük değişimlerine karşı yeterli moment üretilir. Serbest uyarımda uyarma akımı nominal değerinde sabit olduğu için motorun momentini fazla yükselemez. Kısa

sürekli aşırı yüklere dayanıklılık ise senkron motorlarda çok gerekli olup senkronizmden çıkmamayı sağlar (Şekil 6).

Seri uyarımla oluşturulan sistem sayesinde uyarım için ayrı bir besleme kaynağı, transformatör ve dışarıdan köprü doğrultucunun çıkışına ilave edilen paralel dirençler sayesinde ilave bir sargıya gerek kalmadığı kanıtlanmıştır. Çünkü, seri uyarımda  $k=1$  için en iyi performans elde edilmiş ve bu değerinde senkronizmden çıkmadan aşırı yüklenebilme özelliğini gösterdiği de kanıtlanmıştır. Ayrıca her iki modelden sürekli durumdaki hedef büyüklüklerin sağlanması açısından yararlanılabilir.

#### KAYNAKLAR

- [1] Danielson, E., 1901. The Induction Motor as a Synchronous Motor. The Elektrotechnische zeitschrift, 22:1065-1066.
- [2] Brosan, G.S., Hayden, J.T., 1966 Advanced Electrical Power and Machines, Sir Isaac Pitman, London.
- [3] İmeryüz, M., Çetin, L., 1991 Senkronlanan Asenkron Motor İncelemesi ve Kullanılabilirlik Analizi, Elektrik Mühendisliği 4. Ulusal Kongresi D.E.Ü., İzmir:13-16.
- [4] Ostos, E. A., 1978. A Synchronous Motor with Series Excitation. Master Thesis. Victoria University, Manchester.
- [5] Williamson, A. C., 1980 A new Connection for Synchronous Motor Excitation. Proc IEE, 127(3):169-173.
- [6] Bayındır, M. L., Özdemir, M. 1996. Seri Uyarımlı Senkronlanan Asenkron Motorda En İyi Performansın Elde Edilmesi, 9. Mühendislik Sempozyumu, S. D. Ü. İsparta : 107-111
- [7] Bayındır, M. İlyas : Seri Uyarımlı Senkron Motorun Dinamik Davranış Modellemesi, Y. Lisans Tezi, Elazığ, 1996

# 3-FAZLI DARBE SIKLIK MODULASYONLU (DSM) BİR EVİRİCİNİN TEK BİR MİKRODENETLEYİCİ KULLANILARAK UYGULANMASI

N.Balkan ŞİMŞİR, H.Bülent ERTAN  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
06531 - ANKARA

## ABSTRACT

*In this paper, the implementation of Pulse Frequency Modulation (PFM) technique using a single microcontroller is described. The purpose is to implement a 3-phase induction motor drive in an inexpensive manner for household appliances while keeping the Total Harmonic Distortion (THD) below a specified level. Although the switching frequency should be high enough to avoid acoustic noise, the emphasis at this stage has been to find a suitable technique to implement PFM in a simple way. A single Intel 87C51FC microcontroller has been used to implement the controller for 3-phase PFM waveform generation, and to control the speed of the motor. The harmonic spectrum of PFM has been determined to be closer to white noise, compared to that of conventional PWM techniques. This property of PFM may be advantageous since such types of noise are less disturbing to the human ear compared to the more monotonic harmonics generated by PWM.*

## 1. GİRİŞ

Bu makalede, 3-fazlı bir motor sürücüsü olarak kullanılmak üzere tasarlanan ve uygulanan Darbe Sıklık Modülasyonu (DSM, "Pulse Frequency Modulation - PFM") bir evirici anlatılmaktadır. Eviriciyi denetlemek ve 3-fazlı anahtarlama sinyallerini eşzamanlı olarak üretmek amacıyla sadece bir adet 8-bitlik mikrodenetleyici (Intel 87C51FC) kullanılmıştır. Amaç, ev aletlerinde kullanılmak üzere bir 3-fazlı asenkron motor sürücüsünün düşük maliyetle uygulanmasıdır. Bu arada, motor akımındaki Toplam Harmonik Distorsiyon'un (THD) önceden belirlenen bir seviyenin altında tutulması da amaçlanmıştır. Öte yandan, duyulabilir gürültünün (akustik gürültü) asgariye indirilmesi için eviricinin anahtarlama frekansının yeterince yüksek olması da hedeflenmiştir. Ancak bu aşamada ön planda tutulan hedef, evirici ve denetleyicinin mümkün olduğunca basit bir şekilde uygulanması olmuştur.

İlk olarak DSM dalga şekillerinin simülasyonu için bir yazılım hazırlanmıştır. Buradan elde edilen sonuçlara göre değişik dalga frekansları ( $f_m$ ) ve modülasyon derinlikleri ( $m$ ) için gereken anahtarlama frekansları saptanmıştır. Burada temel kıstas THD'un önceden belirlenmiş bir düzeyin (örneğin %3) altında tutulması

olmuştur. Simulasyondan elde edilen sonuçlar ışığında eviricide kullanılacak yarı-iletkenlerin hızı belirlenmiştir. Ayrıca mikrodenetleyicinin üreteceği 3-fazlı anahtarlama sinyallerindeki kabul edilebilir zamanlama hataları saptanmış ve bu sonuçlara göre evirici modül ile mikrodenetleyici seçilmiştir.

Daha sonraki aşamada mikrodenetleyicinin yazılımı hazırlanmış ve evirici ile birlikte uygulaması tamamlanmıştır. Değişik DSM türleri önerilmiş ve bunlar bilgisayarda simule edilmiştir. Bunlar arasında Asimetrik DSM, Yarım Dalga Simetrik DSM (YD-DSM) ve Çeyrek Dalga Simetrik DSM (ÇD-DSM) sayılabilir. Simülasyon sonuçlarına göre Çeyrek Dalga Simetrik DSM'un toplam harmonik distorsiyonu asgariye indirdiği görülmüş ve uygulamada bu DSM türü kullanılmıştır. Motor kontrolü için sabit Volt/Hertz tekniği kullanılmıştır. Deneylerin sonucunda uygulanan evirici ve denetleyicinin motoru istenilen performansta çalıştırdığı gözlenmiştir.

## 2. DARBE SIKLIĞI MODÜLASYONU (DSM) TEKNİĞİ

DSM tekniğinde, klasik Darbe Genişliği Modülasyonu (DGM, "Pulse Width Modulation - PWM") tekniğinin aksine, darbelerin genişlikleri sabittir. Modülasyon için bu eşit genişlikteki darbelerin birbirleriyle olan uzaklıkları bir referans sinyaline göre modüle edilir. Başka bir deyişle, anlık anahtarlama frekansı, referans sinyaline göre değiştirilir. Bu yüzden darbelerin sıklığı (ya da yoğunluğu) modüle edilmiş olur (Şekil 1). Aslında bu durum, telekomünikasyondaki frekans modülasyonu tekniği ile büyük benzerlik göstermektedir. Böylece DSM tekniğindeki anlık anahtarlama frekansı, frekans modülasyonundakine benzer bir denklem ile ifade edilebilir:

$$f_s(t) = f_s(1 + m \sin(2\pi f_m t)) \quad (1)$$

ve

$$m = \Delta f / f_s \quad (2)$$

Burada  $m$  modülasyon derinliğini,  $f_s$  taban frekansını,  $f_m$  modülasyon frekansını,  $f_s$  anlık anahtarlama frekansını,  $\Delta f$  ise modülasyon esnasında anahtarlama frekansındaki taban frekansına göre azami artışı

göstermektedir. Bu formül kullanılarak herhangi bir t anındaki anahtarlama frekansı hesaplanabilir.

Yukarıdaki formülü kullanırken bazı hususlara dikkat edilmesi gerekmektedir:

(1) Bütün darbelerin genişliği eşittir ve taban frekansından hesaplanabilir:

$$d_{\text{pulse}} = \frac{1}{2 \cdot 21,} \quad (3)$$

(2) Anahtarlama frekansı, *bir saniyedeki darbelerin sayısı* olarak tanımlanmıştır. Belirli bir andaki darbe sıklığı (1) numaralı denklemden bulunabilir: ancak darbelerin genişliği sabit tutulduğundan, bu formül aslında iki darbe arasındaki sürenin hesaplanması için kullanılır:

$$d_{\text{interval}} = T_s(t) - d_{\text{pulse}} = \frac{1}{f}; (1, f_{\text{pulse}}) \quad (4)$$

(3) Bu formüller ile bir DSM sinyalinin ilk yarısı (0 ile 180 derece arasında kalan kısmı) elde edilir; ikinci yarısındaki kısmı elde etmek için bu formüller kullanılmaz, ikinci yarıdaki sinyal, ilk yarıdaki negatiftir. Yani pozitif bir darbe sıfıra, darbe arasındaki boşluklar da pozitif bir darbeye dönüşür.

Taban frekansı, modülasyon frekansından yeterince büyük seçildiğinde evirgeçte üretilen gerilimin modülasyon derinliği ile doğru orantılı olarak değiştiği matematiksel yollardan gösterilebilir. Modülasyon derinliğinin 1, yani maksimum olduğu durumda, tek fazlı bir eviriciden elde edilecek olan gerilimin tepe değeri, eviricinin girişindeki DC gerilimin değerine eşit olacaktır. Ayrıca üretilen gerilimin frekansı da modülasyon frekansına eşittir. Bu yüzden çıkış geriliminin genliği ve frekansı, tıpkı DGM'nda olduğu gibi DSM'nda da birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilir. Böylece bu teknik değişken gerilim ve değişken frekanslı sürücülerde kullanılmaya oldukça elverişlidir.

Yukarıda anlatılanlar, DSM tekniğinin en yalın halidir. Üretilen sinyalin değişik türleri üretilebilir. Sinyalin simetrisine göre Asimetrik DSM, Yarım Dalga Simetrik DSM (YD-DSM) veya Çeyrek Dalga Simetrik DSM (ÇD-DSM) elde edilebilir. Ayrıca anlık anahtarlama frekansları da yukarıda anlatıldığı gibi, veya daha hassas darbe zamanlamaları için iteratif yöntemlerle hesaplanabilir. Görüldüğü gibi DSM tekniğinin çeşitli türleri uygulanabilir.

Simulasyon sonuçları, ÇD-DSM'nun en düşük THD değerini verdiğini göstermiştir. Bu yüzden uygulamada bu teknik kullanılmıştır. Bu durumda yukarıda anlatılan yöntemle DSM sinyalinin sadece ilk çeyreği (0 ile 90 derece arası) hesaplanır. Kalan

kısımları kendi aralarında simetrik (90-180 derece arası, 0-90 derece arasındaki sinyalin zamana göre tersidir. Sinyalin ikinci yarısı ise daha önce anlatıldığı gibi ilk yarının negatiftir (Şekil 2). Bu sayede elde edilen sinyalin harmonik spektrumunda çift harmonikler bulunmaz. Ayrıca tek harmonikler de sadece sinüsoidal terimler içerir, kosinüsoidal terimler içermez. Uygulamada getirdiği avantaj ise sinyalin sadece ilk çeyreğinin yukarıdaki formüllerle hesaplanması yeterlidir; kalan kısımları simetriden yararlanılarak elde edilir. Böylece hesaplama süresi kısaldır.

Öte yandan, ÇD-DSM tekniğinin bir olumsuz yanı da vardır. Çeyrek dalga simetrisini sağlamak için 90 dereceye (ve 270 dereceye) rastlayan darbenin genellikle olması gereken genişlikten daha kısa veya daha uzun tutulması gerekir. Bu da çıkış geriliminin genliğinde ufak hatalara sebep olabilir. Ancak taban frekansı yükseldikçe bu hata azalacaktır. Bu yüzden yeterince yüksek seçilmiş bir taban frekansı ile bu hata ihmal edilebilir düzeylerde tutulabilir.

### 3. DARBE ŞIKLIĞI MODÜLASYONUNUN HARMONİK ANALİZİ

Gerek simulasyon sonuçları, gerekse DSM'nun denendiği eviriciden elde edilen deneysel sonuçlar, DSM'nun harmonik spektrumunun, klasik Darbe Genişliği Modülasyonu (DGM) spektrumuna göre daha dağınık olduğunu göstermiştir. Bu harmoniklerin duyulabilir (akustik) frekans aralığında kaldığı durumlarda (20kHz'in altı), DSM'nun motor sargılarında sebep olacağı gürültünün "beyaz gürültü"ye daha yakın olacağı, bu yüzden de DGM'nun "monoton sesli" gürültüsüne göre kulağı daha az rahatsız edeceği düşünülmektedir.

DSM'nun ürettiği harmoniklerin gruplar halinde kümelendiği görülmüştür. En baskın grup, taban frekansının biraz altından (yaklaşık  $0.9f_0$ ) başlamakta ve modülasyon derinliğiyle orantılı bir genişlikte taban frekansının iki katına kadar uzanabilmektedir ( $f_0 + m.f_0$ ). Diğer gruplar da yine anahtarlama frekansının tek katları ile çift katları arasında yer almaktadır (Şekil 3). Ancak frekans yükseldikçe bu harmoniklerin genliği de düşmekte, ayrıca komşu gruplar birbirlerinin içine girmektedir. Bu arada, çok düşük modülasyon derinliklerinde DSM harmoniklerinin sadece taban frekansının katlarında yer aldığı ve hemen hemen monoton harmoniklerden oluştuğu görülmüştür. Ancak daha yüksek modülasyon derinliklerinde harmoniklerin geniş bir banda yayıldığı ve "beyaz gürültü"ye yaklaştığı görülmüştür.

Simulasyon sonuçları ve deneysel sonuçlar, beklendiği gibi 3-fazlı DSM'nda fazlar arası gerilimde

üçüncü harmoniklerin ve bunun katlarının sınırlanmasını göstermiştir.

#### 4. UYGULAMA

Yazılımın mikrodenetleyicinin kullanıldığı ev aletinde hem motoru kontrol edebilmesi (3-fazlı darbe sinyallerinin eşzamanlı üretimi, motor hızının kontrolü vb.), hem de aletin diğer fonksiyonlarını da kontrol edebilmesi amaçlanmıştır; böylece tek bir mikroişlemci kullanılarak kontrol biriminin maliyetin düşük olması sağlanmıştır. Bu amaçla mikrodenetleyici için özel bir işletim sistemi ve DSM üretme algoritması geliştirilmiştir. Ayrıca yeni kontrol programlarının kolayca yazılıp güncellenebilmesi için bir "makro programlama dili" ve bunu makine diline çevirecek derleyici ("compiler") geliştirilmiştir. Geliştirilen bütün yazılımlar birbirleriyle uyumlu haldedir. Böylece DSM simülasyon yazılımı ile istenilen DSM sinyalleri simüle edilebilir, istenilen özellikteki DSM sinyalleri doğrudan mikrodenetleyiciye aktarılabilir, mikrodenetleyici de bu sinyalleri istenilen sırayla üretmesi için programlanabilir.

Evirici olarak 3-fazlı köprü evirici topolojisine sahip bir akıllı güç modülü (Mitsubishi PM20CSJ060) kullanılmıştır. Ayrıca motor sürücüsünün tek faz 220V/50Hz giriş, ancak azami 175V üç faz çıkışlı olması sebebiyle daha düşük anma gerilimine sahip (150V) 3-fazlı, 1kW, sincap kafesli bir asenkron motor tasarlanmıştır. Motorun geniş bir hız aralığında çalışması planlandığından nominal frekansı 150Hz olarak seçilmiştir.

Seçilen mikrodenetleyicinin (Intel 87C51FC) üzerinde 32K'lık bir EPROM bulunmaktadır. Burada kontrol programı ve üretilecek DSM sinyalleri tablolar halinde kayıtlıdır. DSM sinyallerinin tablolar halinde saklanması sebebi, üç fazlı sinyaller üretilirken mikrodenetleyiciyi gereksiz hesaplamalardan kurtarmaktır. Sadece tek fazlı bir sistem için DSM sinyallerinin bu mikroişlemci ile gerçek zamanda üretilmesi mümkündür. Ancak üç fazlı bir sistemde bu mümkün olmamıştır çünkü diğer iki fazdaki darbelerin zamanlama hataları artmaktadır. Bunun bir sebebi de 3-fazlı DSM sinyallerinin anlık anahtarlama frekanslarının birbirlerinden farklı olmasıdır. Klasik DGM tekniğinde anahtarlama frekansı sabittir ve üç fazda da her anahtarlama periyodunda bir darbe üretilir. Bu da uygulamada kolaylık sağlar. DSM tekniğinin 3-fazlı uygulamasında bu kolaylıktan yararlanılmaz.

Simülasyon programı yardımıyla üretilecek sinyallerdeki zamanlama hataları üç faza eşit olarak paylaştırılmakta ve sinyaller 3-fazlı tablolara dönüştürüldükten sonra mikrodenetleyicinin EPROM'una aktarılmaktadır. Uygulamada çeyrek

dalga simetrisi ve üç faz bilgisinden yararlanılmıştır ve bu yüzden tabloların sadece ilk 30 derecelik kısmının tablolarda saklanması yeterlidir, ilk prototipte 4Hz'ten 200Hz'e kadar DSM sinyallerinin 0.1Hz aralıklarla üretilmesi planlanmıştır. Bunun için gerekli tablo yaklaşık 8K yer tutmaktadır. Simülasyon sonuçları, sinyallerdeki zamanlama hatalarının darbe başına 7.5 mikrosaniyeyi geçmediğini göstermiştir. Bu koşullarda 5kHz taban frekansına kadar (azami 10kHz anlık anahtarlama frekansı) olan DSM sinyallerinin THD'unda fazladan bir artış olmamaktadır.

#### 5. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmanın sonuçlarına göre ucuz, 8-bitlik bir mikrodenetleyici ve skalar V/f hız kontrol tekniği kullanılarak 3-fazlı DSM veya DGM dalga şekillerini yeterince hassas bir şekilde üretmek mümkün görülmektedir. Bu sistemin ek bir donanıma gerek duymadan, elektrikli ev aletleri için uygun bir çözüm olacağı düşünülmektedir, özellikle hız denetiminin önemli rol oynadığı aletlerde, 3-fazlı asenkron motor kullanımı bu sayede mümkün olabilecektir. Asenkron motorlar maliyetlerinin düşük olması, bakım gerektirmemeleri ve komütatörlü motorlara göre daha sessiz olmaları sebebiyle giderek önem kazanmaktadır. Ayrıca bu çalışmada olduğu gibi tek bir mikrodenetleyici ve bir akıllı güç modülü kullanılarak basit, küçük ve güvenilir bir sürücü elde etmek mümkündür.

Bu uygulamada DSM için 5kHz'e kadar taban anahtarlama frekansları başarıyla denenmiştir. 5kHz taban frekansında anlık anahtarlama frekansları (ve dolayısıyla DSM harmonikleri) 5-10kHz arasında kalmakta ve gerek motor sargıları tarafından, gerekse evirici ile motor arasına eklenebilecek küçük bir LC filtre tarafından kolayca süzölebilmektedir. Ölçülen ve simüle edilen harmoniklerin ve THD'un uyum içinde olduğu görülmüştür. Ayrıca sürücünün DSM dalga şekillerini 5-10kHz anahtarlama frekansı arasında beklenen hassasiyette üretebildiği görülmüştür. Daha yüksek frekanslı DSM'nun da aynı algoritmayla ve tek bir mikrodenetleyici kullanılarak üretilmesi mümkündür, ancak zamanlama hatalarının istenilen düzeyde tutulabilmesi için daha hızlı bir mikrodenetleyici, ya da bir Sayısal Sinyal İşlemcisi (Digital Signal Processor-DSP) kullanılmalıdır. Aksi takdirde, darbe sinyallerinde oluşacak zamanlama hatalarının THD'da daha fazla düşüş sağlamayacağı simülasyon sonuçlarıyla görülmüştür.

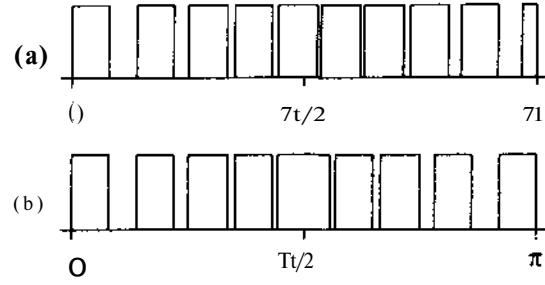
Öte yandan, düşük modülasyon derinliklerinde bütün baskın harmoniklerin dar bant genişliklerinde ve taban anahtarlama frekansı (1E çevresinde ortaya çıktığı, diğer frekanslardaki harmoniklerin neredeyse sıfır oldukları görülmüştür (bu, frekans modülasyonunun da

temel bir özelliğidir). Bu harmoniklerin süzülmesi mümkün olduğundan düşük modülasyon derinliklerinde de temiz bir motor akımı elde edilebilmektedir.

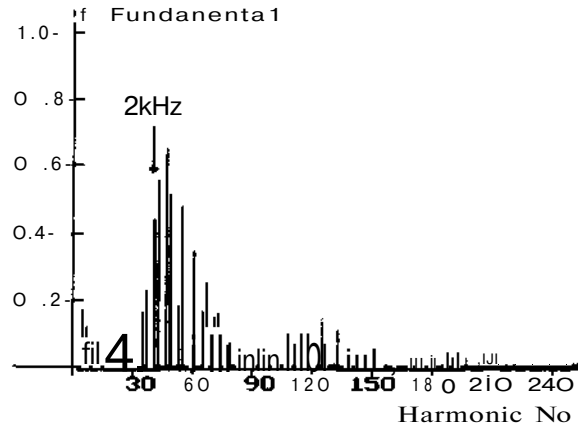
Aynı THD'a sebep olan DSM ve DGM'nu karşılaştırdığımızda harmoniklerin belirli frekans aralıklarında gruplandıkları görülmektedir. Ancak DSM harmonikleri DGM'na göre daha geniş bir aralığa dağılmıştır (özellikle yüksek modülasyon derinliklerinde). Bu yüzden DSM'nun harmoniklerinin "beyaz gürültü"ye daha yakın olacağı ve kulağı daha az rahatsız edeceği düşünülmektedir. Daha ileri çalışmalarda bu konunun üzerinde de durulması planlanmaktadır.

#### KAYNAKLAR

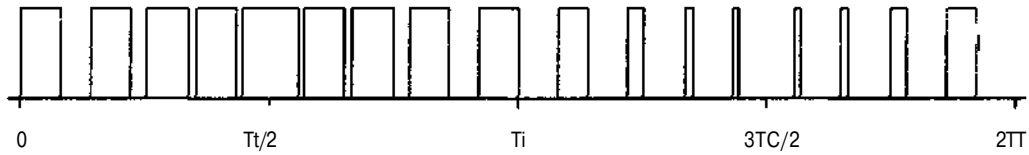
1. O.Kükrer, New Algorithms and Techniques for Microprocessor Controlled PWM Induction Drives, Doktora Tezi, ODTÜ, Temmuz 1987.
2. E.Nalçacı, A Note On The Harmonic Content of PFM, ODTÜ Elektrik ve Elektronik Müh. Böl., Temmuz 1992.
3. N.B.Şimşir, A Compact PFM Controller-Converter With Wide Speed Range for 3-Phase Induction Motors. Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ, Eylül 1994.
4. N.B.Şimşir, H.B.Ertan, The Implementation of a 3-Phase Pulse Frequency Modulated Inverter Using a Single Microcontroller, Proc. Int. Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, cilt 1, s.100-106, Kuşadası, Haziran 1995



ŞEKİL 2: (a) Asimetrik DSM'nun ilk yarısı, (b) Çeyrek Dalga Simetrik DSM'nun ilk yarısı



ŞEKİL 3: 3-Fazlı Çeyrek Dalga Simetrik DSM'nun Harmonik Spektrumu (Simulasyon,  $f_o=2\text{kHz}$ ,  $f_m=50\text{Hz}$ ,  $m=0.99$ )



ŞEKİL: 1. Çeyrek Dalga Simetrik DSM Dalga Şekli (Anahtarlama Sinyalleri)

# ÇİFT HIZLI VE DEĞİŞKEN FREKANSLA SÜRÜLEN ASENKRON MOTORLARIN TASARIM OPTİMİZASYONU

H. Bülent ERTAN

Kemal LEBLEBİCİOĞLU

Serdar HAMARAT

Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümü  
06531 ANKARA-TÜRKİYE

Bilgi Teknolojileri ve  
Elektronik Araştırma Enstitüsü  
TÜBİTAK-BİLTEN  
ANKARA - TÜRKİYE

*Abstract - In this paper the induction motor design optimization process is reviewed, the importance of having an accurate motor model for acceptable results is stressed. The accuracy of highly nonlinear motor model is illustrated. It is highly nonlinear and iterative nature is emphasized. Then, the advantages of Augmented Lagrangian method design optimization of such motors is discussed. Examples are given for such a design and practical aspects of the optimization process are considered. Finally, it is shown that the approach developed can be extended for design optimization of laminations for variable speed operation of asynchronous motors.*

## 1. GİRİŞ

Asenkron motor tasarım optimizasyonu son 20 yılda literatürde bir çok detayla tartışılmış, bu çok boyutlu, doğrusal olmayan, kısıtlı optimizasyon probleminin çözümü için çeşitli yaklaşımlarda bulunulmuştur [1], [2], [3], Başlangıç noktasından bağımsız olarak genel minimum noktasına hızla ulaşabilen metodlar her zaman ilgi alanını oluşturmuştur. Bu makaledeki ele alınan konulardan birini de bu konu oluşturmaktadır.

Motor üretim endüstrisinde laminasyon maliyeti hayli yüksektir. Bu nedenle farklı kutup sayısındaki motorlarda aynı laminasyon sacının kullanılabilmesi önemlidir. Bu makalede, bu tip çok amaçlı optimizasyon problemleri için kullanılacak bir laminasyon optimizasyonu metodu sunulmuştur.

Son yıllarda asenkron motor tasarım optimizasyonu yeni bir boyut kazanmıştır. Mikro-denetleyici, yarı-iletken ve sürücü teknolojilerindeki gelişmeler, asenkron motorların değişken frekans uygulamalarında daha geniş çaplı kullanılmalarını sağlamış, bunun sonucu olarak bu motorların değişken frekansta çalışmaları için tasarlanması önemli hale gelmiştir. Bu makalede çift hızlı motor tasarımı için geliştirilen metodun değişken hızlı motor tasarımına da nasıl uygulandığı açıklanmıştır.

Başarılı bir tasarım optimizasyonu için en önemli unsur, motor performansını doğru tahmin edebilen bir asenkron motor modeline sahip olmaktır.

Bu nedenle tasarım optimizasyonuna başlamadan önce bir motor modeli geliştirilmiştir. Geliştirilen model, üç fazlı asenkron motor eşdeğer devre parametrelerini verilen motor boyutlarından ve kullanılan malzemenin özelliklerinden yararlanarak hesaplayabilmektedir. Model aynı zamanda tek boyutlu alan çözümüyle manyetik doyumu da dikkate alabilmektedir. Modelin detaylarına makalede değinilmemiştir, ancak temel yaklaşımlar [4] ve [5]'de detaylarıyla bulunabilir.

Modelin doğruluğu Tablo 1'de, 6 kutuplu asenkron motorun ölçülen ve hesaplanan performansı ile gösterilmiştir. Model bu doğruluğa ulaşmak için 60 civarında motor boyutunu dikkate almaktadır. Kullanılan eşitlikler doğrusal olmayan eşitlikler olup bazı dögüsel yaklaşımlar kullanılmıştır.

Tablo1. 6 kutup 1.1 kW asenkron motorun ölçülen ve hesaplanan performansının karşılaştırılması.

Performans	Test	Hesaplanan (TPCAD)
Çıkış Gücü (W)	1130	1097
Devrilme Momenti (Nm)	31.09	35.41
Kalkış Momenti (Nm)	29.50	29.82
Kalkış Akımı (Amp)	16.20	14.92
Güç Faktörü	0.78	0.75
Verim	0.66	0.68
Akım (Amp)(Tam yük)	3.35	3.15
Moment (Nm)(Tam yük)	11.28	11.19
Ağırlık (kg)	-	12.32

## 2. OPTİMİZASYON PROBLEMİ

Motor tasarımcısı belli bir amacı (en az maliyet, en yüksek verim vs.) bazı kısıtlamaları dikkate alarak sağlamak problemi ile karşı karşıyadır. Tasarımcı istenen kriterleri sağlayan motor boyutlarını belirlemek zorundadır.

Yukarıda da belirtildiği gibi motor davranışını belirleyen eşitlikler çok sayıda değişkenden oluşmakta ve yüksek derecede doğrusal olmayan karakterdedir. Optimizasyon problemi aşağıdaki şekilde tanımlanabilir;

f(x)'i en azla, (D)

kısıtları sağla

$$P_i(x) = a \quad i = 1, 2, \dots, m$$

$$q_j(x) \leq b \quad j = 1, 2, \dots, n$$

Burada f(x) amaç fonksiyonunu, x motor boyutlarından oluşan bir vektörü (bağımsız değişkenler, tasarım vektörü), P<sub>i</sub>(x) eşitlik kısıtlarını ve q<sub>j</sub>(x) ise eşitsizlik kısıtlarını göstermektedir..

Sağlanması gereken eşitlik ve eşitsizlik kısıtları fiziksel motor boyutları olabileceği gibi, performans ile ilgili kısıtlamalar da (kalkış momenti, kalkış akımı vs.) olabilmektedir.

Bir sonraki bölümde motor optimizasyon problemi için tasarım vektörü ve kısıtlamaların seçimi üzerinde açıklamalar yapılmıştır.

### 3. PROBLEMİN TANIMLANMASI

Amaç fonksiyonunun seçimi çözümü istenen özel probleme bağlıdır. Buradaki çalışmada amaç, 71-250 yapı büyüklüğündeki motorların düşük ağırlık ve maliyete sahip olarak tasarlanmasıydı. Bu amaçla problemdeki f(x), motor ağırlık/maliyetinin motor boyutları ve malzeme özelliklerine bağlı olarak ifade edildiği bir fonksiyon olarak seçilmiştir.

#### 3.1. Kısıtlamalar

Bir motor verim, moment, kalkış akımı gibi performans kriterlerini sağlayacak ve üretim açısından kabul edilebilir boyutlara sahip olacak şekilde tasarlanmalıdır.

Burada optimizasyon probleminde kullanılan kısıtlar performans ve geometrik olarak ikiye ayrılmıştır. Yer sıkıntısı nedeniyle kısıtların bir listesi verilmemektedir.

#### 3.2. Tasarım Vektörü

Daha önce de belirtildiği gibi motor tasarım problemi modelde kullanılan yaklaşık 60 değişkenin belirlenmesini gerektirmektedir. Ancak, motor performansı ve maliyeti göz önüne alındığında tüm değişkenlerin aynı derecede önem taşımadığı görülmektedir. Tasarım vektörü olarak bu değişkenlerden performans ve maliyet açısından en belirleyici olanların seçilmesi yerinde olacaktır. Böylece tasarım vektörünün boyutu sınırlanabilecek, aynı zamanda problemin bilgisayar zam; v açısından katou edilebilir limitlerde kalması sağlanacaktır.

Bu nedenlerden dolayı, motor tasarım problemi üzerinde ikinci derece öne sahip tasarım vektörü kullanılarak optimizasyon denklemlerinde önceki çalışmaların kullanıldığı şekilde denklemler kullanılarak motor tasarım vektörü (tasarım vektörü) boyutu 10'a düşürülmüştür. Tabte 7de tasarım vektörü görülebilir.

Table 2. Tasarım Vektörü

X	Tanım
X <sub>1</sub>	Stator sargısındaki iletken sayısı
X <sub>2</sub>	Stator dış çapı
X <sub>3</sub>	Stator iç çapı
X <sub>4</sub>	Stator paket boyu
X <sub>5</sub>	Stator dış genişliği
X <sub>6</sub>	Stator dış derinliği
X <sub>7</sub>	Hava aralığı
X <sub>8</sub>	Rotor dış derinliği
X <sub>9</sub>	Rotor dış genişliği
X <sub>10</sub>	Uç halkası derinliği

### 4. OPTİMİZASYON PROBLEMİNİN ÇÖZÜMÜ

Bu çalışmada problemin çözümü için "Augmented Lagrangian" yöntemi kullanılmıştır. Augmented Lagrangian fonksiyonu L<sub>a</sub> Eşitlik 1'deki problem için aşağıdaki şekilde yazılabilmektedir.

$$L(x, a, p) = f(x) + a^T(a-p) + p^T(b-q) + w_1 p_1 + w_2 p_2 + w_3 p_3 \quad (2)$$

burada f(x) enazlanacak maliyet/ağırlık fonksiyonunu, a ve p Lagrange çarpanlarını, (a-p) and (b-q) ceza terimlerini, a ve b kısıtlar için hedef değerleri, p ve q a re mevcut tasarım vektörü için eşitlik ve eşitsizlik kısıtlamalarının değerlerini ve w<sub>i</sub>'ler ağırlık faktörlerini göstermektedirler. Eşitlikteki diğer elemanlar ise şöyle hesaplanmaktadır.

$$P_1 = Z(a, p_1)^2 \quad (3)$$

$$P_2 = \sum (b_j - q_j)^2, \quad j \in C_a, \quad C_a = \{j: p_j > 0\} \quad (4)$$

$$P_3 = \sum (b_j - q_j)^2, \quad j \in C_b, \quad C_b = \{j: p_j = 0 \text{ ve } q_j > b_j\} \quad (5)$$

Lagrange çarpanları için güncelleme kuralı ise şöyledir;

$$p_i^{k+1} = (a_i - 2w_i + p_i^k + w_i (b_i - q_i(x_k))), \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (6)$$

eğer j ∈ C<sub>a</sub>:

$$w_j^{k+1} = \begin{cases} 0, & \text{if } |(p_j^k - 2w_j^k + p_j^k + w_j^k (b_j - q_j(x_k)))| \leq 0 \\ (p_j^k - 2w_j^k + p_j^k + w_j^k (b_j - q_j(x_k))), & \text{diğer} \end{cases}$$

• Serj t c.

if-t q . \ n

drüC



## 5. ÇİFT HIZLI MOTOR UYGULAMASI İÇİN LAMİNASYON TASARIM OPTİMİZASYONU

Çift hızlı motorlar Dahlender sargıya sahip olabileceği gibi, farklı kutup sayısındaki çalışmalar için iki ayrı sargıya da sahip olabilirler. Farklı kutup sayısına sahip motorlar için tek bir laminasyon tasarlamak bu uygulamalar için tercih edilmektedir. Bu durumda amaç, ayrı ayrı yüksek maliyetli laminasyon kalıbı yatırımından kaçınmaktır. Kutup sayısının fazla ve birbirine yakın olduğu (6, 8, 10, 12) ve her kutup sayısına sahip motordan az sayıda üretileceği durumlarda bu yöntem önem kazanmaktadır.

Yukarıda belirtilen problem için aynı laminasyondan üretilecek motorlar farklı kutup sayılarına ve farklı sargılara sahip olacaklardır. Doğal olarak performans karakteristikleri de farklı olacaktır.

Bu çalışmada enazlanacak amaç fonksiyonu, her iki motorun ağırlık/maliyetleri toplamı olarak tanımlanmıştır. Eşitlik ve eşitsizlik kısıtları da her iki motor için ayrı ayrı tanımlanmıştır. Böylece enazlama problemi 58 kısıt fonksiyonu ile iki kat büyümüştür.

1. hız için; (9)

$$\begin{aligned} & f_1(x) \text{ 'i en azla} \\ & \text{kısıtları sağla} \\ & P_i(x) = 0, \quad i = 1 \\ & q_j(x) \leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, 28 \end{aligned}$$

2. hız için; (10)

$$\begin{aligned} & f_2(x) \text{ 'i en azla} \\ & \text{kısıtları sağla} \\ & P_i(x) = 0, \quad i = 2 \\ & q_j(x) \leq 0, \quad j = 29, 30, \dots, 56 \\ & x_k \geq 0, \quad k = 1, 2, \dots, 11 \end{aligned}$$

burada  $f_1(x)$  ve  $f_2(x)$  her iki motorun enazlanacak ağırlık/maliyet fonksiyonlarını,  $p_i(x)$  ve  $q_j(x)$  eşitlik ve eşitsizlik kısıtlarını göstermektedir. Böylece çift hızlı motor tasarım optimizasyon problemi aşağıdaki gibi formüle edilebilir;

{ $f_1(x)$ ,  $f_2(x)$ } 'i en azla (11)

$$\begin{aligned} & \text{kısıtları sağla,} \\ & P_i(x) = 0, \quad i=1,2 \\ & q_j(x) \leq 0, \quad j=1,2 \dots 56 \\ & x_k \geq 0, \quad k=1,2 \dots 11 \end{aligned}$$

burada  $f_1(x) > 0$ ,  $f_2(x) > 0$  ve genel olarak  $f_i(x) > 0$  seçilmelidir. Bu çalışmada  $f_1(x) = M2$  seçilmiştir. Ancak diğer seçenekler de mümkündür. Bu haliyle çift hızlı motor tasarımı çok amaçlı tasarım optimizasyonu görünümündedir. Dikkat edilmesi gereken nokta; kısıt sayısı her iki motorun performans karakterini ayrı ayrı dikkate almak üzere iki kat artırılmış ve iletken sayısı iki motor için ayrıca tanımlanmıştır. Sonuçta tasarım vektörü 11 boyutlu olmuştur.

Yukarıda tanımlanan yaklaşım 6 kutup 1.1 kW ve 8 kutup 0.55 kW'lık iki motorun laminasyon tasarımına uygulanmıştır. Başlangıç tasarımı vektörüne ait performans, performans kısıtları, ve optimize edilmiş tasarımın performansı Tablo 3 ve Tablo 4'de görülmektedir.

Table 3. Optimize edilmiş laminasyonla 6 kutup motor performansı

Performans Kısıtları	Başlangıç	Sonuç	Kısıt
Çıkış Gücü (W)	1097	1105	= 1100
Devrilme Momenti (Nm)	35.42	36.57	$\geq 34.0$
Kalkış Momenti-Nm	29.82	31.97	$\geq 32.0$
Kalkış Akımı (A)	14.92	13.73	$\leq 15.5$
Güç Faktörü	0.75	0.84	$\geq 0.77$
Verim	0.68	0.78	$\geq 0.67$
Akım (A)	3.15	2.51	$\leq 3.30$
Ağırlık (kg)	12.32	10.96	min

Table 4. Optimize edilmiş laminasyonla 8 kutup motor performansı

Performans Kısıtları	Başlangıç	Sonuç	Kısıt
Çıkış Gücü (W)	554	549	=550
Devrilme Momenti-Nm	18.15	20.88	$\geq 18.0$
Kalkış Momenti-Nm	15.52	18.68	$\geq 16.0$
Kalkış Akımı (Amp)	6.13	5.93	$\leq 6.50$
Güç Faktörü	0.68	0.79	$\geq 0.70$
Verim	0.65	0.75	$\geq 0.63$
Akım (Amp)	1.81	1.38	$\leq 2.00$
Ağırlık (kg)	11.47	10.88	min

Sonuçlardan da görüldüğü gibi kullanılan algoritma motor ağırlığını düşürürken aynı zamanda kullanıcı tarafından tanımlanan performans kriterlerini de sağlamaktadır. Her iki motorun verim ve güç faktöründe dikkate çarpan bir artış gözlenmektedir. Ek olarak, 8 kutuplu motorun ağırlığında %5, 6 kutuplu motor ağırlığında da %11 oranında azalma sağlanmıştır. Optimize edilmiş tasarımlar halen motor üreticisi tarafından prototip olarak yapılmaktadır. (Her iki motorda aynı laminasyon sacı kullanılmaktadır.)

## 6. DEĞİŞKEN FREKANSLA SÜRÜLEN MOTORLAR İÇİN TASARIM METODU

Son yıllarda asenkron motorların değişken frekanslı kaynaklarla sürülmesi oldukça sık rastlanan bir uygulama olmuştur. Şu ana kadar yapılan çalışmalar standart şebeke frekansı için, kontrol şeması ve DA katı geriliminin belirlendiği mümkün olan en iyi performansta asenkron motorun kullanılması

yönünde olmuştur. Çalışma frekansı aralığında istenen moment-hız karakteristiği için asenkron motorun tasarlanması hem motor hem de evirgeç açısından ekonomik bir çözüm oluşturacaktır.

Bu probleme, farklı kutup sayısındaki motorların aynı laminasyon sacı ile istenen performansı sağlamak için tasarlanmasına benzer olarak bakılabilir. Motorun performansını frekans aralığının uç noktalarında ayrı ayrı dikkate almak iki problemi birbirine benzer kılmaktadır. Bu durumda Eşitlik 1'deki  $p_1(x)$  ve  $q_1(x)$  motorun maksimum ve minimum frekanstaki performanslarını göstermektedir. Bu durumda  $f_1(x)$  ve  $f_2(x)$  aynı olacaktır. Doğal olarak farklı frekanslarda terminal voltajları da farklı olacaktır. Bu durumda tasarım vektörünün boyutu 10 olarak kalacaktır.

Bu çalışmada 6.66 Hz-259 Hz aralığında çalıştırılmak üzere bir laminasyon tasarımı üzerinde durulmuştur. Optimizasyon süreci için 6.66 Hz ve 350 Hz'deki performans kriterleri dikkate alınmıştır. Tablo 5'de mevcut motorun test ve ölçülmüş performans değerlerini göstermektedir. Geliştirilen analiz yazılımının doğruluğu da bu tablodan görülebilmektedir.

Table 5. 6.66 Hz ve 100 Hz'de hesaplanmış ve ölçülmüş performans değerlerinin karşılaştırılması

	6.66 Hz (test)	6.66 Hz (hes.)	100 Hz (test)	100 Hz (hes.)
Faz Voltajı	23.4	24.0	97.4	97.0
Tam yük akımı	2.76	2.60	1.19	1.15
Tam yük momenti	2.05	2.0	0.39	0.41
Çıkış Gücü	58.2	59.34	239.7	240.5
Güç Faktörü	0.89	0.90	0.86	0.83
Verim	0.34	0.35	0.80	0.86
Kalkış Akımı (A)	3.96	4.34	10.49	8.77
Kalkış Momenti (Nm)	2.52	3.0	1.3	0.98

Bu doğruluk derecesini sağlamak için analiz yazılımında, farklı frekanslardaki çekirdek kayıplarını dikkate alacak değişiklikler yapılmıştır. Ayrıca motor modelindeki seri empedans üzerindeki gerilim düşümünü dikkate almak performans hesaplamalarının doğruluğunu büyük çapta etkilemektedir.

Tablo 6'da yukarıda tanımlanan problem için optimizasyon sonuçları verilmiştir. Tablodaki başlangıç değerleri (I) mevcut motorun performansını, sonuç değerleri (F) optimizasyon sonucunu göstermektedir. Düşük frekans sonuçları incelendiğinde, güç faktöründe mevcut motora oranla bir düşüş gözlenmektedir. Ancak, kritik olan motor veriminde mevcut motora göre iyileşme sağlanmıştır. Yüksek frekans çalışmasında kalkış performansının

optimizasyon sonucunda daha kötü olduğu görülmektedir. Bunun nedeni, sürücünün yüksek frekanstaki özel kalkış uygulaması sayesinde motorun yüksek kalkış momentine ihtiyaç duymamasıdır. Sonuç olarak yeni laminasyon tüm performans hedeflerine ulaşmakta ve kritik olan motor ağırlığında %10 düşüş sağlamaktadır.

Table 6. Değişken frekansla sürülen motorun optimizasyon sonuçları.

Performans Kısıtları	I 6.66 Hz	F 6.66 Hz	I 100 Hz	F 100 Hz
Çıkış Gücü (W)	59.3	64.8	240.5	248.8
Devrilme Momenti (Nm)	2.94	3.33	1.58	1.43
Kalkış Momenti-Nm	3.00	3.33	0.98	0.66
Kalkış Akımı (A)	4.34	4.86	8.77	7.93
Güç Faktörü	0.90	0.85	0.83	0.86
Verim	0.35	0.40	0.86	0.87
Akım (A)	2.60	2.63	1.15	1.14
Moment (Nm)	2.00	2.00	0.41	0.42
Ağırlık (kg)	6.03	5.29	6.03	5.29

## 7. SONUÇ

Elde edilen sonuçlar, geliştirilen programın çift hızlı ve değişken frekansla sürülen motorların tasarım optimizasyonunda başarılı olduğunu göstermektedir. Optimizasyon denemeleri sonucunda tüm kısıtlar sağlanarak, daha iyi performansa sahip bir tasarım elde edilirken, motor ağırlığında da düşüş sağlanmıştır.

## 8. TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesine destek sağlayan T.E.E A.Ş.'ye teşekkür ederiz.

## KAYNAKÇA

- [1] Ramarathnam, R. , Desai, B. G. , "Optimization of Polyphase Induction Motor Design: A Nonlinear Programming Approach", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-90, No.2. Mart/Nisan 1971, sayfa. 570-577.
- [2] Singh, B. , Singh, B. P. , Murthy, S. S. , Jha, C S . "Experience in Design Optimization of Induction Motor Using 'SUMT' Algorithm", IEEE PES 1983, Kış toplantısı, sayfa. 208-6.
- [3] Singh, C. , Sarkar, D. , "Practical Considerations in the Optimization of Induction Motor Design", IEE Proceedings-B, Vol. 139, No 4, Haziran 1992, sayfa 365-372.
- [4] Aftahi, M. , Ertan, H B. , "A Tool for Performance Analysis of Single-phase Capacitor Induction Motors with Computer", Iranian Conference on Electrical Engineering 1993, sayfa 699-708.
- [5] Hamarat, S. , "Design Optimization of Three-phase Induction Motors", Master Tezi, 1997, ODTÜ.