

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOĞRUSAL HAREKETLİ ASENKRON MOTORUN
BULANIK MANTIK İLE KONTROLÜ

TC. YÜKSEK ÖĞRETİM KURULU
DÜZENLEME VE YERLEŞTİRME BAKANLIĞI

Elektrik Müh. Mustafa AKTAŞ

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
“ Elektrik Yüksek Mühendisi “

Ünvanı Verilmesi için Kabul Edilen Tezdir

78048

78048

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 05.01.1998

Tezin Savunma Tarihi : 03.02.1998

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Sefa AKPINAR

Jüri Üyesi : Prof. Dr. Cemil GÜRÜNLÜ

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. İsmail H. ALTAŞ

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Fazlı ARSLAN

Ocak 1998
TRABZON

ÖNSÖZ

Bu çalışmada günümüzün gelişmekte olan iki önemli konusu incelenmiştir. Bunlardan ilki Bulanık Mantık diğeri ise üzerinde çalışılan ve Bulanık Mantığın uygulanmasıyla netleşen bir davranış içerisindeki Doğrusal Hareketli Asenkron Motor (DHAM)'dir.

Çalışmalar ilk kısımda DHAM'nin modellenmesi, parametre değerlerinin tespiti, dinamik davranışının incelenmesi ve değerlendirilmesi şeklindedir. Daha sonra dinamik davranış istediğimiz şekilde olmayan herhangi bir DHAM için geliştirilen hız kontrol yöntemleri incelenmektedir. DHAM'nin davranışına etki eden faktörler ve bu etkilerin iyileştirilmesi için önlemler anlatılmaktadır. Son olarak DHAM'nin Bulanık Mantık ile hız kontrolü ve bütün bu çalışmalara ait elde edilen grafikler mevcuttur. Bütün bu çalışmalar ışığında en uygun olan yöntemin incelenmesi yapılmaktadır.

Hayatım boyunca maddi ve manevi destek veren büyüklerime, anneme, babama, eşime ve kardeşlerime şükranlarımı borç bilirim. Bizlere bu güzel vatanımızı temiz bir şekilde bırakan hak şehitlerine Rabbimden rahmet bizlere de şefaatlerini dilerim.

Ayrıca, çalışmalarım esnasında yardımlarını esirgemeyen sayın hocam Prof. Dr. Sefa AKPINAR'a, KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ndeki Öğretim Üyelerine ve Araştırma Görevlisi arkadaşlarıma ve İTÜ Elektrik Müh. Bölümünden Dr. Özgür ÜSTÜN'e teşekkürü bir borç bilirim.

Trabzon, Ocak 1998

Mustafa AKTAŞ

İÇİNDEKİLER

| | <u>Sayfa no</u> |
|--|-----------------|
| ÖNSÖZ..... | II |
| İÇİNDEKİLER..... | III |
| ÖZET..... | V |
| SUMMARY..... | VI |
| ŞEKİL LİSTESİ..... | VII |
| TABLO LİSTESİ..... | IX |
| SEMBOL LİSTESİ..... | X |
| 1. GENEL BİLGİLER..... | 1 |
| 1.1. Giriş..... | 1 |
| 1.2. DHAM'lerin Sınıflandırılması | 4 |
| 1.3. DHAM'ler ile Dönen Motorların Karşılaştırılması | 8 |
| 1.4. DHAM'lerin Uygulama Alanları | 9 |
| 1.5. Magnetik Kaldırma | 11 |
| 1.6. Elektromagnetik Etkiler | 14 |
| 1.6.1. Temel Bağıntılar | 14 |
| 1.6.2. Elektromagnetik Alan Eşitlikleri | 19 |
| 1.6.3. DHAM'lerde Etkiler..... | 24 |
| 1.6.3.1. Uç Etkisi | 24 |
| 1.6.3.2. Yan Etkisi | 30 |
| 1.7. DHAM'lerde Sarım Teknikleri | 33 |
| 1.8. Eşdeğer Devre | 38 |
| 1.9. DHAM'nin Denklemleri..... | 44 |
| 1.9.1. Dinamik Denklemler..... | 44 |
| 1.9.2. Geçici Durum Davranışının Benzetimi | 47 |

| | |
|--|----|
| 1.9.3. DHAM'nin Dinamik Davranışı..... | 53 |
| 1.9.4. Genel Hız Kontrolü | 54 |
| 1.9.5. Frenleme ve Generatör Çalışma Modu..... | 56 |
| 1.10. Eviricili Sürücüler | 58 |
| 1.10.1. Değişken Frekans Dönüştürücüler | 58 |
| 1.10.2. Hız Kontrol Yöntemleri..... | 60 |
| 1.10.3. EviriciliÇıkış Gerilimi | 62 |
| 1.10.4. Değişken Hız Sürücüleri | 65 |
| 1.10.5. Sayısal Kontrol Sistemleri | 67 |
| 1.10.6. Vektör Kontrol | 69 |
| 1.11. Bulanık Mantık | 71 |
| 1.11.1. DHAM'nin Bulanık Kontrolü | 72 |
| 1.11.2. Bulanık Küme ve Bulanık Mantık Teorisi | 75 |
| 1.11.3. Bulanık Mantık Kontrol Algoritması | 76 |
| 2. YAPILAN ÇALIŞMALAR | 82 |
| 2.1. DHAM'nin Hız Kontrolü | 82 |
| 2.2. Makine Parametreleri | 83 |
| 2.3. DHAM'nin Bulanık Mantık Kullanılarak Hız Kontrolü | 84 |
| 3. BULGULAR..... | 88 |
| 4. İRDELEME..... | 92 |
| 5. SONUÇLAR..... | 93 |
| 6. ÖNERİLER..... | 94 |
| 7. KAYNAKLAR | 95 |
| 8. EKLER..... | 97 |
| 9. ÖZGEÇMİŞ..... | 98 |

ÖZET

Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların (DHAM) günümüzde çok geniş uygulama alanları bulunmaktadır. Bunların en önemlisi ise yüksek hızlı trenlerdir.

DHAM'lerin dönen motorlara oranla kayıpları ve uç etkileri oldukça fazla olduğundan verimleri de düşüktür. Hem küçük hızlı hem de yüksek hızlı uygulamaları için hız kontrolü önemli bir işlemdir. Hız arttıkça kontrolün de hızlı olması istenmektedir. Bunun için de kontrolde "Bulanık Mantık" yöntemine başvurma kaçınılmazdır.

Bulanık Mantık ile kontrol son zamanlarda hız gerektiren sistemlerde de kullanılmaya başlanmıştır. Çalışmamızda DHAM'nin Bulanık Kontrol ile hız kontrolü yapılmaktadır. Bulanık Kontrolör, Bulanık Değişkenler kümesine dayanarak optimum anahtarlama durumunu seçmektedir. Bulanık Kontrolör makine hız tepkesine dayanılarak akım ve akı vektörlerinin ve dolayısıyla gerilim ve frekansın gözlenmesi ile oluşturulmuştur.

Elde edilen sonuçlar, uygulanan yöntemle, kalkış anındaki akı, kuvvet ve hız tepkelerinin, kuvvet kontrol değişimindeki tepkelerin, geleneksel kontrol yöntemlerinden daha iyi bir şekilde elde edildiğini göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: Bulanık Mantık ve Kontrolör, Doğrusal Hareketli Asenkron Makina.

SUMMARY

FUZZY LOGIC CONTROL OF LINEER INDUCTION MOTOR

Nowadays Linear Induction Motors (LIM) have very wide applications in technique. The important one of these is the train with high speed.

Since LIMs have higher losses compared to the rotary induction motors and end effects, their efficiency is quite low. Therefore, the speed control in LIM presents different features. For instance, as the speed increases, the process of speed control and mechanical responses must be very quick. Therefore, in this thesis, the Fuzzy Logic control method has been chosen for the speed control of the LIM under examination with the Fuzzy Logic, the optimal switching angle for the PWM which is used to control the speed of the LIM can be obtained. Fuzzy rules are formed by observing the current and flux vectors, thereby the voltage and frequency.

The results obtained from the method mentioned above the response time of the flux, the mechanical force and the speed is shorter than that of conventional control methods. Also, oscillations in the mechanical force and velocity have smaller amplitude and die away very rapidly.

Keywords : Lineer Induction Motor, Fuzzy Logic and Control

ŞEKİL LİSTESİ

| | <u>Sayfa No</u> |
|--|-----------------|
| Şekil 1. Enine Magnetik Akılı Düz Bir DHAM ve Kutupları..... | 7 |
| Şekil 2. Tek Yanlı DHAM'nin Elde Edilişi..... | 8 |
| Şekil 3. Dönen DHAM'li Basit Bir Endüstriyel Robot..... | 10 |
| Şekil 4. DHAM Kullanılarak Bir Gemi Modelinin İtilmesi..... | 11 |
| Şekil 5. DHAM İle Sürülen Magnetik Kaldırmalı Araçların Temel Tasarımı..... | 12 |
| Şekil 6. Sekonderi Çok Katlı Tek Yanlı Bir DHAM..... | 20 |
| Şekil 7. Farklı Kaymalarda z-Eksenine Boyunca Magnetik Akı Yoğunluğunun Normal Bileşeni B_{env} 'nin Değişimi..... | 25 |
| Şekil 8. Kısa Primer Çekirdekli DHAM'nin Sekonderindeki Uç Etkileri..... | 26 |
| Şekil 9. Üç Fazlı DHAM'nin Akım ve Gerilim Fazör Diyagramları..... | 27 |
| Şekil 10. Magnetik Devrenin Sonlu Olmasından Dolayı Alan Bozulması..... | 28 |
| Şekil 11. Shturman Metodu İle Hıza Göre İtme Kuvveti..... | 29 |
| Şekil 12. Magnetik Akı Yoğunluğunun y-Eksenine Boyunca Dağılımı..... | 31 |
| Şekil 13. Düz Bir DHAM'nin Enine Boyutları..... | 32 |
| Şekil 14. w/L_i 'nin Bir Fonksiyonu Olarak k_z 'nin Değişimi..... | 33 |
| Şekil 15. Üç Faz, Çift Tabaka, Dört Kutuplu Sargılar Tarafından Üretilen Magnetik Akı Yoğunluğunun x-Eksenine Boyunca Dağılımı..... | 34 |
| Şekil 16. DHAM'nin Çift Katlı Sargısı..... | 35 |
| Şekil 17. Kompanzasyon Sargılarını İçeren DHAM Sargısı..... | 36 |
| Şekil 18. Kompanzasyon Sargısız Üç Fazlı DHAM Sargıları..... | 36 |
| Şekil 19. Parçalı Primer Çekirdekli DHAM'nin Tek Katlı Sarımı..... | 38 |
| Şekil 20. Ters Magnetik Akılı Tek Yanlı DHAM'nin Sarım Bağlantıları..... | 39 |
| Şekil 21. Uç Etkilerini İçeren T-Tipi Eşdeğer Devre..... | 41 |
| Şekil 22. Tek Yanlı DHAM'nin 200 A Uyarım Akımı ve Sabit Giriş Frekans Altında Yük Eğrisi..... | 43 |
| Şekil 23. Tek Yanlı DHAM'nin Mekanik Şekli..... | 44 |
| Şekil 24. F-Elektromagnetik İtmesinin Yüklü ve Yüksüz Durumda Değişimi..... | 45 |

| | |
|---|----|
| Şekil 25. Boşta ve Yükte Çalışan 7 Kw'lık Bir DHAM'nin Hız Değişimi..... | 46 |
| Şekil 26. DHAM'nin Kalkış Anındaki Hız ve İtme Kuvvetinin Durumu..... | 52 |
| Şekil 27. 12 m/s'lik Hızda Fren Anındaki Geçici Durum..... | 52 |
| Şekil 28. Uç Etkileri İhmal Edilmiş DHAM'nin İtme Kuvveti İle Hızının Değişimi..... | 55 |
| Şekil 29. Bir Çeşit Frekans Dönüştürücünün Blok Diyagramı..... | 58 |
| Şekil 30. Diod Kontrollü PWM (VSI)..... | 59 |
| Şekil 31. PWM Dalga Şekli..... | 60 |
| Şekil 32. DHAM'lerin Hız Kontrolü..... | 61 |
| Şekil 33. Üç Fazlı Evirici Beslemeli DHAM'lerin Güç Devresi..... | 63 |
| Şekil 34. Yarım Köprü Evirici Çıkış Gerilimi PWM Dalga Şekli..... | 63 |
| Şekil 35. JLMDR Sürücü Güç Devresi..... | 65 |
| Şekil 36. VSI Beslemeli JLMDR DHAM'nin Eğrileri..... | 66 |
| Şekil 37. ICTS Sürücü İçin Basitleştirilmiş Kontrol Şeması..... | 67 |
| Şekil 38. Kapalı Döngü Sayısal Kontrol Sistemi..... | 68 |
| Şekil 39. Evirici Beslemeli DHAM İçin Sayısal Kontrol Devresi..... | 69 |
| Şekil 40. DSC İle Sürülen DHAM'nin Bulanık Mantık İle Kontrolü..... | 74 |
| Şekil 41. Bulanık Mantık Kontrol Algoritması Blok Diyagramı..... | 77 |
| Şekil 42. Birden Fazla Üyelik Fonksiyonlarının Kullanılması..... | 78 |
| Şekil 43. DHAM'nin V/F Oranı İle Hız Kontrolü Blok Diyagramı..... | 83 |
| Şekil 44. DHAM'nin Bulanık Mantık İle Hız Kontrolü Blok Diyagramı..... | 84 |
| Şekil 45. DHAM İtme Kuvvetinin Zamana Göre Değişimi..... | 88 |
| Şekil 46. DHAM'nin Bulanık Mantık İle İtme Kuvveti..... | 88 |
| Şekil 47. DHAM Hızının Zamana Göre Değişimi..... | 89 |
| Şekil 48. DHAM'nin Bulanık Mantık İle Hızının Kontrolü..... | 89 |
| Şekil 49. DHAM Stator Akısının Zamana Göre Değişimi..... | 90 |
| Şekil 50. DHAM Stator Akısının Zamana Göre Değişimi..... | 90 |
| Şekil 51. DHAM'nin Bulanık Mantık İle Akısının Kontrolü..... | 91 |
| Şekil 52. DHAM'nin Bulanık Mantık İle Akısının Kontrolü..... | 91 |
| Şekil 53. DHAM'nin Kuvvet Hız Değişimi..... | 91 |

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

| | |
|---|----|
| Tablo 1. Tek Yanlı Ve Küçük, Üç Fazlı DHAM'lerin Tasarım Değerleri..... | 5 |
| Tablo 2. Magnetik Kaldırmalı Araç Karakteristikleri | 13 |
| Tablo 3. Üyelik Fonksiyonları Kural Tablosu..... | 78 |



SEMBOL LİSTESİ

| | |
|-----------|---|
| A | :Akım yoğunluğu [A/m^2] |
| a | :İşlem operatörü ($a=\exp(j2\pi/3)$) |
| B | :Magnetik akı yoğunluğu [Wb/m^2] |
| b(t) | :Anlık magnetik akı yoğunluğunun değişimi [Wb/m^2] |
| C | :Kapasite [C] |
| c_1 | :Primer çekirdeğin ağız genişliği [mm] |
| D | :Çap; sürtünme katsayısı |
| d | :Çift yanlı bir LIM 'in sekonder (yüksek iletkenli tabaka) kalınlığı [mm] |
| E | :Elektriksel alan yoğunluğu; Elektromotor kuvveti (emk); indüklenen gerilim [V/m] |
| F | :Kuvvet [N] |
| f | :Frekans [Hz] ; Birim bölge başına kuvvet [N] |
| g | :Hava aralığı (mekanik açıklık) [mm] |
| g_t | :Toplam hava aralığı [mm] |
| H | :Magnetik alan yoğunluğu [A/m] |
| h | :Yükseklik [mm] |
| h_{sec} | :Ferromagnetik çekirdeğin (sekonder) kalınlığı [mm] |
| I | :Akım [A] |
| i(t) | :Akımın anlık değişimi [A] |
| J | :Akım yoğunluğu [A/m] |
| j | :İmajiner (sanal) birim |
| K | :Sertlik katsayısı |
| k_c | :Carter katsayısı |

| | |
|-----------|---|
| k_e | :Uzunlamasına uç etkisi faktörü |
| k_{sat} | :Ana magnetik akıdan dolayı magnetik devrelerin doyma faktörü |
| k_q | :İyilik faktörü |
| k_m | :Enine uç etkisinden dolayı sekonder iletkenliği düşürme faktörü |
| k_{tr} | :Sekonder empedansı primere dönüştürme oranı |
| k_u | :Dengesizlik faktörü |
| k_w | :Sarım faktörü |
| k_v | :v. uzay harmoniği için sekonderde elektromagnetik alanın zayıflama faktörü |
| k_z | :Enine uç etkisinden dolayı sekonder empedansın artma oranı |
| L | :Öz endüktans [H] |
| L_i | :Primer çekirdeğin genişliği [mm] |
| L_r | :Primer sarımın bir kutup boyunca uzunluğu [mm] |
| M | :Ortak endüktans [H] |
| m | :Faz sayısı ; Kütle [Kg] |
| N | :Faz başına sarım sayısı |
| n | :Zaman harmoniği |
| P | :Aktif güç [Watt] |
| p | :Çift kutup sayısı |
| Q | :Kutup başına oluk sayısı |
| q | :Bir fazda kutup başına oluk sayısı |
| R | :Direnç [Ω] |
| r | :Yarıçap [mm] |
| S | :Görünür güç [VA] |
| s | :Kayma |
| s_{cr} | :Maximum elektriksel itmeye (F_{max}) karşı tehlikeli kayma |
| s_{tr} | :Boştaki kayıp |

| | |
|-----------------|--|
| t_{ov} | :Yüksek iletkenlikli tabakanın kalınlığı [mm] |
| t | :Zaman [Sn] ; Kutup adımı |
| V | :Elektriksel gerilim [V] |
| $v(t)$ | :Elektriksel gerilimin ani değeri [V] |
| V_{μ} | :Magnetik voltaj [V] |
| v | :x-doğrultusunda sekonderin hızı [m/s] |
| v_s | :senkron hız [m/s] |
| w | :sekonderin genişliği [mm] |
| w_c | :Bobin adımı [mm] |
| w_{ov} | :Sekonder ferromagnetik çekirdeğin arkasındaki yüksek iletkenli tabakanın genişliği [mm] |
| X | :Reaktans [Ω] |
| x,y,z | :Kartezyen koordinatlar |
| Z | :Empedans [Ω] |
| z | :Oluk sayısı |
| α | :Komşu sarımların akımları arasındaki açı |
| α_i | :Magnetik akı yoğunluğunun ortalama değerinin maximum değere oranı |
| β | :Sabit ($\beta=\pi/\tau$) |
| $\beta_{A,B,C}$ | :Faz gerilimleri arasındaki açı [rad] |
| β_v | :Sabit $\beta_v=v\pi/\tau$ |
| η | :Verim |
| Θ | :Magnetik hareket itmesi (MMK) [N] ; silindirik koordinat sisteminde |
| $\vartheta(t)$ | :Magnetomotor kuvvetin anlık değeri [N] |
| k_{sat} | :Magnetik sızıntı akıdan dolayı magnetik devrenin doyma faktörü |
| k_v | :Kutup adımında v. uzay harmoniğine bağlı kompleks yayılma sabiti |
| λ | :Sızıntı geçirgenliği katsayısı |

| | |
|------------|---|
| μ | :Magnetik geçirgenlik [H/m] |
| μ_0 | :Boşluğun magnetik geçirgenliği [H/m] |
| μ_r | :Bağıl magnetik geçirgenlik [H/m] |
| μ_{re} | :Bağıl magnetik geçirgenliğin kompleks eşdeğeri [H/m] |
| ν | :Kutup adımı boyunca uzay harmoniğinin alan bozulması |
| ξ | :İletken demetinin yüksekliği [mm] |
| σ | :Elektriksel iletkenlik [$1/\Omega m$] |
| σ_f | :Form faktörü |
| τ | :Kutup adımı [m] |
| Φ | :Magnetik akı [Wb] |
| ϕ | :Akım ile gerilim arasındaki faz açısı |
| Ψ | :Bağıl magnetik akı [Wb] |
| Ω | :Açısal hız; $\Omega=2\pi n$ |
| w | :Açısal frekans ($w=2\pi f$) [rad/sn] |

1.GENEL BİLGİLER

1.1. GİRİŞ

Bu çalışmada Lineer İndüksiyon Motorları (LİM) veya bir diğer adıyla Doğrusal Hareketli Asenkron Motorları (DHAM)'nin Bulanık Mantıkla denetimi ele alınmaktadır. Konu ile ilgili tarihsel gelişmeler ve faydalanılan kaynaklar aşağıda kısaca tanıtılmaktadır.

Doğrusal hareketli elektrik motorlarının gelişimi 150 yıllık bir tarihe dayanır. İlk defa 1890 yılında Wheatsone [1] tarafından imal edilmiş ve patentini almıştır. DHAM'nin demiryolu taşımacılığında kullanılması fikri ilk olarak 1902 yılında Alman Zehden tarafından Amerika'da ortaya atılmaktadır. Zehden'in ilk treni; trenin altına yerleştirilen kısa bir primer ve zemin üzerine döşenmiş yaprak şeklindeki bir sekonder levhadan meydana gelmektedir. Bunu takip eden Wilson'ın modelinde, Zehden'in modelindeki stator ve primer yeri değiştirilmekte, fakat bunun maliyeti çok fazla olmaktadır [1].

1923 yılında New York'ta Grand Central Terminal'den Times Square'e kadar düz bir DHAM ile sürülen kaldırım taşıma aracı olarak kullanılmıştır. Amerikan Westinghouse şirketi tarafından 1945 yılında uçak hızlandırıcı olarak kullanılan tek yanlı bir DHAM'nin yapımı DHAM'lerin gelişmesinde önemli bir olayı oluşturmaktadır [1]. "Electropult" olarak adlandırılan bu makine, başlangıç itmesi 75,600 N ve 5,000 Kg kütleli bir cismi 185 Km/h ile hızlandırmakta yani 4.2 sn'de 160 m yol alacak şekilde geliştirilmiştir. Kısa primer ve uzun sekonderin her ikisi de üç faz sargılıdır [1].

Nükleer reaktörlerin imalatındaki ilerlemelerde, akıcı malzemeler için pompaların sodyum, sodyum-potasyum alaşımı ve bizmut kayıplara sebep olmaktadır. 1950'lerin sonlarında akışkan metaller için indüksiyon pompaları geliştirildi. 1960'lardan önce ise çelik ergitme taşıyıcıları için indüksiyon motorları tasarlandı[1].

Vagon sürücüsü olarak kullanımı için 1960'larda çok çeşitli aletlerle denemeler yapıldı. Hatta çeşitli testlerle 100 Km/h'a kadar hızlandırıcılar elde edildi.

DHAM taşıma sistemlerinde çok geniş uygulama alanı buldu. Asansörlerde ve havaalanlarında kullanıldığı gibi elektriksel itmeye hareketli, küçük yolcu veya malzeme taşıyan vagonlar ve elektriksel raylarda kullanılmaktadır.

DHAM 'nin endüstride kullanım alanı olarak, üretim atölyeleri de önemli bir yer tutar. Dokuma tezgahlarında, makine aletleri, sıkıştırma, miller, ayrıştırma, otomatik dokuma sistemleri, giysi dokuma (germe), tekstil mekik dokumalarında, dizgi tablolarında, lokomotiflere ray (yol) değiştirmede, odun kesen yuvarlak testerelede, yürüyen (kayan) kapılar ve robotlar gibi yerlerde çok geniş bir uygulama alanına sahiptir.

DHAM için en önemli kullanım alanı ise son zamanlarda sürekli geliştirilmeye çalışılan hızlı taşımacılıktır. İlk ciddi girişim Laithwate'in önerisi ile bir şirket hava yastığı ve tek yanlı DHAM kullanarak bir deneme aracı yapmıştır [1].

DHAM'ler hakkında çok sayıda makale yayınlanmıştır. Bunlardan bazıları hakkında aşağıda kısaca sunulmaktadır. Eski yayınlar kitaplarda teori olarak verildiğinden son on yılda çıkanlar hakkında şunları söyleyebiliriz:

J.F. Gieras [2] tek yanlı DHAM'de kayıpların hesabı ile ilgili olarak çalışmasında Polonya'da üretilmiş olan SL-5-270 motoruna ait kayıpların hesabında hıza bağlı olarak değişen sürtünme, demir ve bakır kayıplarını incelemektedir. Bunlara ait değişik sabitler tanımlayarak farklı eşdeğer devre elemanları belirtilmektedir. Sonuç olarak giriş ve çıkış gücünü aynı grafik üzerinde belirtmekte ve verimliliği irdelemektedir. Gerilim ve frekansı değiştirerek farklı grafik sonuçları elde etmektedir.

Isao Takahashi ve Yuji Ide [3], çalışmalarında Uzay Vektör Kontrollü Evirici ile Magnetik kaldırmalı bir DHAM'nin kuvvetini, dolayısıyla hava aralığının kontrolünü küçük bir model üzerinde uygulamaktadır. İtme kuvveti ihtiyacının artması durumunda hava aralığındaki değişimin ne kadar az miktarda tutulabileceğini gösteren bir çalışmayı sunmaktadır. 3 mm olan hava aralığını ± 0.12 mm'lik bir salınım yaptığını göstermektedirler.

Sakutaro Nonaka ve Tsuyoshi Higuchi [4] tek yanlı bir DHAM için bir model tasarımında çeşitli benzetim sonuçları elde etmekte, değiştirilen herhangi bir parametrenin benzetime olan etkileri incelenmektedir. Modelde, kaymanın uç etkilerine, frekansdaki değişimin ise hız ve itme kuvvetine etkileri incelenerek kazançlı sonuçlar elde edilmektedir. Model için en fazla 70 Km/h hıza izin verilmektedir.

J.F. Eastham ve arkadaşları [5] çalışmalarında DHAM'lerin hem teorik, hem de pratik incelemesi üzerinde durmaktadır. Sonlu Eleman yönteminin sonuçlarını ölçülen değerler ile karşılaştırmaktadır. Kısa primerli motor için elde edilen sonuçlar diğer tiplere göre daha yaklaşıktır. Bu sonuç itme-hız ve akı-yerdeğişimi grafiklerine göre bulunmaktadır.

I.Boldea ve S.A. Nasar [6] primeri yarı sarılmış bir DHAM'nin elektromagnetik incelemesini yapmaktadır. Hava aralığına ve motorun magnetik özelliğine göre değişebilen K katsayıları tanımlanmakta, bu katsayılar için magnetik özelliklerin değişimini incelenmektedir. Yarı sarım durumunda boşluktaki magnetik alan dağılımını, magnetik akım yoğunluğunu ve birim hacime düşen üretilen kuvvetin dağılımını grafik olarak elde etmektedirler. Bu sarım türünün boşluktaki dağılımı nasıl değiştirdiği belirtilmektedir.

Dal-Ho Im ve arkadaşları [7] yaptıkları çalışmada sonlu elemanlar ve ardışık zorlanmış teknikleri kullanarak tek yanlı DHAM'nin tasarımını yapmaktadırlar. Tasarımın iyilik ölçüsünün kutup adımı/hava aralığı ve kutup adımı/alüminyumun derinliği oranları olarak verilmektedir. $s=1$ ve $f=60$ Hz'de bir kutuplu incelemesinde demir çekirdek ve alüminyum iletken üzerindeki akı dağılımı hesaplanmakta ve grafiği verilmektedir. Ayrıca tasarım sonucu hesaplanan bir çok değer verilmektedir.

Giovanni Bucci ve arkadaşları [8] yaptıkları çalışmada doğrusal hareketli bir motorun elektriksel sürücüler ile kontrolünü incelemektedirler. Yapılan çalışmalar çift yanlı DHAM üzerinde test edilmekte ve doğrusal hareket algılayıcı ile belirlenmekte, genel ve özel enstrümantasyon elemanları ile sistem kontrolörüne iletilmektedir. Çıkış değerlendirilerek gerekli işlem Pulse Width Modulation (PWM)'e yaptırılmaktadır. Çalışmada hava aralığındaki akı yoğunluğu değiştirilerek giriş ve çıkış gücü, güç faktörü

ve frekans ilişkisi incelenmektedir. Ayrıca geçiş anındaki giriş gúcünün 0.05 sn'de kararlı hale geldiği gsterilmektedir.

C.S.Chang ve B.S.Thia [9]'nin yaptıkları çalışmada hızlı taşıma sistemleri için bulanık uzman sistem yaklaşımı incelenmektedir. Ani yük değişimlerine karşı trenin hareketi kontrol edilmektedir. Sistem için sakıncalı bulunan değerler, incelenen modeller için 580 ve 1150 yolcu olarak verilmekte ve bu değerlerin altında bir değer sağlanmaya çalışılmaktadır. Ortalama, güvenilir olarak taşınması gereken yolcu sayısı 800 olarak belirtilmekte ve yolcu sayısındaki değişim ise 75 olarak verilmektedir. Yolcu sayısındaki artış aracın hareketini 4-5 sn etkilemektedir. Kontrolör sayesinde sistem tekrar eski haline gelebilmektedir.

Yasuo Sato ve Motoichi Iga [10] dış yüzeyi elik ile kaplanmış tek yanlı DHAM'nin kontrolünü incelemektedir. Bu motor özel amaç için şekillendirilmiştir. Çalışmada üzeri kaplanmış parçanın kalınlığının değiştirilmesi durumunda levhanın hareketi ve yer değiştirmesi ile ilgili formüller kullanılarak grafikler elde edilmiştir. 1,5 m genişlikte kullanılan bir DHAM ile yapılan pratik çalışma sonucu; düz cam üretimi için 6 m genişlikteki bir DHAM'nin yeterli olacağı gsterilmiştir.

1.2. DHAM'LERİN SINIFLANDIRILMASI

Bir DHAM'nin yapımı döner bir motorun yarı çapı boyunca aksnel olarak kesilmesi ve açılarak düzlemsel hale getirilmesiyle elde edilir. DHAM iki yöntemle kesilerek elde edilir. İlki sincap kafesli asenkron (indüksiyon) motor veya bilezikli asenkron motordan stator primer, rotor ise sekonder gibi düşünülerek elde edilir. Bir ekirdek kullanılarak DHAM'nin sekonderi basitleştirilebilir ve bilezik sarımları veya kafeslerin yerine yüksek iletkenlikli ferromagnetik olmayan alüminyum malzeme ile sekonder meydana getirilebilir. Ferromagnetik olmayan levha, dağılmış parametrelili sekonder elektrik devresi olarak görülebilir. Ferromagnetik ekirdek hem elektrik akımını hem de manyetik akıyı iletir. Böylece, düz ve tek yanlı DHAM, asenkron motorlardan elde edilebilir. Çift yanlı ve düz DHAM 'ler ise rotoru çıkık kutuplu

asenكرون motorlarından elde edilir. Çift yanlı DHAM'de sekonder için ferromagnetik çekirdek gerekli değildir. Bu yüzden magnetik akı primer sarımlarından biri tarafından uyarılmalıdır [11].

Çift yanlı DHAM'nin her iki çekirdeğine primer sarım yerleştirilmelidir. Çift yanlı DHAM ile tek yanlı DHAM arasında, benzer mmk özelliği ile hava aralığındaki magnetik akı yoğunluğunun iki katına sahip olmasıdır. Sekonderi demir, ince tabakalı tek yanlı DHAM için, çift yanlı DHAM'nin primer çekirdeği bir tane ise çıkış parametreleri birbirine benzerdir. Çift yanlı DHAM'nin üstünlüğü primer ve sekonder oranındaki normal kuvvetin farkı kadardır. Çünkü sekonder, normalde ferromagnetik olmayan bir malzemedir (nonferromagnetik) imal edilmiştir [12].

Aşağıda Polonya'da imal edilen düşük güçlü DHAM'in tasarım değerleri verilmiştir [1].

Tablo 1. Tek yanlı ve küçük, üç fazlı DHAM'lerin tasarım değerleri

| <u>BÜYÜKLÜK</u> | <u>LİM</u> | | <u>Birim</u> |
|------------------------------------|-----------------|-----------------|--------------|
| | <u>SL-5-100</u> | <u>SL-5-270</u> | |
| İtme($s=1$) , F_x | ≥ 100 | ≥ 270 | N |
| Giriş frekansı, f | 50.0 | 50.0 | Hz |
| Giriş faz gerilimi, V_1 | 220.0 | 220.0 | V |
| Kutup sayısı, $2p$ | 4 | 4 | — |
| Faz başına sarım sayısı, N_1 | 840 | 420 | — |
| Faz başına kompanzasyon | | | |
| sarım sayısı, N_{1c} | 140 | 70 | — |
| İletken çapı, d_1 | 0.75 | 1.10 | mm |
| Primer çekirdeğin genişliği, L_i | 0.05 | 0.10 | m |
| Kutup adımı, τ | 0.05 | 0.05 | m |

Tablo 1'in Devamı

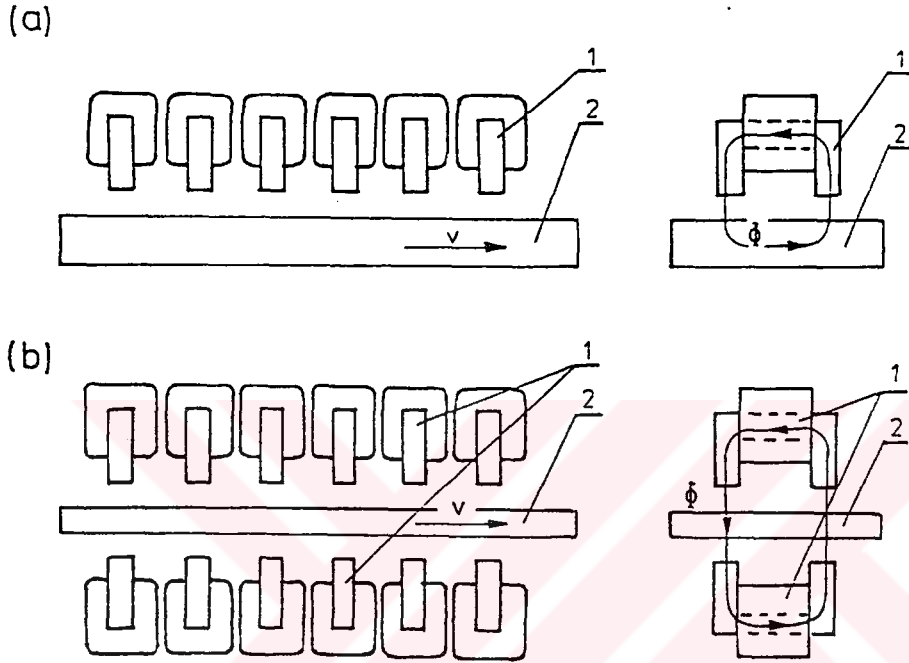
| | | | |
|--|----------------|----------------|-------------------|
| Sarım adımı, w_c | 0.05 | 0.05 | m |
| Hava aralığı, g | 1-2 | 1-2 | mm |
| Oluk sayısı, z_1 | 12 | 12 | - |
| Oluğun genişliği, b_{1i} | 10.2 | 10.2 | mm |
| Oluğun açık genişliği, b_{1d} | 8.0 | 8.0 | mm |
| Oluğun derinliği, h_1 | 45.0 | 45.0 | mm |
| Demir çekirdeğin yüksekliği, h_{1y} | 31.0 | 31.0 | mm |
| Sekonderin iletkenliği(20°C), τ_{Fe} | 4.5-6.5 | 4.5-6.5 | $\times 10^6$ S/m |
| Alüminyum levhanın iletkenliği, $\tau_{Al} \approx 30.0$ | ≈ 30.0 | ≈ 30.0 | $\times 10^6$ S/m |
| Sekonder çekirdeğin genişliği, w | ≥ 0.05 | ≥ 0.10 | m |
| Sekonder çekirdeğin kalınlığı, h_{sec} | ≥ 5.0 | ≥ 5.0 | mm |
| Alüminyum levhanın kalınlığı, d | 3.0 | 3.0 | mm |

Düz DHAM'ler uygun aralıklarda paralel çekirdeklerin dizilmesi ile primer çekirdeklerden oluşmaktadır. Bu çekirdeklerin sayısı kadar magnetik ilişki mevcuttur. Bu magnetik ilişkiye, hareket alanı doğrultusunda dik magnetik bir ilişki de mevcuttur. Dik iletkenli genellikle çok fazlı sargılarda, magnetik bir devre tasarlamak mümkündür. Her sarımdaki akım sekondere dik iki farklı doğrultuda taşınabilir ve x-y düzleminin her noktasına yerleştirilebilir. İtme doğrultusuna ve magnetik alanın hareketi doğrultusuna paralel eksende, çift yanlı veya tek yanlı DHAM'nin yuvarlak hale getirilmesiyle bir Tubular (silindirik) motor elde edilebilir.

Bir DHAM'nin temel üstünlüğü kısa olan magnetik akı yolundan dolayı gerekli olan en az mıknatıslanma akımı, sakıncası ise küçük itmedir. Enine magnetik akılı düz bir DHAM genellikle önemli kutuplara sargılar yerleştirilen bir primer sarıma sahiptir. Tek yanlı enine akılı düz bir DHAM sadece itme üretmez. Aynı zamanda elektromagnetik süspansiyon (asılma) da üretebilir. Sekonderi elektrodinamik asılmalı

DHAM'ler ileriye doğru itmeli ve yanlamasına dengeli primer magnetik bir alandır. T-tipindeki ince tabakalardan oluşan primer magnetik devre, iki dizi halinde monte edilmiştir. Kısa sekonder, sandal formunda parlak bir alüminyum alaşımdan yapılmıştır.

Hareket alanının doğrultusuna dik çizgide magnetik akı elde etmek için bir DHAM tasarlanabilir. Şekil 1'de enine magnetik akılı bir DHAM gösterilmektedir.



Şekil 1. Enine magnetik akılı düz bir DHAM ve kutupları
(a)tek yanlı, (b)çift yanlı. (1-primer, 2-sekonder)

Uzunlamasına magnetik akılı ve kutupları olan düz bir DHAM'de de benzer şekilde elektrodinamik asılma, itici güç ve dengeleyici kuvvet elde edilebilir. Uzun primerin üç fazlı elektromagnetik kuvvet oluşturması için iki dizin (sıra) halinde monte edilmesi gerekir [1]

Burada yalnız tipik ve çok kullanılan DHAM'leri tanımlanmaktadır. Geometrilerine göre DHAM'ler aşağıdaki gruplara ayrılabilir:

Tek yanlı veya çift yanlı.

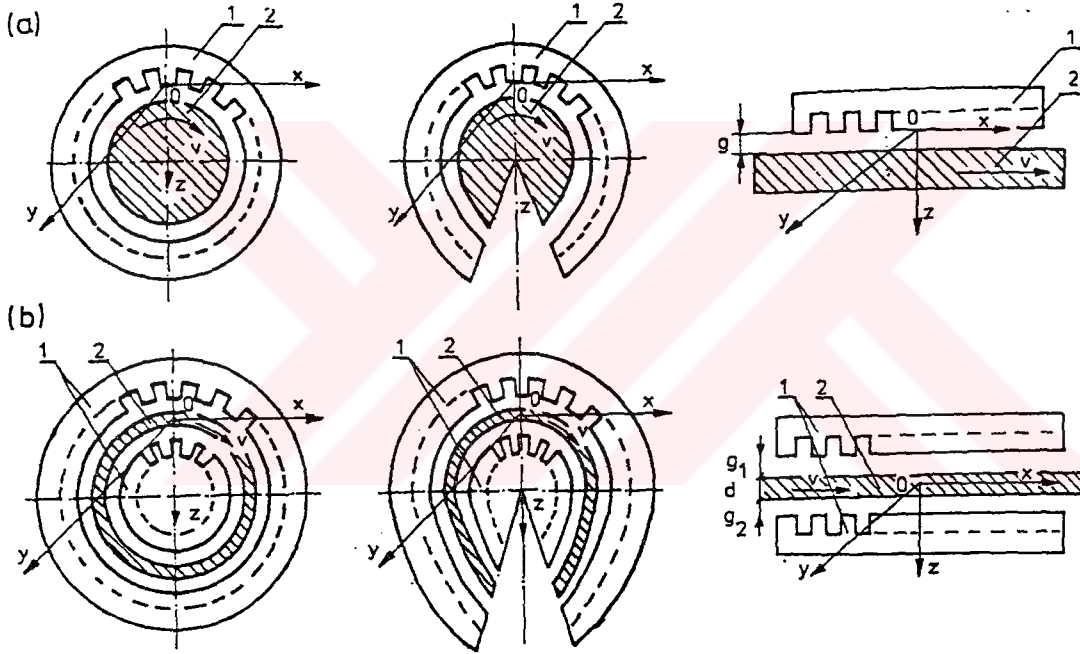
Düz veya silindirik

Kısa primerli veya kısa sekonderli.

Uzunlamasına ve enine magnetik akılı.

1.3. DHAM'LER İLE DÖNEN MOTORLARIN KARŞILAŞTIRILMASI

Şekil 2'de görüldüğü gibi dönen bir elektrik motorunu hayali olarak herhangi bir yerden merkezine kadar kestiğimizde meydana gelen yapıyı göz önüne aldığımızda doğrusal hareketli motorun şekli ortaya çıkar .



Şekil 2. a) Tek yanlı bir DHAM'in elde edilişi

b) Çift yanlı bir DHAM'in elde edilişi (1-primer, 2-sekonder)

Normal ASM'de stator ile rotor arasındaki boşlukta dönen bir magnetik alan vardır. DHAM'lerde ise sarım şekline göre yatay doğrultuda hareket eden ya da yürüyen bir magnetik alan vardır. Bu magnetik alan sayesinde hareket eden kısım, bir sürüklenmeye maruz kalır. Bir motor, üzerindeki oluklara normal üç fazlı sargının yerleştirilmiş

bulunduğu sa paketli endüktör veya sekonder ile akıya dönüş yönü sağlayan levha olmak üzere iki kısımdan oluşur. Birinci kısmın ard arda çok fazlı endüktörlerden oluşması halinde buna tek endüktör veya basit doğrusal hareketli motor (DHM) denir. Tek endüktör düzenli basit motorda sekonder kısım iki metal levhadan oluşmaktadır. Bunlardan biri statorda üretilen magnetik akının üzerinden devresini kapatacağı yolu oluşturan levhadır. Diğeri ise üzerinde primer akı tarafından endüklenen fuko akımlarını taşıyacak olan yüksek elektriksel iletkenlikli metal bir levhadır.

DHAM'nin stator iletkenlerini taşıyan bir statoru ve magnetik alan için dönüş yönü oluşturan iletken levha veya rotoru vardır. DHAM'lerde bazen rotor hareketli stator sabit, bazen stator hareketli rotor sabit olmarak yapılır. Etki tepki ilkesine göre rotor sabit stator hareketli ise stator, rotora etkiyen kuvvete ters yönde doğrusal hareket yapar [13].

Dönen makinada rotorun hareketi bir dönmeden sonra aynen tekrarlanmaktadır. DHAM'lerde ise stator ve rotorun boyları sınırlıdır veya uzunlukları sonsuz değildir. DHAM'nin rotoru küçük bir ötelemeye stator ve rotorun ortak kısımları değiştireceğinden alan dağılışının da değişmesine yol açacaktır. Bu da dönen motorlardan farklı olarak uç etkilerinin oluşmasına neden olmaktadır [14].

Basit ve çift motor tiplerinin çalışma tarzları için aynı genel kurallar geçerlidir. Burada dönen normal ASM'lerde olduğu gibi primerin görevi hava aralığında sinüs formunda dağılmış ve senkron hızla ilerleyen bir magnetik alan üretmektir.

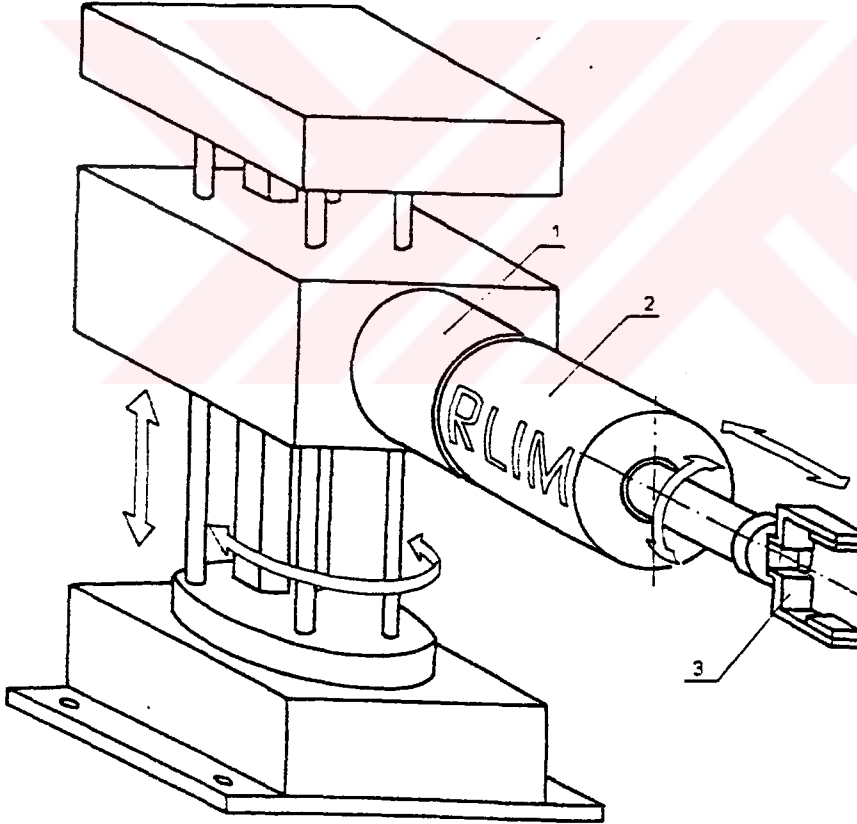
1.4. DHAM'LERİN UYGULAMA ALANLARI

Doğrusal hareketli taşıma için bir DHAM tedarik ederek endüstriyel sürücülerde, kontrol sistemlerinde, değişik mekanizmalarda kullanılabilir. Bunlar ise otomasyon aletleri, besleme mekanizmaları, paketleme makineleri, sağamlık test panelleri, yolcu aracı vagonu, kaynak makineleri, pnömatik silindir için yatak, ray teçhizatı, batarya ölçüm modülleri, kopya makineleri gibi olabilir.

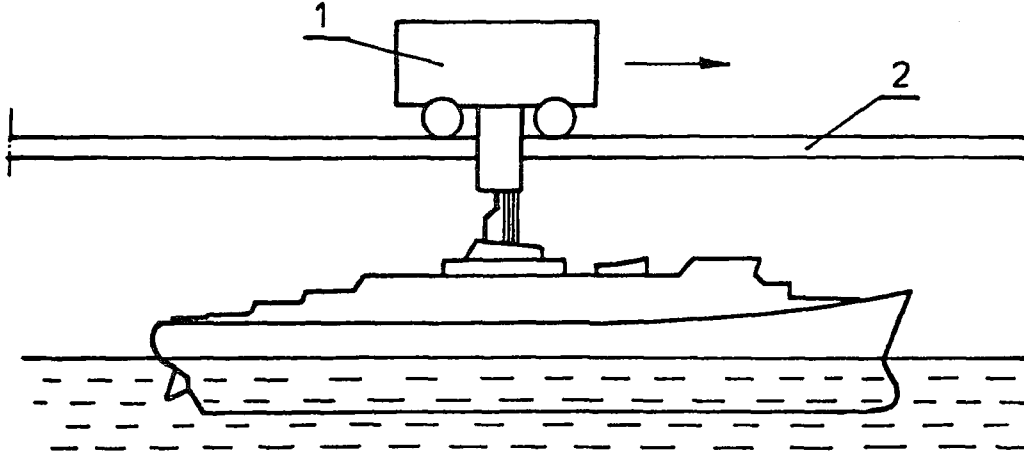
DHAM'ler, bir çok yönden dönen asenkron motorların hareketi dönüştürmesinde onların yerini almaktadır. Döner tekerlekler, diskler ve pratikte ise enerji tüketimindeki artış, verimdeki azalma, çıkış gücünün kütleye ve çıkış gücünün hacime oranı döner indüksiyon motorlarıyla karşılaştırılırsa ve primer sarımın sıcaklığı yükseldiği andaki direnç artışı gibi etkiler DHAM'lerin uygulama alanlarını sınırlandırmaktadır.

Bir doğrusal hareketli indüksiyon sürücü imal ederken göz önünde bulundurulması gereken, onun yararlarının genel sürücülerle yapılmış benzerleriyle karşılaştırılması gerekmektedir. DHAM'lerin başlıca uygulama alanları şunlardır:

- i) Taşıma sistemleri: En fazla uygulama imkanı bu alanda bulmaktadır.
- ii) Dikey Sürücüler: Asansör imalinde, tekstilde, titreşimli band hareketinde.



Şekil 3. Döner DHAM'li motorlu basit bir endüstriyel robot
1-mil, 2-döner-DHAM, 3-elektromagnetik tutucu



Şekil 4. DHAM kullanılarak bir gemi modelinin itilmesi (1-primer, 2-sekonder)

1.5. MAGNETİK KALDIRMA

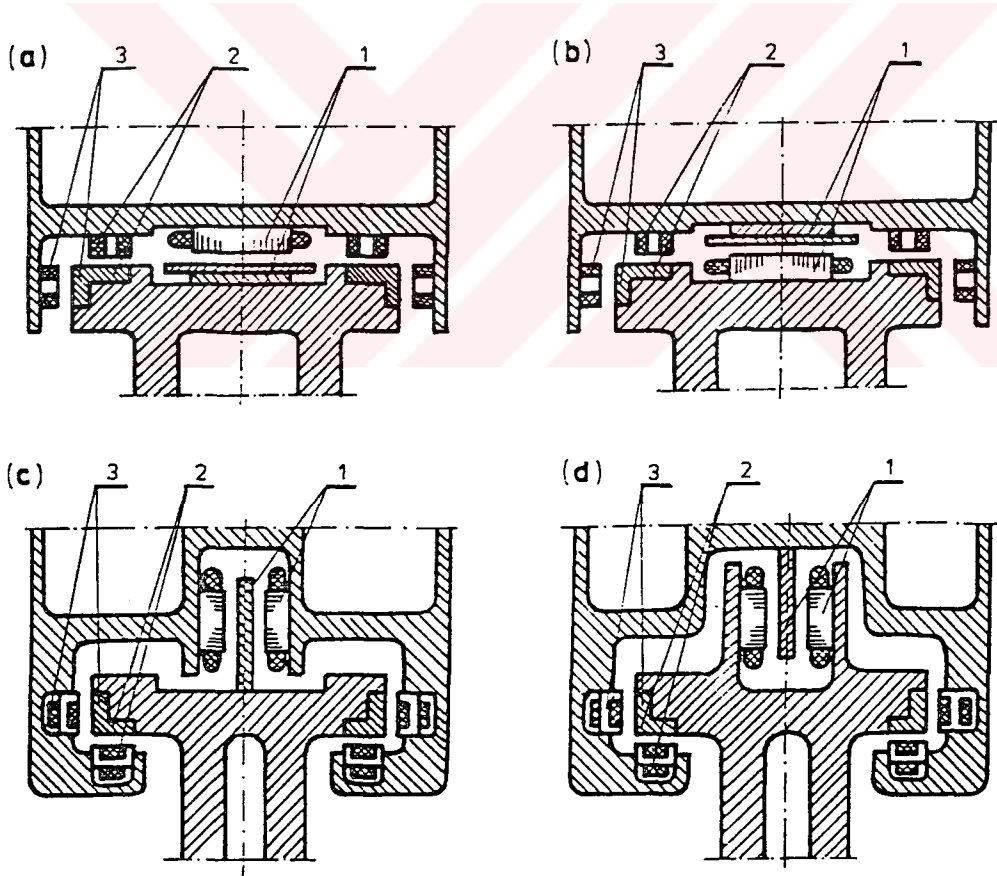
Yüksek hızlı trenlerin çok doğru raylara ihtiyacı vardır. Genel tren yolları için maksimum hız, 250-300 km/h'dir. Dünyanın en hızlı treni TGV Atlantik, dünya ray hız rekorunu 515.3 km/h olarak kırmıştır. Fakat bu tren için izin verilen maksimum hız 300 Km/h'tır. Yüksek hızdaki demiryolu sisteminin imalat ve bakım yönünden, teknik ve ekonomik bakımdan oldukça masraflıdır. Son günlerde endüstri ülkelerinde 300 Km/h'den daha fazla hıza gerek vardır. Bu ihtiyaçları ise hava taşımacılığı karşılamaktadır. Diğer taraftan bu taşımacılık çok enerji tüketmekte ve pahalı olmaktadır. Japonya ve Almanya'da yapılan araştırmalar göstermektedir ki doğrusal hareketli motorlar tarafından magnetik olarak sürülen araçlar modern taşıma problemlerine optimum çözüm getirmektedir. Bu magnetik kaldırmalı araçlar 100 Km'den büyük yollarda yaklaşık 500 Km/h hız yapabilmektedir. Hareketi sağlayan tepki kuvvetinin genel olarak bilinen formülü aşağıda verilmektedir:

$$F_z = \frac{\mu_0 A_g (Ni)^2}{4g^2} \quad (1)$$

Burada; μ_0 : boşluğun magnetik geçirgenliği, A_g : elektromagnetik tek kutup altındaki hava aralığı alanı, i : sarımlardaki akım, N : sarım sayısı, g : hava aralığıdır.

Bazı taşıma araçlarının km ve yolcu başına tükettikleri enerjiyi dikkate aldığımızda havayolu taşımacılığı en fazla maliyeti gerektirirken, raylı taşımacılık karayolu araçlarının yanında oldukça ekonomiktir. Söz konusu araçlar ise trenler, otomobiller, uçaklar ve manyetik kaldırılmalı trenlerdir [1].

Elektromagnetik kaldırma sistemlerinde itici güç alüminyum plakalardan oluşmuş raylar arasında ve süper iletkenli elektromıknatıslardan kurulu yeraltı taşımacılığında önemli bir faktördür. Hava aralığı elektromagnetik kaldırılmalı sistemlerinde 100 ile 300 mm'den daha fazla olabilir. Büyük hava aralığı elektromagnetik kaldırma, trenlerde ağır kar yağışlarında, buz oluşumları gibi sert ortamlarda faydalıdır. Ferromagnetik olmayan bir levha ile v -hızıyla hareket eden, doğru akım ile beslenen nüve arasındaki



Şekil 5. DHAM'ler tarafından sürülen magnetik kaldırılmalı araçların temel tasarımları. 1-itici güç sistemi, 2-asılma sistemi, 3-yan denge sistemi

itme kuvveti Honakamin formülü kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır. Daha sonra Gunderjhon tarafından geliştirilen formül son haliyle şu şekildedir [1]:

$$F_z = \frac{\mu_0(Ni)^2}{\pi g(1+k)^2} \left[\sqrt{\left(\frac{l}{2}\right)^2 + g^2} + \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + g^2} - 2g \right] - \frac{\mu_0(Ni)^2}{\pi g(1+k)^2} \left[\sqrt{\left(\frac{l}{2}\right)^2 + \left(\frac{a}{2}\right)^2 + g^2} - \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + g^2} \right] \frac{g^2}{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + g^2} - \frac{\mu_0(Ni)^2}{\pi g(1+k)^2} \left[\sqrt{\left(\frac{l}{2}\right)^2 + \left(\frac{a}{2}\right)^2 + g^2} - \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + g^2} \right] \frac{g^2}{\left(\frac{l}{2}\right)^2 + g^2} \quad (2)$$

Burada; $k=2/(\mu_0\sigma\delta)$, levha kalınlığı $d<\delta$ olduğu durumlarda geçerlidir. $d>\delta$ ise $k=2/(\mu_0\sigma\delta)$ olmaktadır. $\delta=1/(\pi f\mu_0\sigma)^{1/2}$ parametresi ise oluk derinliğinin eşitliğidir.

Tablo 2. Magnetik kaldırılmalı araçların karakteristikleri [1].

| <u>Aracın ismi</u> | <u>İmal tarihi</u> | <u>Asılma</u> | <u>İtme</u> | <u>Max hız(km/s)</u> | <u>Birim kütle(ton)</u> | <u>Yük (ton)</u> |
|--------------------|--------------------|---------------|-------------|----------------------|-------------------------|------------------|
| <i>Almanya</i> | | | | | | |
| Transrapid 01 | 1970 | ELM | SLIM | - | - | - |
| MBB-PV | 1971 | ELM | DLIM | 90.0 | 5.8 | 0.6 |
| Transrapid 02 | 1971 | ELM | DLIM | 164.0 | 11.3 | 0.6 |
| Transrapid 03 | 1972 | AC | DLIM | 140.0 | 10.0 | 2.0 |
| Transrapid 04 | 1973 | ELM | DLIM | 253.0 | 20.0 | 1.5 |
| HMB 2 | 1974 | ELM | LSMFe | 36.0 | 2.0 | 0.3 |
| KOMET | 1975 | ELM | RM | 400.0 | 9.0 | 0.2 |
| LSV 301 | 1975 | ELM | LSMFe | 20.0 | 2.2 | 0.2 |
| EET 01 | 1974 | ELD | DLIM | 140.0 | 17.0 | 5.0 |
| EET 02 | 1977 | tekerli | LSM | 230.0 | 14.0 | 3.0 |
| Transrapid 05 | 1979 | ELM | LSMFe | 75.0 | 36.0 | 5.2 |
| Transrapid 06 | 1983 | ELM | LSMFe | 400.0 | 122.0 | 20.0 |
| M-Bahn | 1984 | ELM | LSMFe | 50.0 | 7.8 | 6.0 |

Tablo 2'nin Devamı

| | | | | | | |
|------------------|------|-----|------|-------|------|------|
| <u>Japonya</u> | | | | | | |
| EML-50 | 1975 | ELM | SLIM | 40.0 | 1.8 | - |
| HSST-01 | 1977 | ELM | SLIM | 307.8 | 1.0 | - |
| HSST-02 | 1977 | ELM | SLIM | 110.0 | 1.8 | 0.6 |
| HSST-03 | 1985 | ELM | SLIM | 60.0 | 12.3 | 5.7 |
| HSST-04 | 1987 | ELM | SLIM | 43.0 | 19.8 | 7.2 |
| HSST-05 | 1988 | ELM | SLIM | 55.0 | 39.5 | 14.5 |
| ML-500 | 1977 | ELD | LSM | 517.0 | 10.0 | 1.5 |
| MLU001 | 1980 | ELD | LSM | 400.0 | 10.0 | 1.5 |
| <u>Romanya</u> | | | | | | |
| Magnibus | 1984 | ELM | HLSM | 54.0 | 3.0 | - |
| <u>İngiltere</u> | | | | | | |
| 3MS | 1984 | ELM | SLIM | 42.0 | 8.0 | 3.2 |

Tablodaki tabloda kullanılan kısaltmalar Eklerde açıklanmaktadır.

1.6. ELEKTROMAGNETİK ETKİLER

1.6.1. TEMEL BAĞINTILAR

Primer sarım tarafında üretilen magnetomotor kuvvet (mmk), doğrusal hareketli magnetik dalganın temel harmoniğinin hızı senkron hız olarak adlandırılır. Bu değer kutup adımı cinsinden ifadesi aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$v_s = \frac{2\tau}{T} = 2f\tau = \frac{\omega}{\pi} \tau \quad (3)$$

Bir DHAM'in senkron hızı giriş akımının frekansına ve kutup adımına bağlı olup kutup sayısına bağlı değildir. DHAM'nin sekonder kısmı $v < v_s$ doğrusal hızıyla x-ekseni boyunca hareket eder. Bu durumda v hareket hızı olmak üzere kayma,

$$s = (v_s - v) / v_s \quad (4)$$

primer hat akım yoğunluğu ise ;

$$A_{my} = \frac{m_1 \sqrt{2} I_1 N_1}{\tau_p} \quad (5)$$

olarak verilmektedir.

Uzunlamasına uç etkilerinin olumsuz olduğu yerlerde kutup sayıları büyük DHAM'lere ihtiyaç vardır.

Sekonder hava aralığında primerden üretilen elektromagnetik güç

$$P_{elm} = P_m + \Delta P_2 = F v_s \quad (6)$$

olup burada; ΔP_2 : sekonder sarımlardaki güç kaybı,

Bir DHAM'nin mekanik gücü ise P_m 'dir.

$$P_m = P_{out} + \Delta P_m = F v \quad (7)$$

olup burada;

P_{out} : çıkış gücü,

ΔP_m : mekanik (sürtünme) kayıp.

Aşağıda ise elektromagnetik kuvvet ile diğer kuvvetler arasındaki ilişki verilmektedir:

$$F = F_x + \Delta F_m = \frac{P_{out}}{v} + \frac{\Delta P_m}{v} \quad (8)$$

olup burada ΔF_m , mekanik kayıplarla orantılı kuvvettir.

(6) ve (7) eşitlikleri dönen asenkron motordaki ilişkilere benzer bir ilişki verir. Yani,

$$P_m = \frac{v}{v_s} P_{elm} = (1-s)P_{elm} \quad (9)$$

Şayet primer sargı direnci ihmal edilir ve magnetik devre doymamış ise, F elektromagnetik kuvvet kaymanın bir fonksiyonu olarak belirtilebilir. Bu Kloss bağıntısı olarak bilinen;

$$F = \frac{2F_{max}}{s/s_{cr} + s_{cr}/s} \quad (10)$$

bağıntısıdır. Burada kayma ve kuvvet maksimum değerlerdir. F_{max} kuvveti dönen bir indüksiyon motorundaki devrilme momentine karşı düşmektedir.

(3), (4) ve (10) eşitlikleriyle, sürekli halde doğrusal hareket hızı için aşağıdaki ilişki elde edilebilir:

$$v = 2f\tau \left\{ 1 - s_{cr} \left[\frac{F_{max}}{F} - \sqrt{\left(\frac{F_{max}}{F} \right)^2 - 1} \right] \right\} \quad (11)$$

olup burada F_{max} DHAM'nin yüksek ve kararlı bir hızındaki belirli bir kuvvet değeridir.

Bir dönen asenkron motora benzer şekilde, primer sargıda gerilim indüklenmesi aşağıdaki şekilde açıklanabilir:

$$E_1 = 4\sigma_f f N_1 k_{w1} \Phi \quad (12)$$

esas akı ise

$$\Phi = \alpha_1 \tau L_1 B_{mz} \quad (13)$$

olarak belirtilebilir. Gerilim değerleri arasında bir oran şu şekilde tanımlanabilir:

$$\sigma_f = E_1 / E_{1av} \quad (14)$$

olup, yukarıdaki eşitliklerde

α_i : hava aralığı akı yoğunluğunun normal bileşenlerinin, ortalama değerinin ani değere oranı,

B_{mz} : Hava aralığında manyetik akı yoğunluğunun normal bileşeni,

B_{av} : Hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğunun ortalama değeridir.

α_i ve σ_f katsayıları magnetik devredeki doyma faktörünün fonksiyonlarıdır.

Sekonder emk'yı primer sisteme indirgemek için aşağıdaki eşitlik kullanılabilir:

$$sE'_2 = \frac{N_1 k_{w1}}{N_2 k_{w2}} sE_2 = 2N_1 k_{w1} sE_2 = sE_1 \quad (15)$$

Çelikten yapılmış dağılmış parametrelili tek sekonderli DHAM için ve sincap kafesli sekonder için, sekonder sarım sayısı faz başına $N_2=0.5$ dir. Sekonder sarım faktörü ana harmonik için $k_{w2}=1$ dir.

Ana harmonik için, sekonder empedans primer sisteme dönüştürme oranı ise,

$$k_{tr} = \frac{m_1 (N_1 k_{w1})^2}{m_2 (N_2 k_{w2})^2} \quad (16)$$

olur. Burada; z_2 sekonder oluk sayısı olmak üzere, m_2 , dağılmış parametrelili bir sekonder için $m_2=2p$, sincap kafesli bir sekonder için $m_2=z_2$ ifadesine sahiptir. Primer tarafa indirgenmiş sekonder akımı;

$$I'_2 = \frac{sE'_2}{k_{tr} |Z_2(s)|} = \frac{E'_2}{|Z'_2(s)|/s} = \frac{E_1}{\sqrt{[R'_2(s)/s]^2 + [X'_2(s)/s]^2}} \quad (17)$$

Döner makinalarda olduğu gibi $E'_2 = E_1$ olup sekonder empedansı primere indirgediğimizde

$$Z'_2(s) = R'_2(s) + jX'_2(s) = k_{tr} Z_2(s) \quad (18)$$

dır. Sekonderdeki aktif güç kaybı ise aşağıdaki şekildedir:

$$\Delta P_2 = m_2 (I_2)^2 R_2(s) = m_1 (I'_2)^2 R'_2(s) \quad (19)$$

hava aralığı elektromagnetik gücü, (3.4) eşitliğinde görüldüğü gibi

$$P_{clm} = m_1(I_2')^2 \frac{R_2'(s)}{s} = \frac{\Delta P_2}{s} \quad (20)$$

olur ve (9) ile (20) eşitlikleri birleştirildiğinde (7)'deki mekanik güç, kayma ve sekonder kaybının fonksiyonu olur. Yani,

$$P_m = \frac{1-s}{s} \Delta P_2 \quad (21)$$

(8) eşitliğinde kullanılan F_x itmesi bulunabilir. Ferromagnetik malzeme içeren sekonderli bir DHAM'de normal kuvvet

$$F_z = F_{za} - F_{zr} \quad (22)$$

$$F_{za} = \frac{B_{mz}^2}{4\mu_0} A$$

$$F_{zr} = \frac{B_{mx}}{B_{mz}} (F_x + \Delta F_m)$$

eşitliğinde sağ taraftaki ilk terim F_{za} sekonder ferromagnetik çekirdek ve primer arasındaki çekme kuvvetini ifade eder. İkinci terim F_{zr} ise sekonder iletkende primer magnetik alanda girdap akımının neden olduğu bir etkiden dolayı oluşan elektrodinamik itme kuvvetini ifade eder. Burada A , primer çekirdeğin aktif yüzeyidir. F_x 'in B_{mz} 'ye oranından ve itme kuvveti F_{zr} 'nin B_{mx} 'e oranından (Amper'in kuvvet kanunu) ikinci terim ortaya çıkar. Sekonderi ferromagnetik olmayan bir DHAM için

$$F_z = -F_{zr} = -\frac{B_{mx}}{B_{mz}} (F_x + \Delta F_m) \quad (23)$$

olmaktadır. Eksi işaretinin anlamı primer çekirdekten ferromagnetik olmayan sekonderin F_z kuvvetiyle geriye doğru itilmesini gösterir. Giriş aktif gücü;

$$P_{in} = m_1 V_1 I_1 \cos \phi \quad (24)$$

Burada V_1 ve I_1 giriş faz gerilimi ve faz akımı, ϕ ise gerilim ve akım arasındaki faz açısıdır. Verim ise ;

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{F_z v}{m_1 V_1 I_1 \cos \phi} \quad (25)$$

elde edilir. Verim \times Güç faktörü çarpımı

$$\eta \cos \phi = \frac{F_z v}{m_1 V_1 I_1} \quad (26)$$

değeri DHAM'lerde önemli parametrelerden biridir. Genellikle 0.4 (en fazla 0.5) değerini geçmez. Bu değeri dönen asenkron motorlar ile karşılaştırdığımızda çok düşük bir değerdir. Dönen makinelerde $\eta \cos\phi=0.8$ 'den büyük değerleri tasarlamak problem oluşturmaz. DHAM'lerin $\eta \cos\phi$ değerinin küçük olması büyük hava aralığından dolayıdır. Bu da büyük bir sakınca ortaya koyar [1].

1.6.2. ELEKTROMAGNETİK ALAN EŞİTLİKLERİ

Varsayılan sonsuz uzunlukta primer ve sekonder, elektromagnetik alan dağılımı eşitliklerini çözmek kütle rotorlu dönen makineler için uygulananlara benzerdir. Şekil 12'deki gibi $i=k$ kadar düz katlardan oluşmuş çok katlı sekonderli bir DHAM'yi ele alalım. v hızıyla hareket eden bir sekonderde koordinat sistem merkezi sabitleştirilmiştir. Bütün katlar doğrusal ve benzer ise elektromagnetik alan dağılım eşitliklerinin çözümü kolaydır. Yalıtkan katlarda iki boyutlu magnetik alan dağılımları, aynı şekilde hava aralığında Laplace kısmi diferansiyel denklemi ile tanımlanabilir. Yani,

$$\frac{\partial^2 F_{mvi}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F_{mvi}}{\partial z^2} = 0 \quad (27)$$

olmakta, iletken katlarda ise Helmholtz [1] eşitlikleri ise aşağıdaki şekildedir:

$$\frac{\partial^2 F_{mvi}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F_{mvi}}{\partial z^2} = \alpha_{vi}^2 F_{mvi} \quad (28)$$

Magnetik alan yoğunluğunun v . uzay harmoniği büyüklüğünün x,y veya z bileşenleri için tanımlanan sembol ise F_{mvi} 'dir. Aynı durum bir hava aralığı, alüminyum levha veya ferromagnetik çekirdek için de i . kattaki A_{mvi} magnetik vektör potansiyeli veya elektrik alan yoğunluğu E_{mvi} için de geçerlidir. (28)'deki kompleks yayılma sabiti α_{vi} kaymanın fonksiyonu olup aşağıda açıklanan farklı iki bileşene sahiptir:

i)İleri yönde bir magnetik alan için (x-koordinatı doğrultusunda)

$$\alpha_{vi} = \alpha_{vi}^+ = \sqrt{j\omega_{vi}^+ \mu_i \sigma_i} = (a_{Ri} + ja_{Xi}) \sqrt{1 - v(1-s)} k_i \quad (29)$$

ii)Geri yönde bir magnetik alan için (x-koordinat doğrultusuna zıt yönde)

$$\alpha_{vi} = \alpha_{vi}^- = \sqrt{j\omega_{vi}^- \mu_i \sigma_i} = (a_{Ri} + ja_{Xi}) \sqrt{1 + v(1-s)} k_i \quad (30)$$

$s=1$ olduğunda i. katta ana uzay harmoniği için zayıflama faktörü;

$$k_i = \sqrt{0.5\omega\mu_0\mu_{ri}\sigma_i} \quad (31)$$

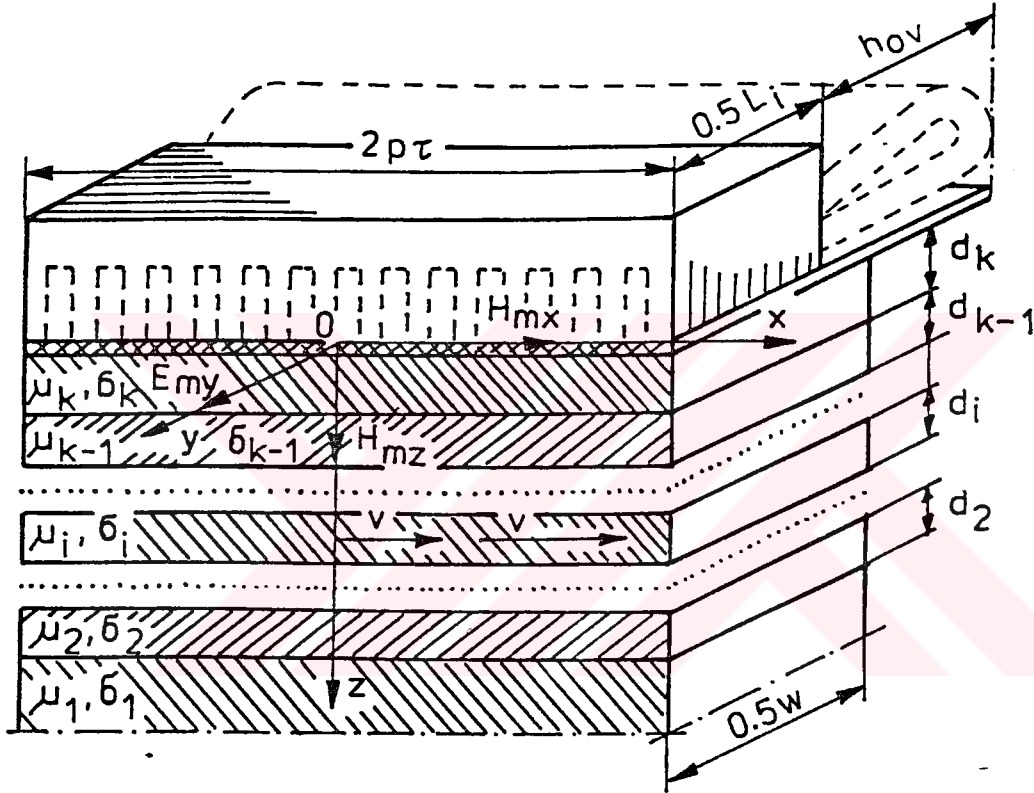
sekonder akımın açısal frekansı ise

$$\omega_{vi} = 2\pi f [1 \pm v(1-s)] = \omega [1 \pm v(1-s)] \quad (32)$$

ferromagnetik olmayan ortamlarda magnetik geçirgenliğin değeri

$$\mu_i = \mu_0\mu_{ri} \quad (33)$$

$a_{Ri} = a_{Xi} = 1$ ve $\mu_{ri} = i$. katın bağıl geçirgenliği ($\mu_{ri} \approx 1$)



Şekil 6. Sekonderi çok katlı tek yanlı bir DHAM

Bir ferromagnetik katmanın magnetik geçirgenliğinin kompleks değeri

$$\mu_i = \mu_0\mu_{rsi}(\mu' - j\mu'') \quad (34)$$

olur. Burada μ_{rsi} ferromagnetik tabakanın bağıl geçirgenliğidir. Histerizis kayıpları ve ferromagnetik ortamın lineer olmamasıyla hesaplara μ' ve μ'' katsayıları kompleks magnetik süreklilik olarak katılırlar. (32) eşitliğinden ferromagnetik tabaka için $\mu_{ri} = \mu_{rsi}'$ dir.

Normal z-doğrultusunda akımlar olmayabilir. Öyle ki $E_{mzv_i}=0$ ve $H_{myv_i}=0$ kabulleri iki boyutlu alan dağılımında uygulanır. Sadece H_{mxv_i} , H_{mzv_i} , ve E_{myv_i} bileşenleri vardır.

(27) eşitliğinin genel çözümünde değişkenlerin ayrılması kullanılarak (27) ve (28) eşitlikleriyle aşağıdaki sonuçlar elde edilir:

i) ileri yön alan için

$$F_{mv_i}^+(x, z, t) = \sum_{v=1}^{\infty} C_{1v_i} \exp[j(\omega_{v_i}^+ t - \beta_v x)] [C_{3v_i} \exp(-\kappa_{v_i}^+ z) + C_{4v_i} \exp(\kappa_{v_i}^+ z)] \quad (35)$$

ii) geri yön alan için

$$F_{mv_i}^-(x, z, t) = \sum_{v=1}^{\infty} C_{1v_i} \exp[j(\omega_{v_i}^- t + \beta_v x)] [C_{3v_i} \exp(-\kappa_{v_i}^- z) + C_{4v_i} \exp(\kappa_{v_i}^- z)] \quad (36)$$

α_{v_i} , K_{v_i} katsayıları ve

$$\beta_v = v \frac{\pi}{\tau} \quad (37)$$

birleştirilerek

$$\kappa_{v_i} = \sqrt{\alpha_{v_i}^2 + \beta_v^2} = (a_{Rv_i} + ja_{Xv_i})k_{v_i} \quad (38)$$

$$a_{Rv_i} = \frac{\Re[\kappa_{v_i}]}{k_{v_i}}, \quad (39)$$

$$a_{Xv_i} = \frac{\Im[\kappa_{v_i}]}{k_{v_i}}$$

$$k_{v_i} = \sqrt{1 \mp v(1-s)} k_i \quad (40)$$

Primer çekirdek yüzeyinde akım yoğunluk dağılımını bulmak için elektrik alan ve magnetik alan yoğunluğunun, (27) ve (28) eşitliklerinden ayrıştırılmış bileşenleri;

$$a(x, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \{A_{mv}^+ \exp[j(\omega_s^+ t - \beta_v x)] + A_{mv}^- \exp[j(\omega_s^- t + \beta_v x)]\} \quad (41)$$

ya da magnetik hava aralığında magnetik akı yoğunluğunun normal bileşenleri

$$b(x, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \{B_{mv}^+ \exp[j(\omega_s^+ t - \beta_v x)] + B_{mv}^- \exp[j(\omega_s^- t + \beta_v x)]\} \quad (42)$$

bilinmesi gereklidir. Burada;

i) ileri yöndeki alan için ;

$$s_v^+ = 1 - v(1-s) \quad (43)$$

ii) geri yöndeki alan için;

$$s_v^- = 1 + v(1-s) \quad (44)$$

(41) ve (42)'de kullanılan A_{mv}^+ ve B_{mzv}^+ sembollerini ileri yöndeki alan için magnetik akı yoğunluğunun normal bileşeni ve hat akım yoğunluğunun ani değerleridir. Üstte yazılan “ - “ işareti ileri yöndeki alana karşılık gelir.

Magnetik akı yoğunluğu ve hat akım yoğunluğu kompleks sayıları arasında olan kompleks genlikler ve aralarındaki bağıntılar aşağıda açıklanmaktadır:

$$\begin{aligned}
 A_{mv}^+ &= \frac{v\pi}{2\tau} \Theta_{mv} \exp\left\{j\left[(v-1)\frac{m_1-1}{m_1}\pi - \frac{\pi}{2}\right]\right\} \\
 A_{mv}^- &= \frac{v\pi}{2\tau} \Theta_{mv} \exp\left\{-j\left[(v+1)\frac{m_1-1}{m_1}\pi - \frac{\pi}{2}\right]\right\} \\
 B_{mzv}^+ &= 0.5B_{mzv} \exp\left\{j(v-1)\frac{m_1-1}{m_1}\pi\right\} \\
 B_{mzv}^- &= 0.5B_{mzv} \exp\left\{-j(v+1)\frac{m_1-1}{m_1}\pi\right\} \\
 \Theta_{mv}^+ &= 0.5\Theta_{mv} \exp\left\{j(v-1)\frac{m_1-1}{m_1}\pi\right\} \\
 \Theta_{mv}^- &= 0.5\Theta_{mv} \exp\left\{-j(v+1)\frac{m_1-1}{m_1}\pi\right\}
 \end{aligned} \tag{45}$$

eşitliğinden sonra m_{k1} 'nin v . uzay harmoniği ani değeri

$$\Theta_{mv} = \frac{2\sqrt{2}m_1}{\pi} \frac{1}{p} \frac{1}{v} N_1 k_{w1v} I_1 = m_1 [\Theta_{mv}]_{m_1=1} \tag{46}$$

magnetik akı yoğunluğunun v . uzay harmoniğinin ani değeri

$$B_{mzv} = \Theta_{mv} \frac{\mu_0}{2g_t k_c k_{sat}} \tag{47}$$

olmaktadır. Burada k_{w1v} , v . uzay harmoniğinin sarım faktörüdür.

Gerçekte (45) eşitlikleri v . harmoniklerin gerçek sayı değerleri için doğrudur.

Örneğin üç fazlı bir sistemde;

$v = 2km_1 + 1$ için, $k=0,1,2,3,\dots$ olduğu yerlerde

$$\Theta_{mv}^+ = \frac{3}{2} [\Theta_{mv}]_{m_1=1} \tag{48}$$

$v = 2km_1 - 1$ için, $k=0,1,2,3,\dots$ olduğu yerlerde

$$\Theta_{mv}^- = \frac{3}{2} [\Theta_{mv}]_{m_1=1} \tag{49}$$

magnetik akı yoğunluğu dağılımı veya hat akımı yoğunluk dağılımı biliniyorsa, uygun sınır şartları (teğet ve normal bileşen eşitliği) yazılabilir ve trigonometrik seri formunda elektromagnetik alan dağılımı eşitlikleri bulunabilir. İlk tabaka için ($i=1$);

$$C_{1v1}C_{4v1} = C_{2v1}C_{3v1} = 0 \quad (50)$$

(27) ve (28) eşitlikleri için özel (parçalı) çözüm metotları uygulanır.

Sekonder yüzeyde birim alana etkiyen kuvvet, Maxwell denklemleri kullanılarak kolayca bulunabilir. Birim kuvvetin N/mm^2 birimindeki bir düz DHAM için en son eşitliği şu formlara sahiptir:

i) x-doğrultusunda

$$f_x = -0.5\mu_0 \sum_{v=1}^{\infty} \Re[H_{mzv1} H_{mxv1}^*] \quad (52)$$

ii) y-doğrultusunda

$$f_y = 0.5\mu_0 \sum_{v=1}^{\infty} \Re[H_{mzv1} H_{myv1}^*] \quad (53)$$

iii) z-doğrultusunda

$$f_z = 0.5\mu_0 \sum_{v=1}^{\infty} \Re[0.5H_{mzv1} H_{mzv1}^* - 0.5H_{mxv1} H_{mxv1}^* - 0.5H_{myv1} H_{myv1}^*] \quad (54)$$

Burada, H_{mxv1} , H_{myv1} ve H_{mzv1} sekonder yüzeydeki alan dağılımlarının magnetik bileşenleri ve H_{mxv1}^* , H_{myv1}^* ve H_{mzv1}^* değerleri ise onların eşleniğidir.

İki boyutlu alanda $f_y=0$ kabul edilir. (54) eşitliği girdap akımlarından oluşan itme kuvvetini ve çekme kuvvetini içermektedir. Ferromagnetik olmayan bir sekonderde elektrodinamik kaldırma kuvveti (54) eşitliğinde açıklanmaktadır. (35) eşitliğine göre ayrılan bileşenler yerleştirildiğinde, ileri yön alanı tarafından üretilen kuvvet elde edilir. Bütün bunlar (36) eşitliğinde yerleştirildiğinde geri yön alandan dolayı oluşan kuvvet elde edilir.

Silindirik DHAM'lerin analizi, simetrik eksenli bir makinenin silindirik koordinatlarda (r,θ,x) incelenmesiyle elde edilebilir. Simetrik eksen durumunda eşitlik;

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial F_{mvi}}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 F_{mvi}}{\partial x^2} = 0 \quad (55)$$

(27) eşitliğine benzer şekilde;

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial F_{mvi}}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 F_{mvi}}{\partial x^2} = \alpha_{vi}^2 F_{mvi} \quad (56)$$

(28) eşitliğine karşı gelmektedir.

Silindirik koordinatlardaki DHAM'ler, iki boyutlu olan H_{mrvi} , H_{mxvi} ve $H_{m\theta vi}$ bileşenlerine sahiptir. Tubular (silindir şeklinde) DHAM'de yalnız x-doğrultusunda kuvvet (itme) vardır. Silindirik koordinatlarda (r, θ, x) ;

$$f_x = -0.5\mu_0 \sum_{v=1}^{\infty} \Re[H_{mzvi} H_{mxvi}^*] \quad (57)$$

eşitliği (52) eşitliğine karşı gelmektedir.

1.6.3. DHAM'LERDE ETKİLER

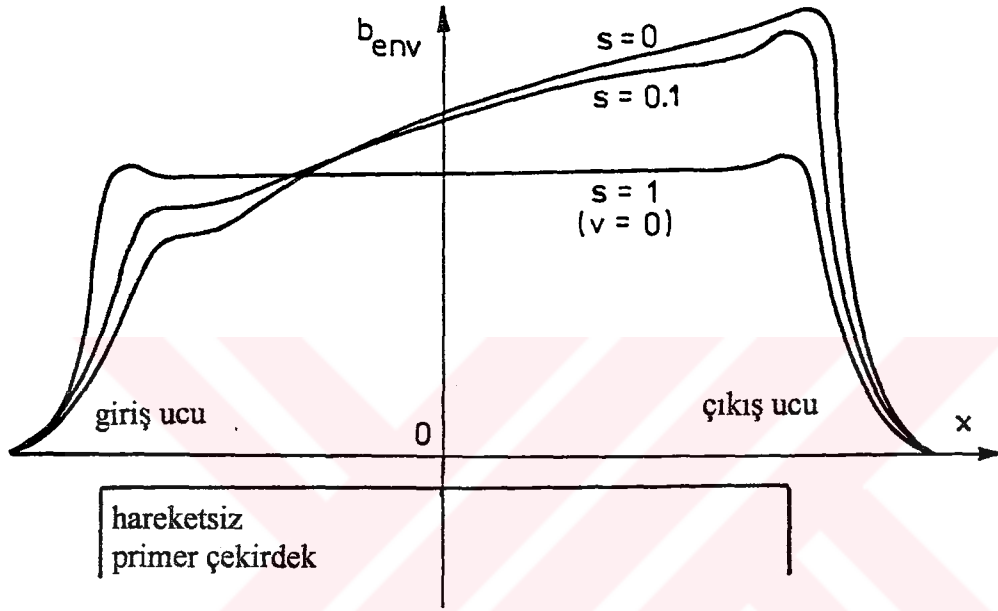
1.6.3.1. UÇ ETKİSİ

Dönen makinelerle bir DHAM arasındaki temel fark hareket alanının doğrultusunda, DHAM'nin magnetik ve elektrik devresinin sonlu uzunlukta olmasıdır. Açık magnetik devre, uzunlamasına uç etkileri olarak adlandırılan bir başlangıç değeri meydana getirir. Bu etkiler bozucu bir büyüklüktür ve kayıplara yol açar. Primer kısım hareketsiz, sekonder ise x-doğrultusunda v -sabit hızıyla hareket ediyor varsaydığımızda; hava aralığı magnetik akı yoğunluğunun normal bileşeni B_{mz} giriş ucunda zayıflatılmış, çıkış ucunda ise yükseltilmiş bir değerde olduğu görülür (şekil 7). Oyuklar ihmal edildiğinde, hızı sıfır olarak göz önüne alırsak, x-doğrultusunda normal bileşenin dağılımı hemen hemen bir dikdörtgen fonksiyonu şeklindedir. Daha yüksek v -hızlarında, uzunlamasına uç etkilerinin etkisi daha kuvvetli ve daha fazladır. Magnetik akı yoğunluğunun normal bileşeninin dağılımı $v \neq 0$ durumunda ikizkenar yamuk şeklinde bir fonksiyon olur. Daha yüksek hızlarda ikiz kenarlar arasındaki fark da büyür. $v=0$ ve $v \neq 0$ 'da Müller tarafından ölçülen sekonderdeki girdap akımı dağılımları şekil 8'de gösterilmektedir [2]. Pratikte alçak hızlarda uç etkileri, performansı etkilemezler. Uzunlamasına uç etkileri şu şekilde ortaya çıkar:

i) sekonderde düzensiz girdap akımları dağılımı (şekil 7) ve hava aralığında magnetik akı yoğunluğu dağılımının, hıza bağlı ve düzensiz olması (şekil 8),

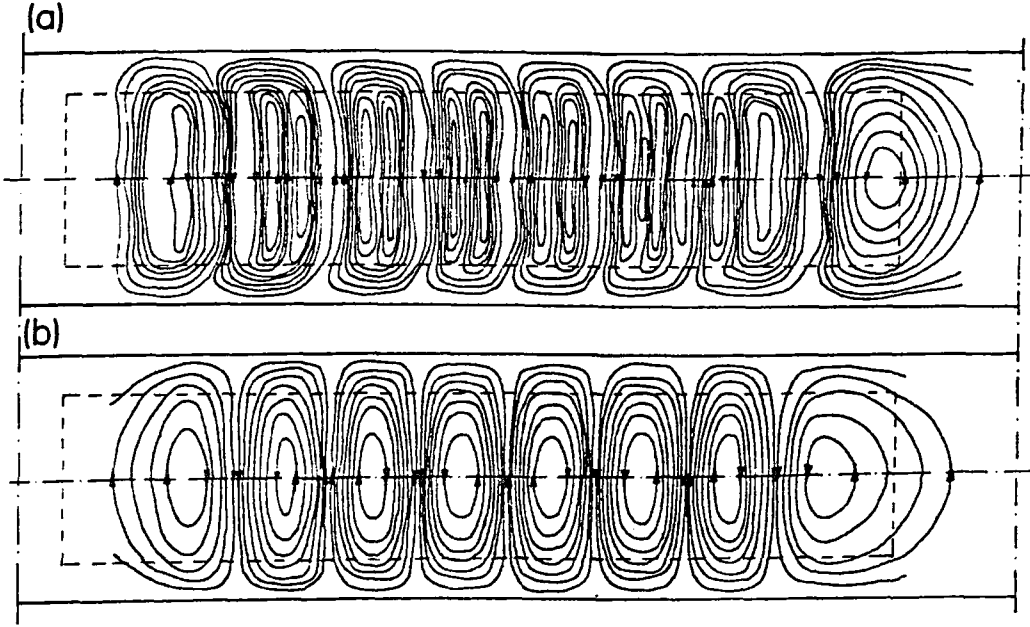
- ii) dengesiz faz akımları,
- iii) bozucu frenleme kuvvetleri.

Her bir DHAM'nin sonunda hareket dalgasını kesen, uzunlamasına uç etkileridir. Bu etkilerin bileşimi karmaşık bir fiziksel durum ortaya çıkarır. $v \neq 0$ olmak üzere düzensiz bir hızda kutup adımı (τ) boyunca magnetik akı yoğunluğunun normal bileşeni şekil 7'de gösterilmektedir. Magnetik devrenin sonunda, yükselmenin başlangıcında ise zayıflama vardır.



Şekil 7. Farklı kaymalarda z-ekseni boyunca magnetik akı yoğunluğunun normal bileşeni b_{env} 'nin değişimi

x-ekseni boyunca, faz sarımlarının herbirinin dağılımından dolayı, elektrik makinelerinin imalatına benzer şekilde yapıldığından her bir sarımda indüklenen faz gerilimleri $v \neq 0$ 'da dengelenemez. Fazör diyagramı ise şekil 9'da açıklanmaktadır. Sekonder çıkarıldığında (primer sarım empedansına eş olduğunda) dengeli üç fazlı bir sistemin eksenlerinde faz akımları I_{1A} , I_{1B} ve I_{1C} çizilir. Sekonderin çıkarılmasıyla her bir primer sarıma ait emk'lar E'_{1A} , E'_{1B} ve E'_{1C} değerleri dengeli hale gelir. Sekonder birleştirildiğinde, v -hızı bir hareket gerilimi indükler. Dengesiz sistemin neden olduğu ve sekonder akımlarının etkisinden dolayı E'_{1A} , E'_{1B} ve E'_{1C} azalır. Primer çekirdek boyunca magnetik akı yoğunluğunun dağılım dengesizliğinden dolayı $E'_{1C} > E'_{1A}$ ve $E'_{1C} > E'_{1B}$ olur. Giriş gerilimi sabit ise, faz akımlarının dengeli olması, primer sargılardan



Şekil 8. Kısa primer çekirdekli bir DHAM'nin sekonderdeki uzunlamasına uç etkileri (farklı kayma için girdap akımı bozulmaları). (a) $s=0.12$, (b) $s=1.0$

gerilimlerin dengesiz indüklenmesine sebep olur. Bu yüzden uygun hesaplama yapmak için iki metoda başvurulur. Bunlar;

a)Uzunlamasına uç etkileri, ya itme uç etkilerinden dolayı oluşan bozucu kuvveti çıkararak veya eşdeğer devreye ek bir empedans bağlayarak hesaplara dahil edilebilir. Aynı zamanda $v \neq 0$ varsayılarak dengesiz bir emk sistemi oluşur,

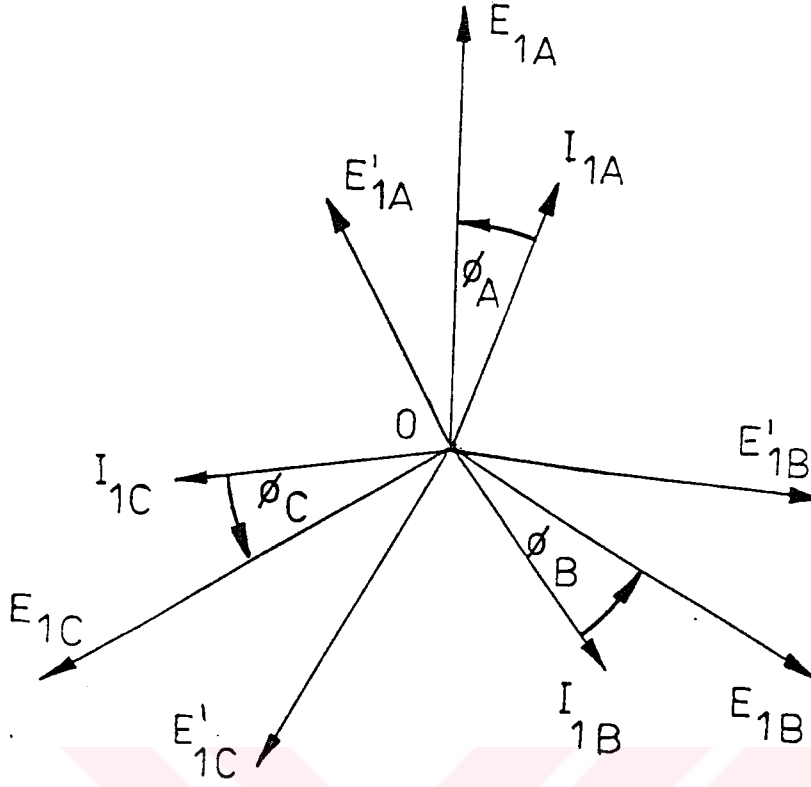
b)Uç etkilerinden dolayı bir dengesiz sisteme neden olan, etkin faz emk'larının dengesizlik durumundaki hesaplanması yapılır.

Yapılan son çalışmalarda ilk metot daha yaygındır. Uzunlamasına uç etkilerinin sentez ve analizine ait bir çok metot vardır. Bu metotlardan bazıları şunlardır:

Shturman metodu,

Yamamuro metodu ,

Uzunlamasına uç etkilerinin katsayılarını kullanma yöntemleridir. Bu metotların tümü kaynak gerilimlerini dengeli kabul eder. (5) ve (41) eşitliklerine göre hat akım yoğunluğu, primer yardımcı sarımına denk akım tabakası kabul edilmiştir. Boylamasına uç etkilerinin analizi için kısa primerli düz DHAM'nin modeli kullanılabilir.



Şekil 9. Üç fazlı bir DHAM'nin akım ve gerilim fazör diyagramları

Çift yanlı bir DHAM'nin hava aralığındaki magnetik akı yoğunluğunun normal bileşen dağılımı aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir:

$$b(x, t) = B_{mz} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) - (1)^p B_{mz1} \cosh \lambda x \sin \omega t - (-1)^p B_{mz2} \sinh \lambda x \cos \omega t \quad (58)$$

burada B_{mz} , senkron hızla hareket eden, magnetik akı yoğunluğu dalgasıdır.

B_{mz1} , $\cosh \lambda x$ fonksiyonuna göre değişen ve sonlu uzunlukta magnetik devreden oluşan salınım bileşeni,

B_{mz2} , $\sinh \lambda x$ fonksiyonuna göre değişen ve primer çekirdeğin magnetik geçirgenliğinin, sonlu değerde olmasından dolayı oluşan salınım bileşenidir. Primer ve sekonder için,

$$B_{mz1} = \frac{\sinh(\lambda \rho \tau k_b)}{\sinh[\lambda \rho \tau (1 + k_b)]} B_{mz} \quad (59)$$

$$B_{mz2} = \frac{\lambda\tau}{\pi} \frac{\cosh(\lambda\tau k_b)}{\cossh[\lambda\tau(1+k_b)]} B_{mz} \quad (60)$$

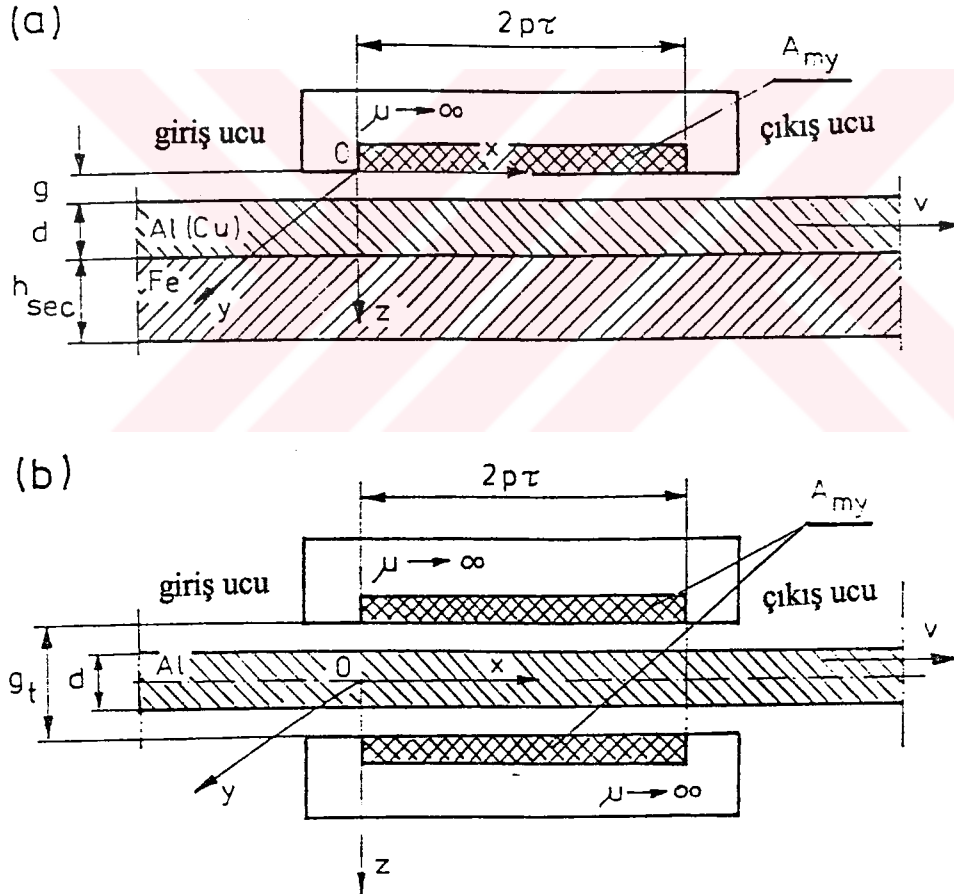
$$\lambda = \sqrt{\frac{2\mu_0}{\mu_r h_{1y} g_t k_{sat}}} \quad (61)$$

elde edilmektedir.

Voldek ferromagnetik olmayan sekonderli bir DHAM'nin analizini yapmıştır. Her iki primer çekirdeğin yüksekliği aynıdır ve h_{1y} ye eşittir. Ayrıca k_{sat} ise dişlerin doyma faktörüdür [1].

Çekirdeğin sargısız bölgesi geçirgenliğinin, sarımlı bölgenin geçirgenliğine oranı;

$$k_b \approx \frac{g_t}{\rho\tau} + \frac{2g_t}{L_i} \quad (62)$$

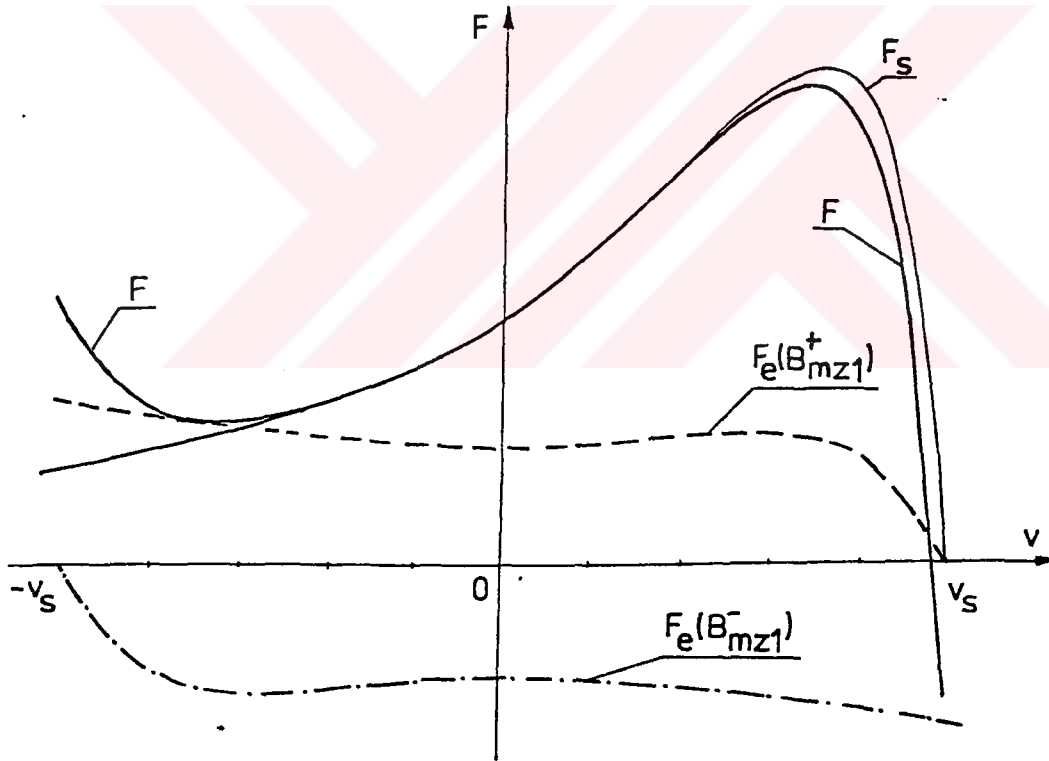


Şekil 10. Magnetik devrenin sonlu uzunlukta, magnetik geçirgenliğin sonlu değerde olmasından hareketli magnetik alanın bozulması
1- $B_{mz1}\cosh\lambda x$ değişimi, 2- $B_{mz2}\sinh\lambda x$ değişimi, 3-sonuç değişimi.

olup magnetik devrenin doyma faktörü şu şekilde ifade edilir:

$$k_{\text{saty}}=1+(\lambda\tau/\pi)^2 \quad (63)$$

(58) eşitliğinin grafiksel karşılığı şekil 10'da gösterilmektedir. Burada Yamamura'nın metoduna benzer bir magnetik akı yoğunluk değişiminin şekli verilmektedir. İki metoddaki fark ise dağılımların fiziksel yorumundaki farklılıktır. Primer çekirdeğin bağıl doymasını $\mu_r \rightarrow \infty$ kabul edersek, değişken $\lambda=0$, magnetik akı yoğunluğu $B_{mz2}=0$ kabullerini de yapabiliriz. Bu durumda (58), eşitliği sağ tarafta iki terim içerir hale gelir. Bu durumda dağılım olarak şekil 10'daki 1 no'lu grafik oluşur. Pratikte ise şekil 10'da gösterilenden daha karmaşık durumlar mevcuttur. (58) eşitliğinden hava aralığındaki magnetik akı yoğunluğunun ifadesi aşağıdaki eşitlikte tanımlanmıştır:



Şekil 11. Shturman metoduyla hıza göre elektromagnetik itme kuvveti

$$b_{env}(x) = \pm \left\{ \left[B_{mz} \cos\left(\frac{\pi}{\tau}x\right) - (-1)^p B_{mz1} \cosh(\lambda x) \right]^2 + \left[B_{mz} \sin\left(\frac{\pi}{\tau}x\right) + (-1)^p B_{mz2} \sinh(\lambda x) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (64)$$

$\mu_r \rightarrow \infty$ için yukarıdaki eşitlik

$$b_{env}(x) = \pm B_{mz} \sqrt{1 - 2(-1)^p \frac{B_{mz1}}{B_{mz}} \cos\left(\frac{\pi}{\tau}x\right) + \left(\frac{B_{mz1}}{B_{mz}}\right)^2} \quad (65)$$

$B_{mz2}=0$ kabul edilerek B_{mz1} 'in iki bileşeni olan ileri yön B_{mz1}^+ ve geri yön B_{mz1}^- genlikleri B_{mz1} 'in genliğini oluşturarak, bileşke magnetik akı yoğunluğu darbelerinin çözümünü mümkün hale getirir. İleri yön ani değeri ile bir itme meydana getirir. Yönü, B_{mz} genlikli dalga tarafından üretilmiş gibi yönlendirilmektedir. Bu durum senkron hızla hareket ederken oluşmaktadır. Geri yön dalgasıyla bir moment uygulanmaktadır. Bunun yönü de artık momente zıt yöndedir [1].

1.6.3.2. YAN ETKİSİ

Bu etkiler sonlu genişlikte primer ve sekonderlere sahip düz DHAM'lerde magnetik ve elektriksel devre kapalı olduğundan yan (enlemesine uç) etkileri ortaya çıkmaktadır.

Yan etkileri aşağıdaki durumlarda ortaya çıkar:

i) Sekonder akımının etkisiyle ve istenmeyen ani artışlardan dolayı, çekirdek kenarlarında y-ekseni boyunca, hava aralığındaki magnetik akı yoğunluğunun düzensiz dağılımı (şekil 12),

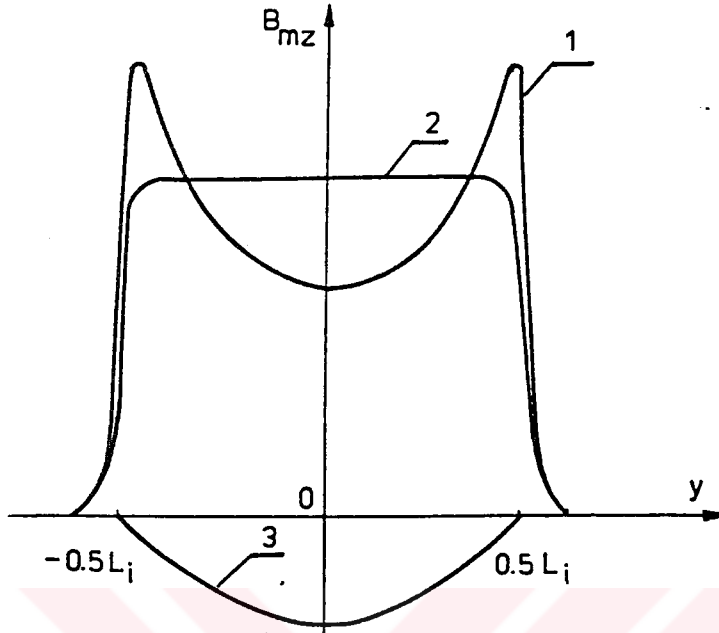
ii) J_{mn} bileşeninden ayrı, ferromagnetik çekirdeğin arkasında, sekonder akım yoğunluğunun J_{mx} bileşeninin ortaya çıkması (üretilmesi) (şekil 8),

iii) Primer ve sekonderin x-simetri ekseninin değiştirilmesini sağlayarak hareketli magnetik alana dik bir doğrultuda, sekonderi taşımaya çalışan, (53) eşitliğine göre yanıl F_y kuvvetinin üretilmesi olarak belirtmek mümkündür.

Sekonder iletkenliği uygun bir şekilde azaltılarak, yan etkileri iletkenliğe katılırsa;

$$\sigma'_{Al} = k_{RN} \sigma_{Al} \quad (66)$$

elde edilir. Burada $k_{RN} < 1$ veya $k_z > 1$ katsayısı ile $k_z Z_2$ sekonder empedansı artırılarak aynı işlem görülür.



Şekil 12. Magnetik akı yoğunluğunun y-ekseni boyunca dağılımı
1-sekonderin birleştirilmesi, 2-sekonderin kaldırılması, 3-normal bileşke magnetik akı yoğunluğunun sekonder akım tarafından üretilmesi

Değişik araştırmalarda, (66) eşitliği ferromagnetik olmayan sekondere (çift yanlı DHAM) veya alüminyum tabakaya (tek yanlı DHAM) uygulandığında en iyi sonucu sağladığı görülmektedir.

Russell ve Norsworthy'e göre tek yanlı DHAM için katsayılar uygulanmaktadır. v. Harmoniği için Russell ve Norsworthy'nin katsayıları [1]

$$k_{RNv} = 1 - \frac{\tanh(\beta_v \omega / 2)}{(\beta_v \omega / 2) [k_t \tanh(\beta_v \omega / 2) \tanh(\beta_v \omega_{ov})]} \quad (67)$$

$$k_t \approx 1 + 1.3 \frac{t_{ov} - d}{d} \geq 1 \quad (68)$$

olmaktadır. Ayrıca w , w_{ov} , t_{ov} ve d boyutları Şekil 20'de gösterilmektedir. Çift yanlı DHAM için $k_t = 1$ 'dir.

Katı ferromagnetik sekonderli tek yanlı DHAM'lerde yan etkileri hesaplara katmak için sekonder empedansın optimum çözümünde, k_z katsayısı için bir artış göz önüne alınır. Sekonder empedanstaki artışı formül haline getirdiğimizde dört araştırmacıya göre sırasıyla (Gibbs, Panasienvov, Yee ve Gieras) $v=1$ için farklı değerler oluşur. Şöyle ki;

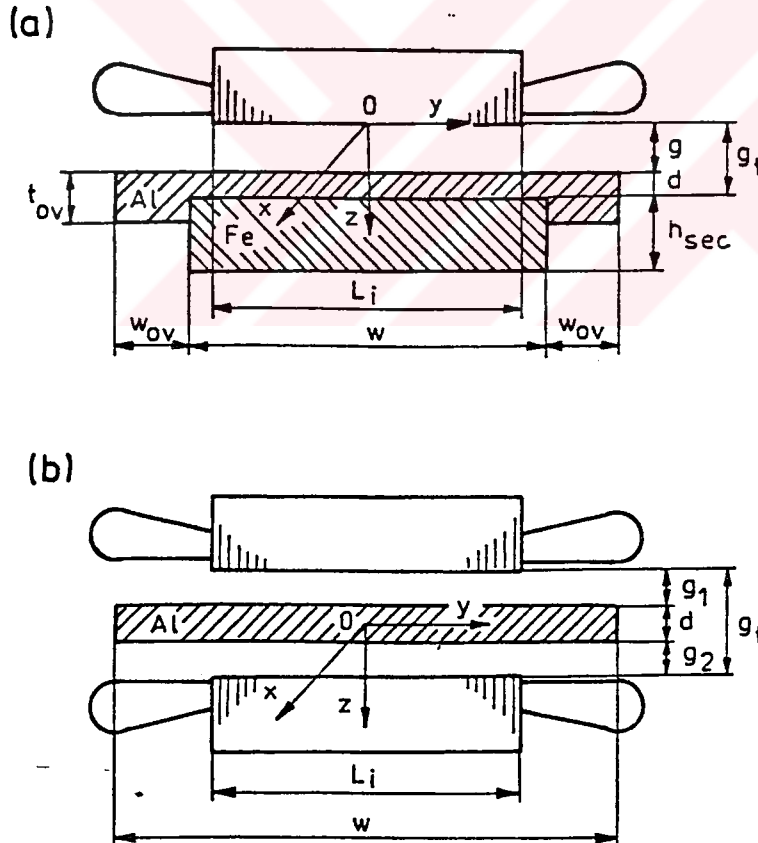
$$k_z = 1 + \frac{2}{\pi} \frac{\tau}{\omega} \quad (69)$$

$$k_z = 1 + 0.5 \frac{\tau}{\omega} \quad (70)$$

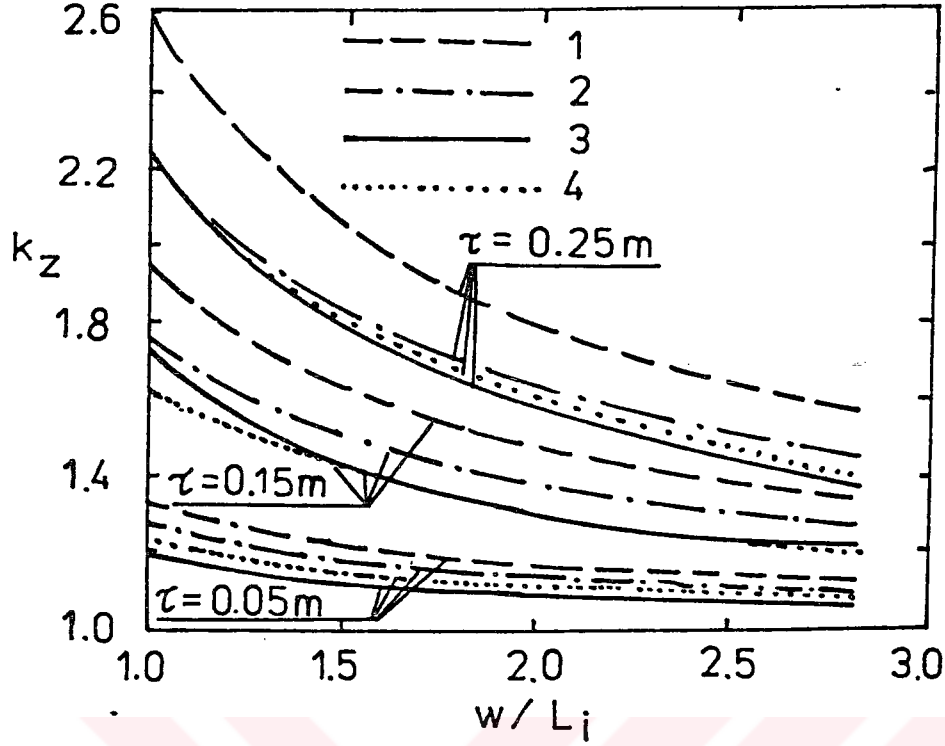
$$k_z = \frac{(\pi\omega / \tau) \{1 + \coth[(\pi / \tau)(\omega / 2)]\}}{(\pi\omega / \tau) \{1 + \coth[(\pi / \tau)(\omega / 2)]\} - 2} \quad (71)$$

$$k_{zv} = 1 - \frac{g}{vL_i} + \frac{2}{v\pi} \frac{\tau}{\omega} \left[1 - \exp\left(-v \frac{\pi \omega}{2 L_i}\right) \right] \quad (72)$$

elde edilmektedir. Şekil 14'de $\tau = \text{sabit}$, $L_i = 0.1 \text{ m}$, $v=1$ w/L_i 'nin değişimi çizilmiştir.



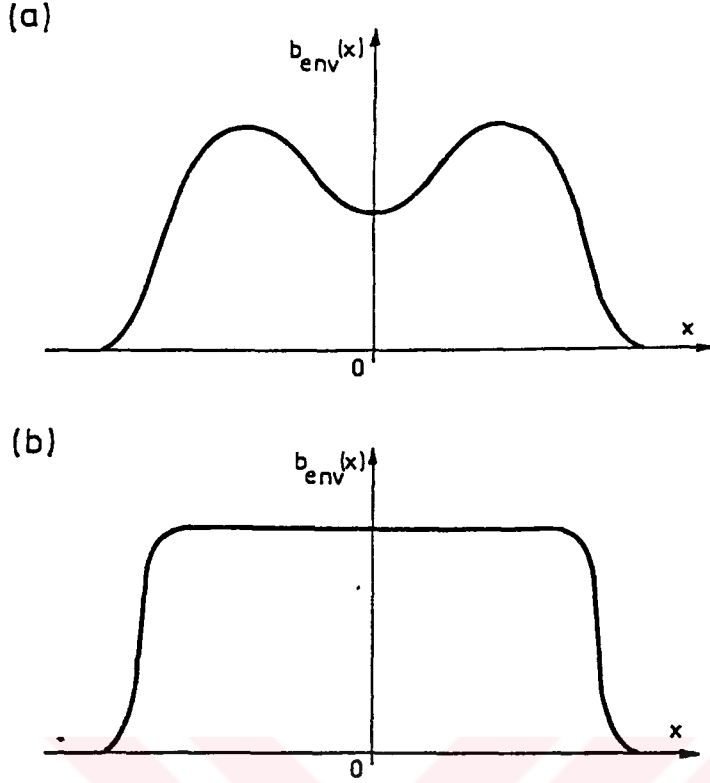
Şekil 13. Düz bir DHAM'nin enine boyutları (a)tek yanlı, (b)çift yanlı



Şekil 14. w/L_i 'nin bir fonksiyonu olarak k_z katsayısının değişimi (1-4) \rightarrow (69-72)

1.7. DHAM'LERDE SARIM TEKNİKLERİ

DHAM'lerin primer sargıları yuvarlak veya dikdörtgen kesitli bakır iletkenlerdir. Alüminyum iletkenler, primer sargı kesitlerini ve dolayısıyla ısını yükselttiği için kullanılmazlar. Sargılar, örneğin "dağılmış parametrelî" sargılar veya çıkıntılı kutuplar üzerinde yerleştirilmiş sargı formunda ya da "toplu parametrelî" sargılar, oluklara yerleştirilebilir. Düşük güçlü DHAM'ler yuvarlak iletkenlerden oluşan sargılara sahiptir. Orta ve büyük güçlü olanlar, dikdörtgen bakır borularla hazırlanmış sarımlardan yapılmış sargılara sahiptir. Primer sargılardaki akım yoğunluğu $4-25 \text{ A/mm}^2$ arasında olup soğutma sistemine ve çıkış gücüne bağlıdır. Primer akım yoğunluğu 15 A/mm^2 den büyük olduğunda iletkenler dahili kanallara sahiptir ve su soğutma sistemi gereklidir.

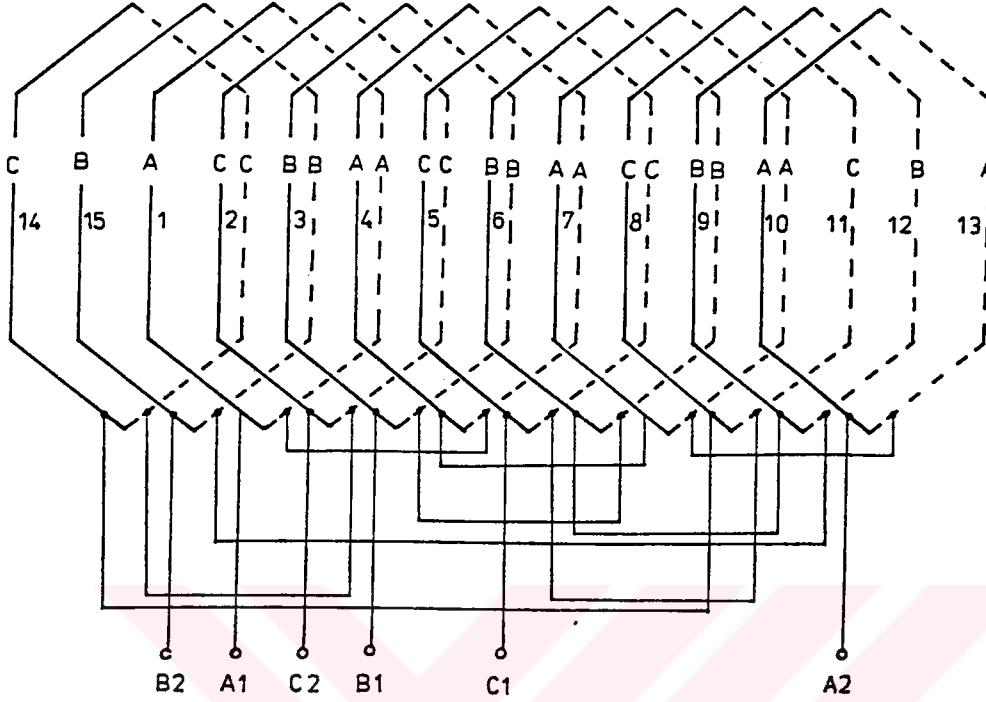


Şekil 15. Üç faz, çift tabaka, dört kutuplu sargılar tarafından üretilen magnetik akı yoğunluğunun normal bileşinin x-ekseni boyunca b_{env} 'nin değişimi
 a)Kompanzasyon sargıları yokken, b)Kompanzasyon sargıları varken.

Primer sargıları her kutupta $q_1 = z_1 / (2p m_1) > 1$ oluklara sahip genellikle üç fazlı sargılardır. Burada z_1 , iletkenle doldurulan primer oluklarının toplam sayısı, n_1 primer faz sayısı, $2p$ primer kutup sayısıdır. Daha büyük q_1 değerlerinde magnetik akı yoğunluğu x-ekseni boyunca sinüs formunda bir dağılıma sahiptir. Bu kural küçük boyutlu düşük güçlü DHAM'lere uygulanamaz.

Bu DHAM'ler için $q_1 = 1$ 'dir. Magnetik akı yoğunluğunu geliştirmek, direnç ve kaçak reaktansı azaltmak için telli sargılar oldukça yaygındır. Bu yüzden düz DHAM'leri çift tabaka primer sargılarla tasarlamak tek tabaka sargılara göre daha iyidir. Büyük hava boşluklu DHAM'lerin primer sargılarının direnç ve kaçak reaktanslarının küçük olması çok önemlidir. Tek taraflı DHAM'lerin hava boşluğu birkaç mm'den başlar. Ferromagnetik olmayan hava boşluğu, çift taraflı DHAM'lerde birkaç santimetreye erişebilecek kadar büyüktür. Büyük mıknatıslama akımı giriş akımını büyültür. Bu değer

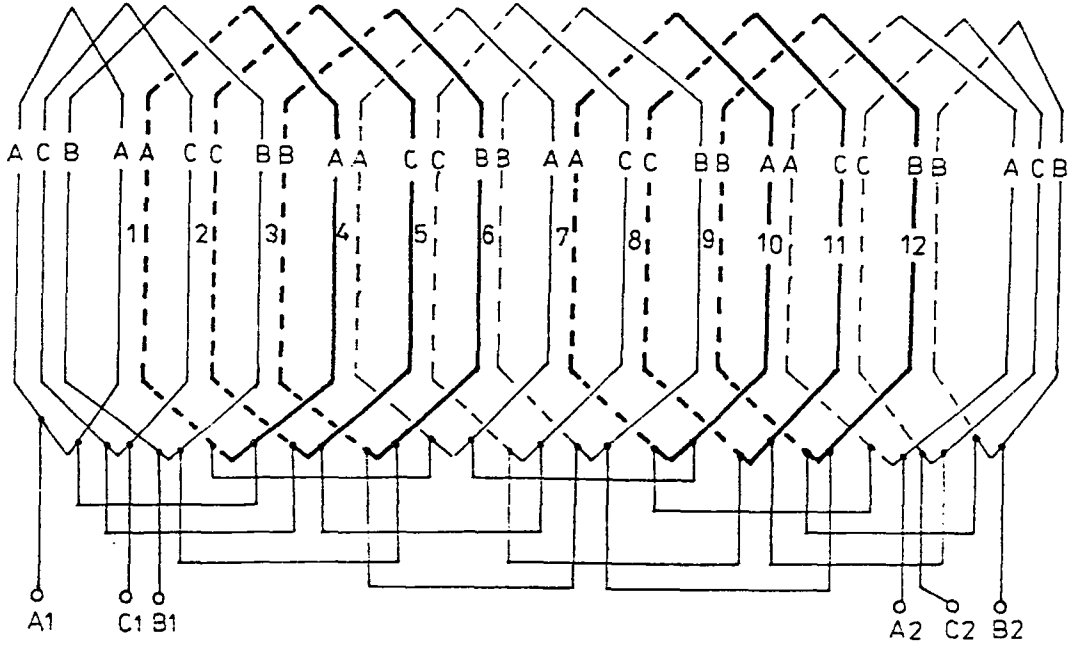
1 mm'den daha küçük veya birkaç milimetre hava boşluğuna sahip dönen asenkron motorlara göre, primer devrede daha büyük gerilim darbelerine yol açar.



Şekil 16. Bir DHAM'nin çift katlı bir sargısı ($m_1=3$, $2p=4$, $Q_1=3$ ve $q_1=1$)

Şekil 16'ya göre primer sargısı ile bir DHAM'nin hava boşluğundaki manyetik akı yoğunluğunun $b(x,t)$ uzay-zaman dağılımının b_{env} değişimi şekil 15 de gösterilmiştir.

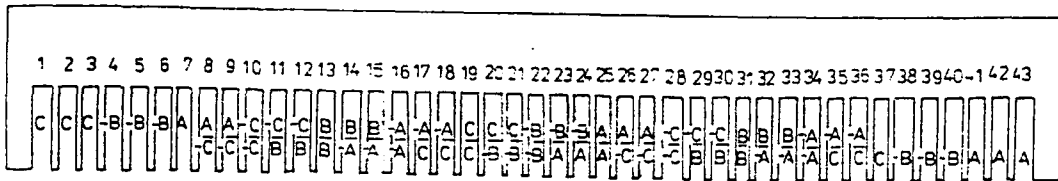
Çift tabakalı sargılar, çekirdeğin her ucunda deliklerin sadece yarısını doldurur. Çünkü uç oluklarda sargı sadece bir tarafına yerleştirilir ve bu x-ekseni boyunca düzensiz mmk dağılımına (mmk, primer çekirdeğinin her bir ucunda zayıflatılır) yol açar. Bu gerçeğin sayesinde, magnetik akı yoğunluğunun ani bileşenini kompanse etme ihtiyacı yüzünden "kompanzasyon sargıları" olarak bilinen sargılar uygulamaya konulur. Magnetik akı yoğunluğunun ani bileşeni uç etkilerinden kaynaklanır. İlave kompanzasyon sargıları, ek sargı grupları oluşturur ve yarım doldurulmuş uç oluklarına yerleştirilirler.



Şekil 17. Kompanzasyon sargılı $2p=4$, $q_1=1$ olan küçük ve düz bir DHAM'nin üç faz, çift kat sargısı, ince hat, oluk iletkenlerinin sayısının ilk üçlüyü içeren sargıları gösterir. Kalın hat oluk iletkenlerinin sayısının ikinci üçlüyü içeren sargıları gösterir

Primer sargının her bir ucunda üç tane yarım doldurulmuş oluk vardır. Oluk sayısı $z_1=12$ hesaplamalar için tamamen iletkenle dolu kabul edilir. Yani q 'ya dolu oluk sayısının yarısı ilave edilerek $9+0.5 \times 6=12$ olur. Bu tür bir sargı için olukların toplam sayısı:

$$z_1' = \left(2p + \frac{\omega_c}{\tau} \right) m_1 q_1 = \frac{1}{2p} \left(2p + \frac{\omega_c}{\tau} \right) z_1 \quad (73)$$



Şekil 18. $2p=4$ $Q_1=9$, $q_1=3$, $\omega_c/\tau = 7/9$ olan kompanzasyon sargısız büyük ve düz bir DHAM'nin çift katlı üç fazlı sarımları gösterilmektedir.

x-koordinatı boyunca manyetik akı yoğunluğunun elverişsiz dağılımı çekirdeğin her bir ucunda zayıflama şeklinde görülebilir. Kompanzasyon sargılarının eklenmesinden sonra sargı diyagramı daha karmaşık hale gelir (şekil 17). Fakat manyetik akı yoğunluğunun zarfı şekil 16'de $0 \leq x \leq 2p$ aralığında x-eksenine paraleldir. Reaktanslar hesaplanacağı zaman, kompanzasyon sargılarına sahip sargılar için, her faz sarımlarının eşdeğer sayısı şekil 17'de gösterildiği gibi şöyle düşünülebilir:

$$N_1' \approx N_1 + \frac{\omega_c'}{\omega_c} N_{1c} \quad (74)$$

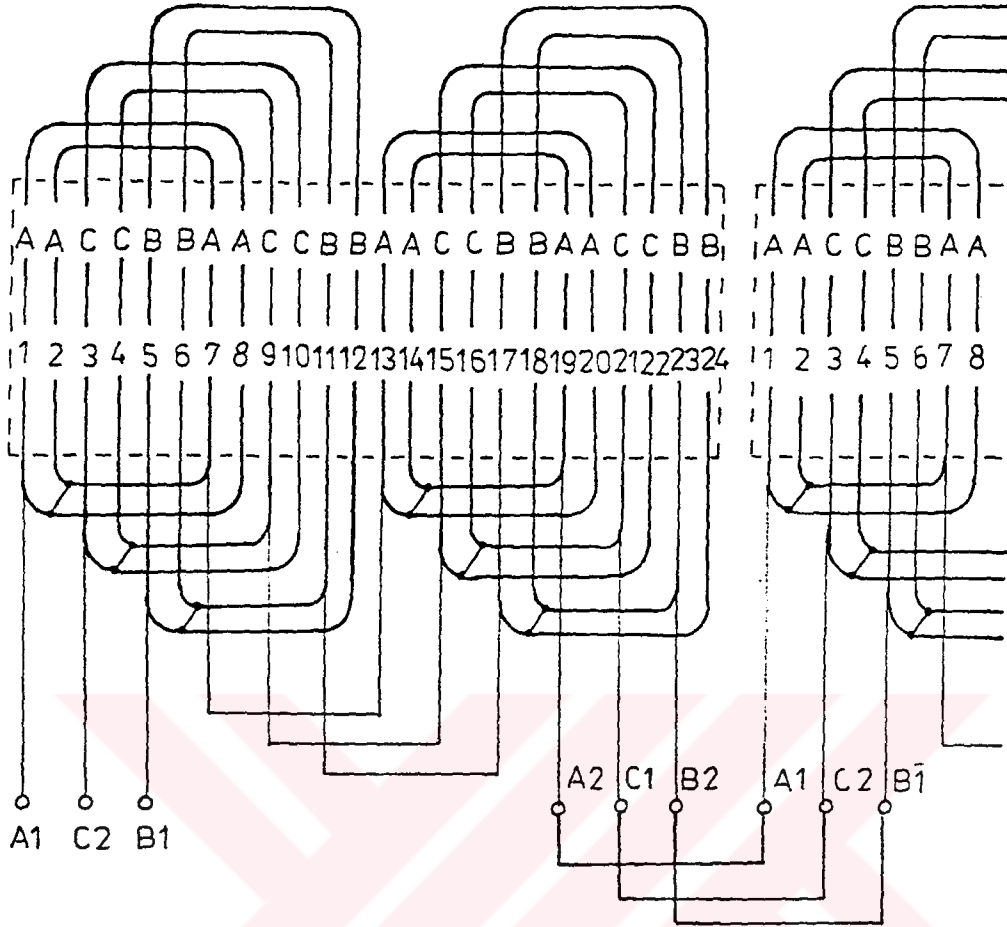
Burada N_1 faz spirlerinin sayısı, N_{1c} faz kompanzasyon sarımlarının sayısı, ω_c sargı adımı ve ω_c' kompanzasyon bobin adımıdır. ω_c'/ω_c oranı yaklaşık olarak, küçük tek taraflı DHAM'lerde 1/3 kadardır. Kompanzasyon sargıları sadece $2p \leq 4$ olan küçük DHAM'lere yarım dolu oluklarının, olukların toplam sayısına oranı küçük (≤ 0.2) olduğundan kompanzasyon sargılarına ihtiyaç duyulmaz.

Tek katlı sargılar, ya parçalı primer çekirdekli düz DHAM'ler için, yani çekiciye bağlı uzun primerli çekme DHAM'leri için veya bazı şekilli DHAM'ler için kullanılmalıdır.

Ters magnetik akılı DHAM'lerin sarımları, birleştirilmiş parametrelili ve dikdörtgen kesitli sargılardan oluşur. Küçük transformatörlerin sarımlarına benzer yapılıdır. Eğer faz sırası A,-B,C,-A,B,-C,..., ise, mmk dalga şekli sinüse yakın olmakta ve DHAM'de maksimum itme kuvveti meydana getirilmektedir.

Sekonder sargıları genellikle dağıtılmış parametrelere sahiptir. Tek yanlı DHAM'lerde (şekil 2.a) sekonder sarım katı çelik çekirdek içerir. Hava boşluğuna bitişik olan yüzeyi alüminyum veya bakır tabaka ile kaplanır. Yapraklı sekonder çekirdekler bir hayli nadir bulunur. Alüminyum tabakanın kalınlığı 2-8 mm arasında ve bakır tabaka kalınlığı 1-4 mm arasındadır. Katı bir sekonder çekirdek, hem magnetik akı ve hemde elektrik akımı için bir iletkenidir.

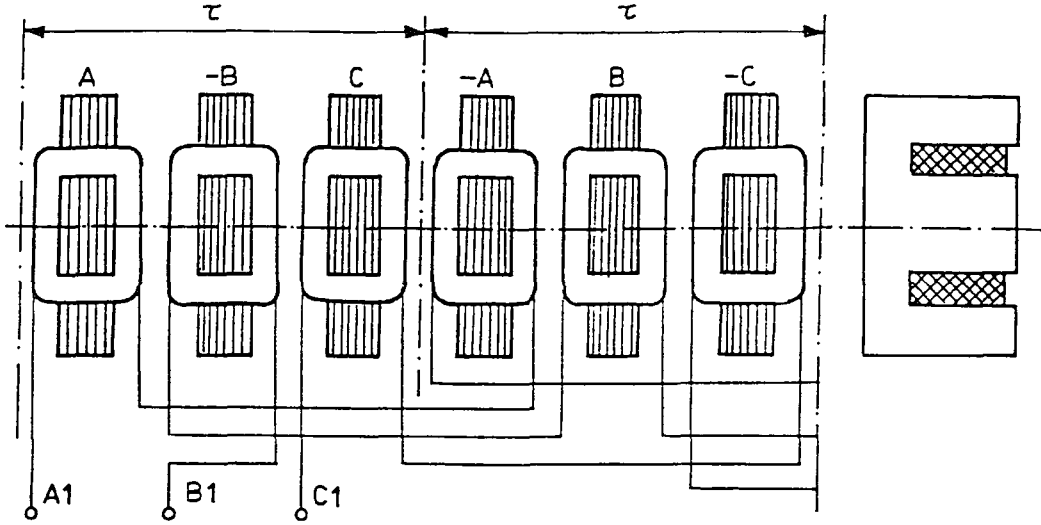
Çift taraflı DHAM'lerin sekonderi genellikle ferromagnetik çekirdeğe sahip değildir.



Şekil 19. Parçalı primer çekirdekli düz bir DHAM'nin tek katlı sarımı ($2p=4$, $q_1=2$)

Düz ve çift taraflı DHAM'lerde sekonder, alüminyum ve bakır plakadır (şekil 2.b). Çift taraflı boru biçimli LIM'lerde ise sekonder alüminyum veya bakır bir borudur. Bakır veya alüminyum sekonderin kalınlık aralığı bir kaç mm'ye kadar olabilir. Çoğu durumda çift taraflı düz DHAM'lerin ferromagnetik olmayan sekonderi, arada ferromagnetik olmayan bir yalıtım tabakası ile iki alüminyum tabakadan oluşur.

Sekonder kafes (merdiven) sargıları veya faz sargıları oldukça nadirdir. Yapıları dönen asenkron motorların rotor sargılarına benzer.



Şekil 20. Ters magnetik akılı tek yanlı, üç fazlı bir DHAM'nin sarım bağlantıları

1.8. EŞDEĞER DEVRE

DHAM'nin analizi ve sentezi için dönen makinalarda olduğu gibi eşdeğer devre yaklaşımı çok kullanışlıdır. Uç ve yan etkileri hesaba katılmış sürekli durum eşdeğer devreden bir DHAM'nin davranışını çıkarmak oldukça kolaydır. Yan etkileri düzenlenmiş olarak sekonder empedansa dahil edilmiştir. Uç etkileri de uç etki empedansı olarak kaymaya bağlı empedansa dahil edilmiştir. T-tipi eşdeğer devrenin her kolunda empedans için aşağıdaki semboller kullanılır:

i) primer sarım empedansı;

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (75)$$

ii) primere indirgenmiş sekonder devre empedansı;

$$Z'_2 = R'_2 + jX'_2 = \frac{Z'_2(s)}{s} = \frac{R'_2(s)}{s} + j \frac{X'_2(s)}{s} \quad (76)$$

iii) dik koldaki empedansı;

$$Z_0 = R_0 + jX_0 \quad (77)$$

olmaktadır. Primer sarım direnci R_1 , kaçak reaktans X_1 , dönen asenkron motorlar için kullanılan benzer yöntemlerle bulunabilir. Primer kaçak reaktansının değeri;

$$X_1 = X_{1s} + X_{1e} + X_{1d} \quad (78)$$

olup burada,

X_{1s} : kaçak oluk reaktansı,

X_{1e} : kaçak taşma reaktansı,

X_{1d} : hava aralığında yüksek uzay harmoniklerinden dolayı kaçak reaktans.

Dikey kolun direnç ve reaktansı seri olarak;

$$R_0 = \frac{R_{Fe} X_g^2}{R_{Fe}^2 + X_g^2} \quad (79)$$

$$X_0 = \frac{R_{Fe}^2 X_g}{R_{Fe}^2 + X_g^2}$$

dır. Hava aralığındaki ortak reaktans ve primer çekirdek reaktansı, çekirdek kayıpları olarak tanımlanır ve paralel olarak;

$$R_{Fe} = \frac{m_1 E_1^2}{\Delta P_{1Fe}} \quad (80)$$

$$X_g = \frac{E_1}{I_\phi} \quad (81)$$

olup burada ΔP_{1Fe} primer çekirdek kayıpları (histerizis, girdap akımı ve ekleri), E_1 ise stator sarımlarında indüklenen (uç etkileri ve I_ϕ magnetik akımı ihmal edilmekte) gerilimdir. R_{Fe} ve jX_g paralel bağlı ise (79) eşitliği, seri bağlı ise (77) eşitliği geçerli olacaktır.

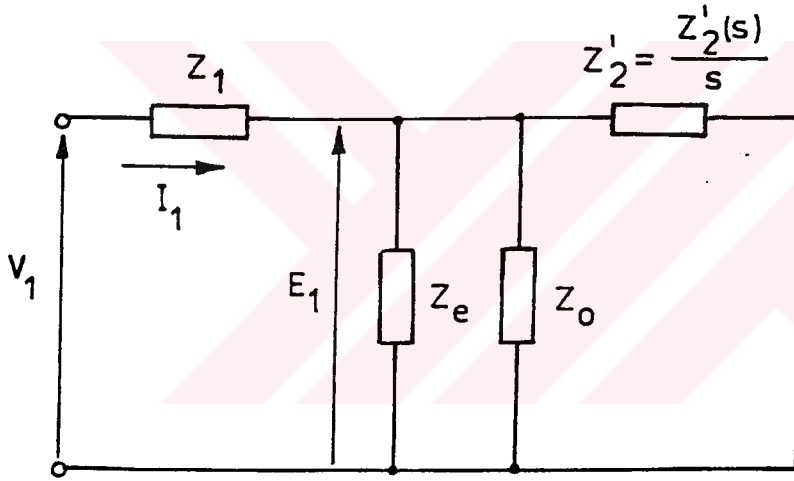
Sekonder tarafın çıkış empedansı, dik kolun empedansı Z_t' 'ye eşittir. Z_t ise,

$$Z_t = \frac{Z_0 Z_2'}{Z_0 + Z_2'} \quad (82)$$

ile ifade edilir. E_1' yerine E_1 emk değerine indirgenmiş değeri kullanılarak hesaba katılır. Z_0 ve Z_2' empedanslarına paralel, kaymaya bağlı bir empedans eklemek şarttır. Ayrıca,

$$Z_e = \frac{1 - k_e}{k_e} Z_t \quad (83)$$

empedansı uç etkilerini de içerir. Yukarıdaki eşitliklere göre $(1 - k_e)I_1 Z_t$ değeri E_1' değerine eşittir. Z_e ve Z_t empedanslarının ortasında bir gerilim düşümü olur. E_1 yerine $E_1(1 - k_e)$ yerleştirilerek (12) eşitliğinde yazılır ve (13) eşitliğini de içerirse, uç etkileri değerine sahip hava aralığında, magnetik akı yoğunluğunun B_{mz} normal bileşenini bulmak mümkün olur.



Şekil 21. Uç etkilerini de içeren T-tipi eşdeğer bir devre

Uç etkilerinden dolayı DHAM'deki kayıplar

$$\Delta P_e = \frac{m_1(1 - k_e)k_e E_1^2}{\Re[Z_t]} \quad (84)$$

ve hava aralığı girişindeki elektromagnetik güç

$$P_{elm} = m_1 \left[\frac{(1-k_e)E_1}{|Z_2'|} \right]^2 \frac{R_2'(s)}{s} = m_1 (1-k_e)^2 (I_2')^2 \frac{R_2'(s)}{s} \quad (85)$$

olarak elde edilir. (20) ve (23) eşitlikleri karşılaştırıldığında $(1-k_e)^2$ çarpanı ortaya çıkar. Bu terim uç etkilerinin elektromagnetik güçte meydana gelen zayıflamanın miktarı hakkında bize bilgi verir.

Giriş gücünün dağılımı;

$$P_{in} = \Delta P_1 + \Delta P_{Fe} + \Delta P_e + \Delta P_{str} + P_{elm} \quad (86)$$

olarak yazılabilir. Burada;

ΔP_1 : primer sarımdaki aktif güç kaybı,

ΔP_{Fe} : primer çekirdekteki aktif güç kaybı,

ΔP_{str} : sürtünme.

Görüldüğü gibi uç etkilerinin sebep olduğu kayıp güçlerdeki artış DHAM'lerdeki ,

$$\eta = \frac{1}{P_{in}} \left[m_1 (1-k_e)^2 \frac{E_1^2 R_2'(s)}{|Z_2'|^2 s} (1-s) - \Delta P_m \right] \quad (87)$$

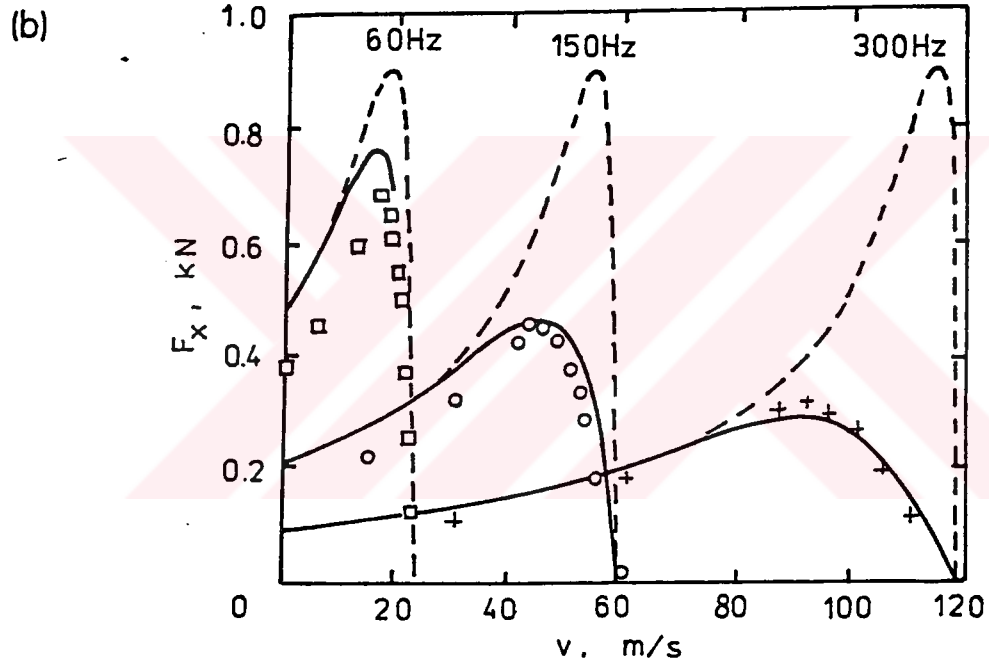
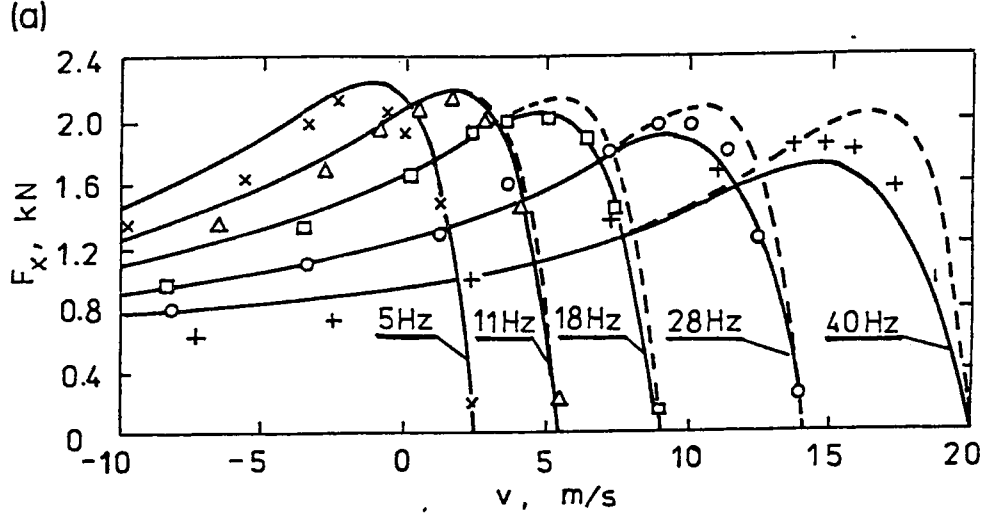
ile ifade edilen verimin düşmesine yol açar [2]. Benzer şekilde bu aynı zamanda,

$$\cos \phi = \frac{\Re[Z_1 + Z_t(1-k_e)]}{|Z_1 + Z_t(1-k_e)|} \quad (88)$$

güç faktörünü de azaltır. İş yapan itme kuvveti;

$$F_x = \frac{m_1 (1-k_e)^2 E_1^2 R_2'(s)}{v_s |Z_2'|^2 s} - \Delta F_m \quad (89)$$

olarak ifade edilir. Davranış şekli verilen her iki DHAM için $v_0=0.5v_s$ alınmaktadır. Düşük hızlar için giriş frekansı $f < 18$ Hz ve uç etkilerinin etkisi devrede ihmal edilebilir.



Şekil 22. Farklı tasarım değerlerine sahip tek yanlı bir DHAM'nin şekil 30'daki eşdeğer devresi kullanılarak $I_1=200$ A sabit uyarım akımı ve sabit giriş frekansı altında hesaplanan yük eğrisi

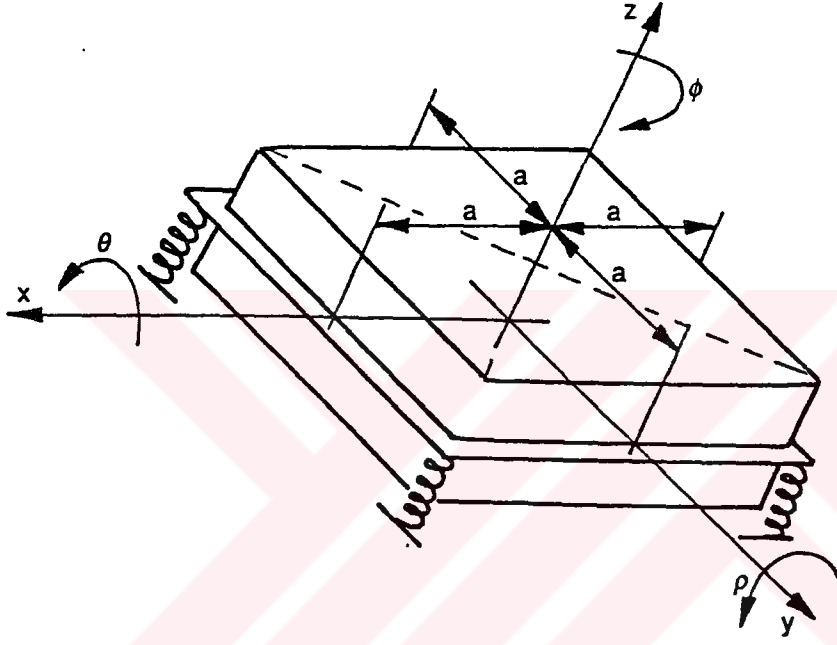
Şimdiye kadar uç etkileri dahil edilmiş DHAM'ler için üç farklı T-tipi eşdeğer devre yayınlanmıştır. Bu devreler Hirasa, Ishikawa ve Yamamuro tarafından önerilmektedir. Bu devrelerde $k_{e1} < k_{e2}$ olmak üzere $\text{Im}[Z_t]$ için k_{e2} ve $\text{Re}[Z_t]$ için k_{e1} katsayıları ile uç etkileri de dahil edilmektedir [1].

1.9. DHAM'NİN DENKLEMLERİ

1.9.1. DİNAMİK DENKLEMLER

Primer faz sargısı m_1 ve sekonder faz sargısı m_2 olan a.a. makinalarının elektriksel eşdeğer devrelerinde aşağıdaki matrisel eşitlikler tanımlanır:

$$v(t) = Ri(t) + \frac{d}{dt}Li(t) \quad (90)$$



Şekil 23. Tek yanlı düz bir DHAM'nin mekaniksel olarak gösterilmesi

Hareket içeren tam matematiksel modeli elde etmek için, mekanik sistem makinaları için geçerli eşitliklerin bir kısmı toparlanabilir. Aşağıdaki matrisel eşitlik şekil 23 deki çift koordinatlı bir sistemi göstermektedir.

Kare bir matrise, atalet, kayıplar ve sertlik katsayıları dahil edilebilir. M-matrisi, hareketi dönüştürücü kütlenin kare matrisidir. Hareketli kütleyle ilişkin denge denklemi;

$$M\ddot{q} + D\dot{q} + Kq = f(t) \quad (91)$$

olarak yazılabilir.

İvme, hız, yer değişimi ve kuvvet/moment kolon matrisleri aşağıdadır:

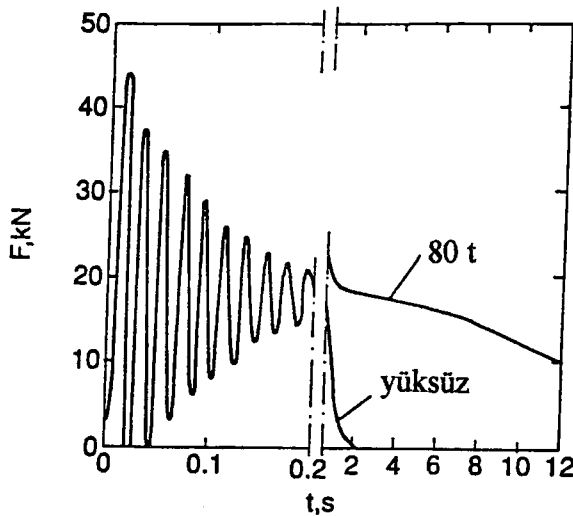
$$\ddot{\mathbf{q}} = \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\rho} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} \quad \dot{\mathbf{q}} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\rho} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} \quad \mathbf{q} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ \theta \\ \rho \\ \phi \end{bmatrix} \quad \mathbf{f}(t) = \begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \\ f_z(t) \\ T_\theta(t) \\ T_\rho(t) \\ T_\phi(t) \end{bmatrix} \quad (92)$$

$f_x(t)$, $f_y(t)$, $f_z(t)$ kuvvetleri ($T_\theta(t)$, $T_\rho(t)$ ve $T_\phi(t)$ momentleri) zamana bağlıdır. Sürtünme kuvvet f_{ext} , yerçekimi kuvveti Mg , seçilen referans eksenine göre, sisteme bağlı olan $f_x(t)$, $f_y(t)$ veya $f_z(t)$ kuvvetlerinin birisinden çıkarılabilir veya eklenebilir.

Elektriksel enerjiyi mekanik enerjiye dönüştüren, motorun elektromagnetik kuvvet veya moment formülünü, (90) ve (91) eşitliklerini birleştirerek,

$$\mathbf{f}(t) = \frac{1}{2} \mathbf{i}(t)^T \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \mathbf{q}} \mathbf{i}(t) \quad (93)$$

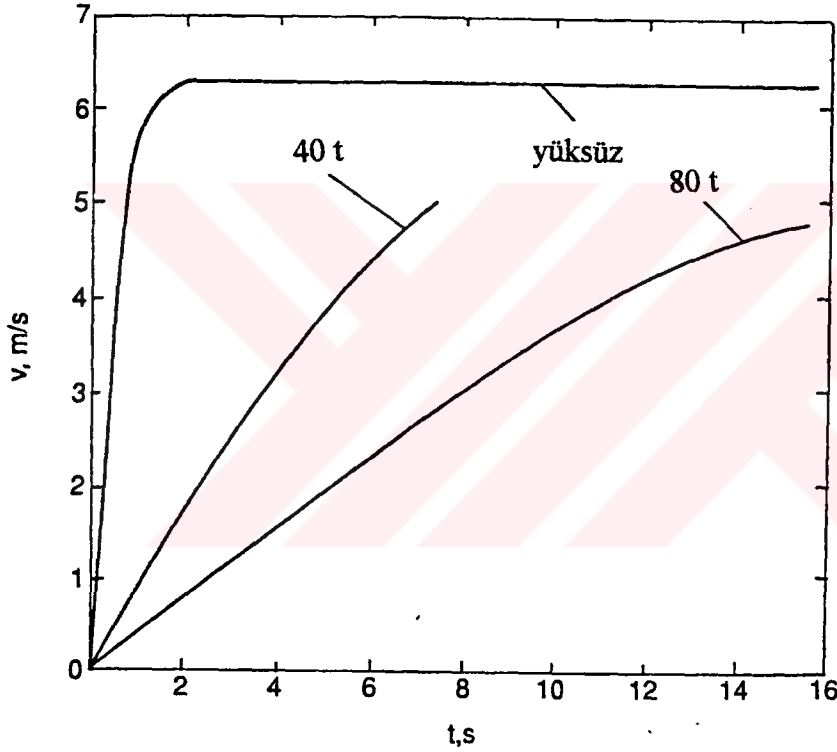
elde edebiliriz. Burada \mathbf{q} , genelleştirilmiş koordinat (x,y,z kuvvet eksenine veya θ, ρ, ϕ eksenine), m_2 adet eş elektrik devresinden oluşan sekonder uç etkisiz, doymamış magnetik devreli bir DHAM motoru (90) ve (91) eşitlikleriyle tanımlanabilir. [1].



Şekil 24. Elektromagnetik itme F_t 'nin zamana göre değişimi (yükü ve yüksüz)

Bu geçici durum, eş parçalı tek elektrik devresinden oluşan sekonder ve buna bağlı bağımsız değişkenlerin çözümüyle mümkündür. (90) ve (91) eşitlikleri için Runge-Kutte yöntemi kullanılarak sayısal çözüm yapılabilir. 7-kW'lık bir DHAM ile itilen anahtarlamalı bir vagonun elektromagnetik itme kuvveti şekil 24'de, hızı ise şekil 25'de gösterilmektedir.

Titreşimleri kontrol edilemeyen sistemler, sürücü güç devreleri tarafından osilasyonları engellenebilir. Kütlenin esnekliğinden dolayı en az iki bağımsız değişken içermektedir. Bu yüzden (90) ve (91) eşitliklerinin kullanımıyla sistem titreşimi analiz edilebilir.



Şekil 25. Boşta ve yük altında çalışan 7-kW'lık bir DHAM'nin hızı

Kritik kaymalı bir DHAM'de önemli bir bileşen hıza bağlı kuvvettir. $F(v)$ sürekli durum karakteristiği yaklaşık doğrusaldır. Burada F_{st} , elektromanyetik kalkış itmesidir ($s=1$ 'de). Bu değeri analitik olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$F \approx sF_{st} = \left(1 - \frac{v}{v_s}\right)F_{st} \quad (94)$$

Çelik sekonderli küçük DHAM'ler için v_1 'den v_2 'ye hız değişiminde, elektromanyetik geçici zamanda F 'yi bulmak kolaydır. Dış kuvvet yani sürtünme $F_{ext} \neq 0$, $K=0$, $D=0$ ve x- doğrultusunda, tek bağımsız değişken kabulleri altında (91) eşitliğinden

$$t = \int_{v_1}^{v_2} \frac{m dv}{F_{st} - F_{ext} - F_{st} v / v_s}$$

$$= \frac{m v_s}{F_{st}} \left\{ \ln \left[F_{st} \left(1 - \frac{v_1}{v_s}\right) - F_{ext} \right] - \ln \left[F_{st} \left(1 - \frac{v_2}{v_s}\right) - F_{ext} \right] \right\} \quad (95)$$

denklemini elde edilir. Yüksüz durumda, v_s hızında bir DHAM hareketi mümkün değildir. Yüksüz v_0 hızı $v_0 \cong 0.8v_s$ değerini aşmaz.

1.9.2.GEÇİCİ DURUM DAVRANIŞININ BENZETİMİ

Bir elektrik sürücü sistemi için, farklı çalışma şartlarında DHAM seçiminde, sistemin itme gücünün davranış şekli gereklidir. Elektromanyetik ve mekaniksel sürekli durum geçici karakteristiklerinin her ikisi de önemlidir. Bir çok durumda analog modelleme metotları ve sayısal benzetim çok yararlıdır. Mekanik ve elektriksel sürücülerin parametreleri, sistemin ataleti ve sürtünme geçici durumu etkilemektedir. Son zamanlarda, sayısal benzetim yöntemleri daha fazla kullanılmaktadır. Bir sistemin veya sistem parçalarının hareketini tanımlayan matematiksel ve sayısal modellerin tiplerini içeren ve bir bilgisayarda çözümlenmesine benzetim denir. Bir model oluşturma olayına ise "modelleme" denir. Bir sistem için onun yerine geçebilecek bir model;

- a) Çalışma için kolaylık sağlar,
- b) Davranış bakımından asıl sisteme özdeştir.

Fiziksel bakımdan gerekli özellikte, gerçek eşitlik kullanılarak fiziksel formda veya sayısal ve matematiksel ilişkiler yardımıyla, özet formda gerçek sistemin temsili olarak bir model tanımlanabilir. Sayısal benzetim demek matematiksel modelin sayısal sistem olarak, gerçek sistemi veren matematiksel eşitlik temelli programlanmış halidir.

Doğrusal hareketli elektrik makinalarında geçici durum, v_k doğrusal hızla hareket, u ve v genel referans ekseninde çözümlenebilir. Kullanılan diğer üç koordinat referans eksenleri, u ve v koordinat sistemlerinin özel durumlarıdır. Yani;

i) Sekonderi $(d,q,0)$ referans eksenine indirger; $v_k = v = (1-s)v_s$

ii) Primer veya sekonder tarafından oluşturulan $v_k = v_s$ hızlı magnetik alanı senkron hızla hareket eden referans eksene $(x,y,0)$ indirger; $v_2 + v = v_s - v + v = v_s$.

iii) Primer kısmı referans eksene $(\alpha,\beta,0)$ indirgeyerek $v_k = 0$ kabul edilir.

$(\alpha,\beta,0)$ referans eksenindeki $i_{1\alpha}$ akımı, üç fazlı makinanın stator sargılarından birinin, gerçek akımına karşılık gelir. Problem, seçilen referans eksene göre analiz edilir.

Dengeli mekaniksel ve elektriksel eşitlikler sayesinde veya gerçek üç fazlı makinelere, iki fazlı doğrusal hareketli makine eşitliklerinin akı bağlantılarının yardımıyla, bir DHAM'nin matematiksel modeli için aşağıdaki kabuller yapılır;

- var olan mmk'nın sadece ana harmoniği,
- uzunlamasına olmayan uç etkileri vardır,
- hava aralığı düzenlidir ve oluklar yoktur,
- magnetik devre doymamıştır,
- primer sarımlar simetriktir,
- nötr hattı yoktur,
- sonsuz sarımla bağlanmış bir DHAM.

Yukarıdaki kabullerle $v_k = w_k \tau / \pi$ doğrusal hızlarından birisi ile hareket eden u ve v referans ekseninde bir DHAM eşitlikleri şöyle tanımlanır:

$$\begin{aligned} \Psi_{1u} &= (L_1 - M_1)i_{1u} + \frac{3}{2}M_{12}i_{2u}; & \Psi_{1v} &= (L_1 - M_1)i_{1v} + \frac{3}{2}M_{12}i_{2v} \\ \Psi_{2u} &= (L_2 - M_2)i_{2u} + \frac{3}{2}M_{12}i_{1u} & \Psi_{2v} &= (L_2 - M_2)i_{2v} + \frac{3}{2}M_{12}i_{1v} \end{aligned} \quad (96)$$

Burada ψ_{1u} ve ψ_{1v} sırasıyla u ve v eksenlerindeki primer akı bağıntılarıdır. ψ_{2u} ve ψ_{2v} u ve v eksenlerindeki sekonder akı bağıntılarıdır. i_{1u} ve i_{1v} ise i_1 primer akım vektörünün bileşenlerinin u ve v eksenleri akımlarıdır. i_2 sekonder alan akım vektörünün u ve v eksenindeki, bileşenleri ise i_{2u} ve i_{2v} sekonder akımlarıdır. Sekonder ve primerin üç faz

akımlarının tümü tarafından sağlanan mmk sonucunda i_1 ve i_2 alan akım vektörleri oluşur. x-doğrultusunda sekonderin uzunluğu en azından primere eşittir. $L_1, L_2, M_1, M_2, M_{12}$ ise sarımların ortak endüktanslardır.

Ortak ve öz endüktanslara benzer olarak reaktanslar ise şöyledir:

$$\begin{aligned} X_1 &= \omega(L_1 - M_1) - \frac{3}{2}\omega M_{12}; & X_2 &= \omega(L_2 - M_2) - \frac{3}{2}\omega M_{12}; \\ X_g &= \frac{3}{2}\omega M_{12}; & & \\ X_s &= X_1 + X_g = \omega(L_1 - M_1); & X_r &= X_2 + X_g = \omega(L_2 - M_2) \end{aligned} \quad (97)$$

Burada $w = \pi \omega_s / \tau$ değeri ω_s -senkron hızına ilişkin açısal frekans, X_1 primer kaçak reaktans, X_2 sekonder kaçak reaktans, X_g ortak akıya ilişkin reaktans değerleridir. Yeni semboller tanımlamak gerekirse;

$$\alpha_s = \frac{R_1}{X_s} = \frac{R_1}{X_1 + X_g} \quad (98)$$

$$\alpha_r = \frac{R_2}{X_r} = \frac{R_2}{X_2 + X_g} \quad (99)$$

$$\sigma = 1 - \frac{X_g^2}{X_s X_r} = 1 - K_s K_r \quad (100)$$

$$K_s = \frac{X_g}{X_s}; \quad K_r = \frac{X_g}{X_r} \quad (101)$$

$$\alpha'_s = \frac{\alpha_s}{\sigma} = \frac{R_1}{\sigma(X_1 + X_g)} \quad (102)$$

$$\alpha'_r = \frac{\alpha_r}{\sigma} = \frac{R_2}{\sigma(X_2 + X_g)} \quad (103)$$

u ve v eksenlerindeki akımlar, magnetik akı bağıntılarıyla açıklanabilirler.

$$\begin{aligned} i_{1u} &= \omega \frac{\alpha'_s}{R_1} (\Psi_{1u} - \Psi_{2u} K_r); & i_{1v} &= \omega \frac{\alpha'_s}{R_1} (\Psi_{1v} - \Psi_{2v} K_r) \\ i_{2u} &= \omega \frac{\alpha'_r}{R_2} (\Psi_{2u} - \Psi_{1u} K_s); & i_{2v} &= \omega \frac{\alpha'_r}{R_2} (\Psi_{2v} - \Psi_{1v} K_s) \end{aligned} \quad (104)$$

u,v eksenlerindeki akımlar biliniyorsa her faza ilişkin primer akımları;

$$\begin{aligned}
i_{1A} &= i_{1u} \cos \omega_k t - i_{1v} \sin \omega_k t + i_{10} \\
i_{1B} &= i_{1u} \cos(\omega_k t - \frac{2}{3}\pi) - i_{1v} \sin(\omega_k t - \frac{2}{3}\pi) + i_{10} \\
i_{1C} &= i_{1u} \cos(\omega_k t + \frac{2}{3}\pi) - i_{1v} \sin(\omega_k t + \frac{2}{3}\pi) + i_{10}
\end{aligned} \tag{105}$$

ve sekonder akımlar:

$$\begin{aligned}
i_{2A} &= i_{2u} \cos(\omega_k t - \varphi) - i_{2v} \sin(\omega_k t - \varphi) + i_{20} \\
i_{2B} &= i_{2u} \cos(\omega_k t - \varphi - \frac{2}{3}\pi) - i_{2v} \sin(\omega_k t - \varphi - \frac{2}{3}\pi) + i_{20} \\
i_{2C} &= i_{2u} \cos(\omega_k t - \varphi + \frac{2}{3}\pi) - i_{2v} \sin(\omega_k t - \varphi + \frac{2}{3}\pi) + i_{20}
\end{aligned} \tag{106}$$

bulunabilir. Buradaki değerler uygulamalı üç fazlı makinalara ilişkin olup kolayca bulunabilir. φ -açısı ise primer ve sekonder A-fazının merkez eksenler arasında yaptığı faz açısıdır.

Bir DHAM için w ve w_k açısal frekansları ω_s ve ω_k doğrusal hızlardaki açısal hız olarak açıklanır. τ -kutup adımı olmak üzere $w_k = \pi \omega_k / \tau$ ve $w = \pi \omega_s / \tau$ olmaktadır. Sekonder ve primerin A fazının merkez eksenler arasında Δx doğrusal yer değişimiyle belirtilen değere φ açısı denir. Bu açının ifadesi aşağıdaki şekildedir:

$$\varphi = \frac{\pi \Delta x}{\tau} \tag{107}$$

Nötr bağlantısı olmayan Y-bağlantılı primer sarımlar için $i_{10} = 0$ 'dır. Primer sarımda sıfır bileşen akımları yoksa sekonder sarımlarda da ortaya çıkmaz.

Sekonder çekirdeğin x-doğrultusundaki uzunluğu en azından primer çekirdeğin uzunluğuna eşit ise (105) ve (106) eşitlikleri bir DHAM için yeterlidir. Sekonder primerden daha kısa olduğu zaman, (105) ve (106) eşitliklerindeki akımlar, $K_1 < 1$ katsayısıyla çarpılır. Burada K_1 katsayısı sekonder çekirdeğin x-doğrultusundaki hareketi esnasında ΔL_2 uzunluğunun primer çekirdeğin kapsadığı L_τ uzunluğuna oranı olarak tarif edilir. Dönen ve dönüşen hareketin mekanik gücü aşağıdaki gibi eşitlenebilir:

$$2\pi \frac{f}{p}(1-s)T = 2\tau f(1-s)F \quad (108)$$

Burada $T = pP_{elm}/(2\pi f)$ elektromagnetik moment, $F = P_{elm}/v_s$ (6) ve (8) eşitliklerine göre elektromagnetik itme kuvvetidir.

Bu durumda (96) ve (98) eşitlikleri temel alınarak (103), (107) ve (108) eşitlikleriyle, v_k hızında hareket eden u,v referans ekseninde bir DHAM'nin aşağıdaki denklemlere sahip olduğu görülür:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1u}}{dt} &= v_{1u} - \frac{\pi}{\tau} v_s \alpha'_s \Psi_{1u} + \frac{\pi}{\tau} v_s \alpha'_s K_r \Psi_{2u} + \frac{\pi}{\tau} v_k \Psi_{1v} \\ \frac{d\Psi_{1v}}{dt} &= v_{1v} - \frac{\pi}{\tau} v_s \alpha'_s \Psi_{1v} + \frac{\pi}{\tau} v_s \alpha'_s K_r \Psi_{2v} + \frac{\pi}{\tau} v_k \Psi_{1u} \\ \frac{d\Psi_{2u}}{dt} &= -\frac{\pi}{\tau} v_s \alpha'_r \Psi_{2u} + \frac{\pi}{\tau} v_s \alpha'_r K_s \Psi_{1u} + \frac{\pi}{\tau} (v_k - v) \Psi_{2v} \\ \frac{d\Psi_{2v}}{dt} &= -\frac{\pi}{\tau} v_s \alpha'_r \Psi_{2v} + \frac{\pi}{\tau} v_s \alpha'_r K_s \Psi_{1v} + \frac{\pi}{\tau} (v_k - v) \Psi_{2u} \\ F &= \frac{3}{2} \frac{\pi^2 v_s K_r}{\tau^2 \sigma X_s} (\Psi_{2u} \Psi_{1v} - \Psi_{1u} \Psi_{2v}) \\ \frac{dv}{dt} &= \frac{1}{m} (F - F_{ext}); \quad v = \frac{dx}{dt} \end{aligned} \quad (109)$$

$D=0$, $K=0$ ve $f(t)=F-F_{ext}$ durumlarında bir bağımsız değişken için (191) eşitliğine uygun kuvvet denklemi meydana gelir. Kalkınma ve fren anında bir DHAM'nin parametre teşhisi, (109) eşitliklerindeki α'_s , α'_r , K_s , K_r , σ ve X_s katsayıları tarafından bulunabilir. Primer devre gerilimi aşağıdaki eşitlikte açıklanmaktadır.

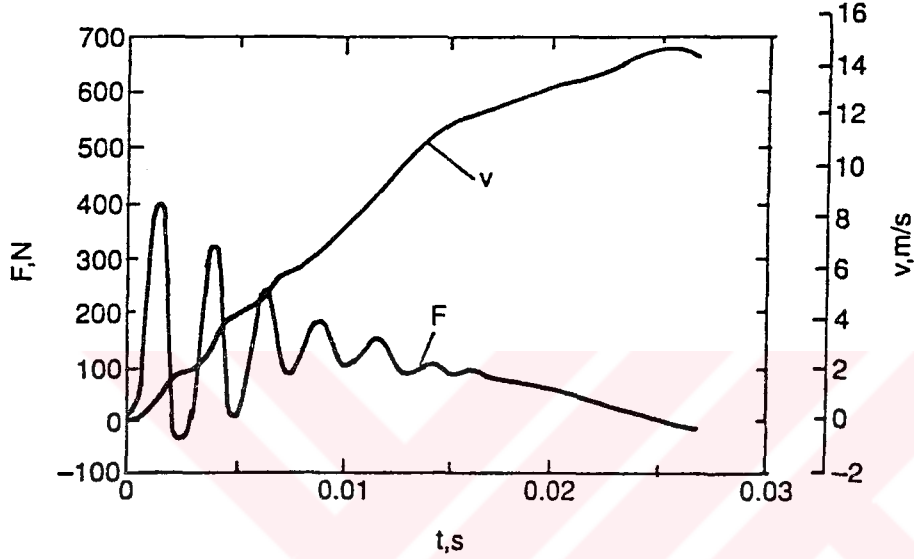
$$v_{1u} = V_{lm} \cos[(v_s - v_k) \frac{\pi}{\tau} t + \varphi_v]; \quad v_{1v} = V_{lm} \sin[(v_s - v_k) \frac{\pi}{\tau} t + \varphi_v] \quad (110)$$

V_{lm} : Giriş gerilimi ana harmoniğinin tepe değeri

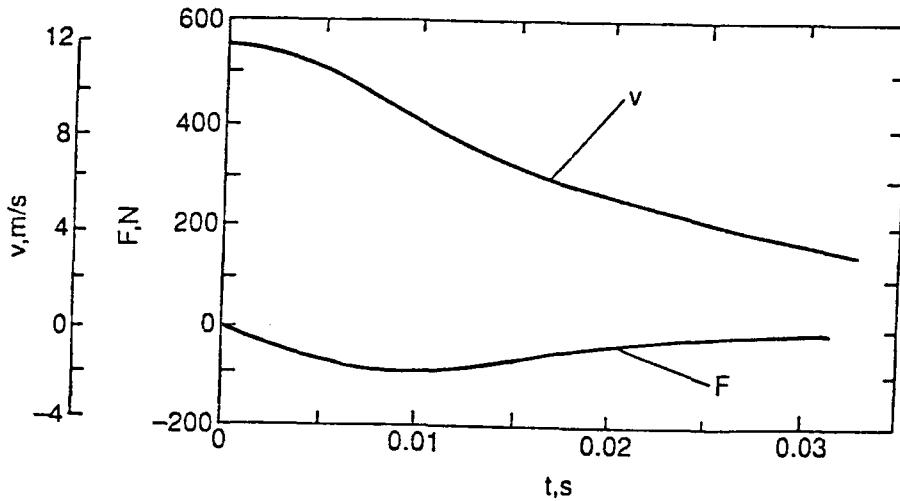
φ_v : Giriş geriliminin faz-açısı

(109) diferansiyel eşitliklerin çözümü sonucu kuvvet (F), v -hızı, taşınan birimin yerdeğiştirmesi ve zamanın (t) fonksiyonu olarak akımı verir. Bilinmeyen parametreler Ψ_{1u} , Ψ_{1v} , Ψ_{2u} ve Ψ_{2v} manyetik akılarıdır. Bu akılar (109) eşitliğinin ilk dördü çözülerek

bulunabilir. Şayet bağıl akılar biliniyorsa 5 eşitlik kullanılarak elektromagnetik itme elde edilebilir. Aynı anda ivme hız ve yer değişimi de en son iki eşitlik kullanılarak elde edilir. (104) sistem eşitlikleri kullanılarak u ve v-eksenlerindeki i_{1u} , i_{1v} , i_{2u} ve i_{2v} akımları elde edilebilir. (109) eşitsizliğindeki sisteme analitik çözüm uygulamak, doğrusal olmadığından dolayı çok zordur. Doğrusal olmayan diferansiyel eşitliklerin çözümü için bilgisayarlar ve alışılmış yöntemler kullanıldığında problem basittir.



Şekil 26. Küçük bir DHAM'nin kalkış anında v-hızı ve f(t) elektromagnetik itmenin geçici durumu.



Şekil 27. (12 m/s) hızda fren anındaki geçici durumu gösterilmektedir

DHAM'nin sayısal benzetimi (109) eşitliklerine göre sayısal çözümler sonucu elde edilen değerlere eşittir. Her ikisinin sonuçları da grafik olarak gösterilebilir. (109) sistem eşitliklerinin çözümü için gerekli, DHAM'nin parametreleri $v=0$ altında deneysel olarak bulunabilir. Hesaplamalar ve alanlar arasında yapılan kabullere rağmen DHAM için geçici analog model veya sayısal benzetiminin kullanılabilceğini gösterir [1].

1.9.3. DHAM'NİN DİNAMİK DAVRANIŞI

Asenkron motorun, başlangıçta iki sınırlamalı durumu ile karşılaşılır. Bunlar motor açıldığında sekonder devre açık olma durumu ve motor açıldığında sekonder devrenin kapalı olma durumudur. İlk durumdaki en tehlikeli anahtarlama anı, gerilimin sıfırdan geçtiği andır. Bir DHAM kısa devre sekonderli ise, normal şartlar altında sadece ikinci durum ortaya çıkar. Hızın sahip olduğu ilk andan sonra ani bir kısa devre dönüşümü olduğunda yine aynı olaylar oluşabilir. Ani kısa devre akımı iki bileşene sahiptir. Bunların biri periyodik kısa devre akımına uygun olur, diğeri eksponansiyel şekilde değişen periyodik olmayan bileşene benzer. İkinci bileşen periyodik kısa devre akım bileşenden daha az önemlidir.

Çalışan bir DHAM'ye elektromagnetik enerjinin bir kısmı depolanır. Bu enerjinin miktarı ise hava aralığının boyu tarafından belirlenir. Büyük hava aralığı demek, depolanan elektromagnetik enerjinin miktarı büyük demektir. Bu nedenle depolanan enerji dönen asenkron makinalarında depolanan enerjiye oranla oldukça fazladır.

Hattan bağlantısı kesilen bir makinada, magnetik alan enerjisi dağılmış şekilde olmalıdır. Sekonder devre açık ise akımın hızla kaybolması durumunda primerde önemli bir yüksek gerilim üretilir. Bu durumda frenleme arkının görüntüsü ortaya çıkar. Benzer durum, bir DHAM'nin sekonder direnci yüksek olduğunda meydana gelir. Düşük

sekonder dirençli bir DHAM, hattan bağlantısı kesildiğinde sekonderdeki enerji, akımın yok olmasıyla yavaş yavaş dağılır ve biter [1].

1.9.4. GENEL HIZ KONTROLÜ

Bir DHAM'nin doğrusal hızının kontrolünü yapmak için (3) ve (11) eşitliklerinden de görüleceği gibi aşağıdaki değerlerin değiştirilmesiyle elde edilir:

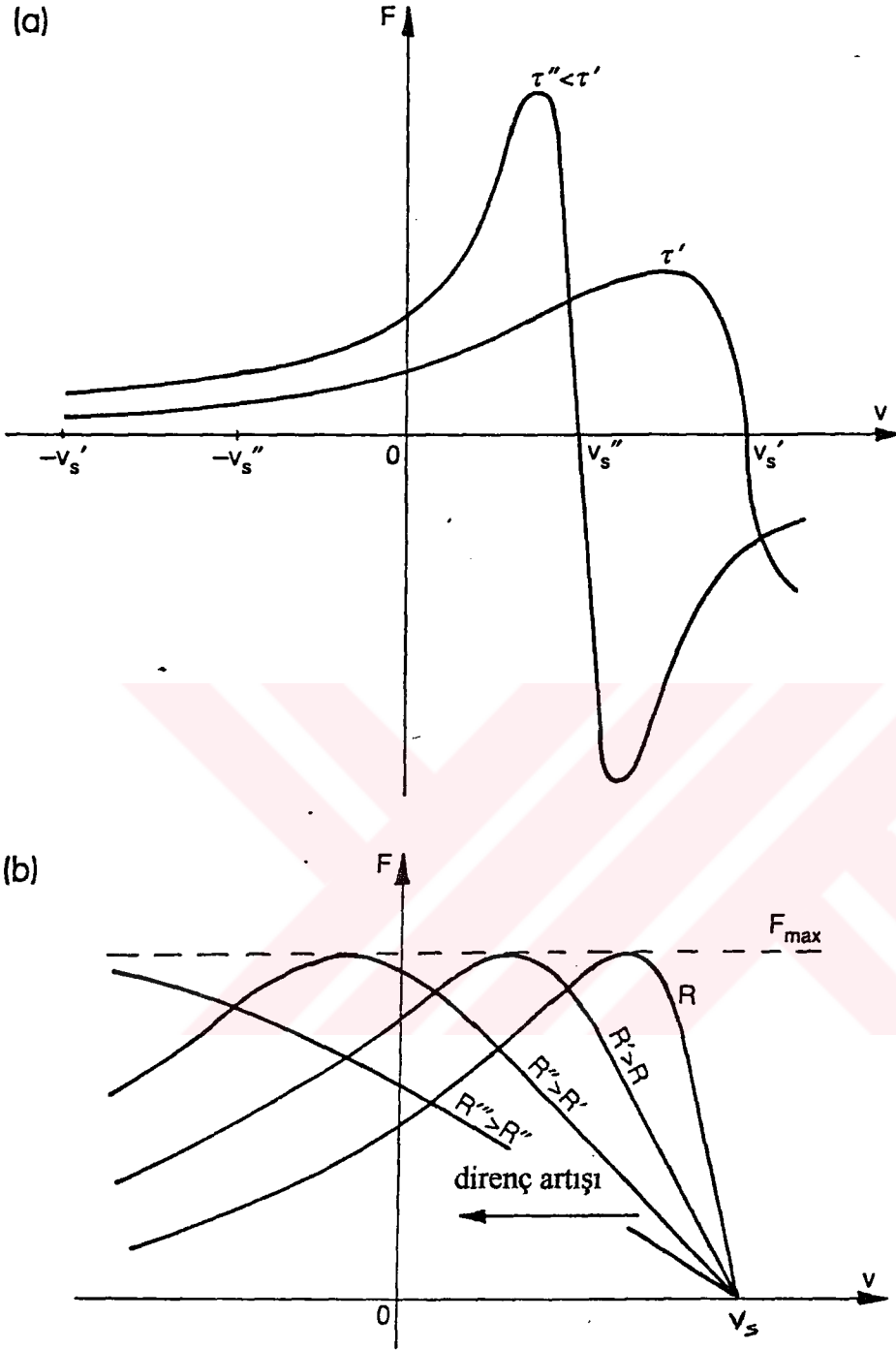
kutup akımı τ

kayma s ,

giriş frekansı f .

Dönen bir asenkron motorun kutup sayısındaki değişiklik, DHAM'nin kutup adımıdaki bir değişikliğe eşdeğerdedir. Bunun sağlanması için farklı kutup adımlı iki bağımsız sargı tasarlanır veya sarımlardaki bağlantıları değiştirerek ayrı yöntemlerde bir DHAM'de bu yapılabilir. Şekil 28.a'da farklı kutup adımları için lineer hıza karşılık itme kuvveti gösterilmiştir. Kısa sekonderli bir DHAM'de, giriş gerilimi değiştirilerek s -kayması kontrol edilebilir. Sekonder devre direnci ve giriş geriliminin her ikisi değiştirilerek sekonderi sarımlı bir DHAM'de kayma kontrol edilebilir. Giriş gerilimini değiştirerek hız kontrolünü sağlamak ekonomik bir yöntem değildir. Çünkü itme V^2 ile orantılıdır. Bir DHAM'nin itme hız karakteristiğinde, sekonder direnç $R_2(s)$ 'nin etkisi (şekil 28.b)'de gösterilmektedir. Buna rağmen sekonder devre direncindeki değişim DHAM'lerde çok önemli değildir [1 , 23].

Hız kontrolünü giriş frekansı değiştirerek sağlamak için, değişken frekanslı bir kaynaktan beslenen DHAM gereklidir. Bu bir statik konvertör olabilir. Yuvarlak tipli sekonderlerde açısal hız kontrol edilerek bu işlem sağlanabilir [1].



Şekil 28. Uç etkileri ihmal edilmiş bir DHAM'nin itme-lineer hız eğrileri.
 (a) iki farklı kutup adımı için,
 (b) değişik sekonder dirençleri için

1.9.5. FRENLEME VE GENERATÖR ÇALIŞMA MODU

DHAM'nin elektriksel frenlenmesinde, hıza doğrudan karşı bir itmenin olduğu kabul edilir. Elektriksel frenleme metodları şunlardır:

- i) Faydalı frenleme
- ii) Ters akımla frenleme
- iii) Elektrodinamik veya dinamik frenleme

Faydalı frenlemede bir DHAM'nin hızı senkron hız $v > v_s$ olduğu zamanlarda, kendiliğinden üretilen frenleme ile sağlanır. Burada normal kuvvet veya sürtünme kuvveti vardır. Hareketli parçanın primeri magnetik alana zıt doğrultuda hareket eder veya hareketli parçanın sekonderi magnetik alan ile aynı yönde taşınır. İki hızlı DHAM'ler, kutup adımı τ 'yu azaltarak veya f giriş frekansını azaltarak, senkron hız v_s 'den fazla olan hızdaki artışı üretilen frenleme ile azaltılabilir. DHAM'nin v hızı, v_s 'den biraz fazla olursa harcanan elektrik enerjisi DHAM'deki güç kayıplarını karşılar. Ayrıca hızdaki artış kaynağa elektriksel enerjinin dönmesi anlamına gelir.

Ters akımla frenlemede bir DHAM hareket halinde iken primer besleme bağlantılarından ikisinin yerdeğiştirmesiyle elde edilir. Yani zıt yönde hareket eden bir magnetik alan oluşturularak frenleme sağlanır. Frenleme kuvvetini arttırmada kaymanın rolü büyüktür. Primer ve sekonder akımları çok büyüktür. Küçük boyutlu DHAM'lerde frenleme olayı frenleme kuvvetinin itmeden daha büyük olduğu, $s_{cr} > 1$ durumlarda ortaya çıkar. Bu nedenle zıt yönde akımla frenleme için giriş gerilimi azaltılmalıdır. $s_{cr} < 1$ olan DHAM'de frenleme kuvveti genelde itme kuvvetinden daha küçüktür. Fakat primer akıma engel olmak için, giriş gerilimi yine de azaltılmalıdır.

Dinamik frenlemede sargı besleme bağlantılarını AA kaynaktan ayırıp bunlardan ikisini doğru akıma bağlarsak dinamik frenleme meydana gelir. DA durum için üç faz sarım bağlantılarının çeşitli yolları vardır. En etkin bağlantı ise bir döner asenkron motorun statoru için yapılan yöntemeye benzer olanıdır. DA giriş gerilimi, AA etkin giriş geriliminden daha küçük olmalıdır. DA enerji tüketimi küçüktür. Başlangıçta

elektromagnetik kuvvette hızdaki gibi bir artış olur. Daha sonra hız artmaya devam etmesine rağmen kuvvet azalır. Bunun yanında normal kuvvet artar. Bu da DHAM'de zararlı olabilir. Dinamik frenlemenin diğer bir sakıncası alçak hızlardaki küçük frenleme kuvvetleridir. Durma esnasında frenleme kuvveti sıfırdır.

Bir DHAM doğrusal hareketli asenkron generatörü olarak çalışabilir. Doğrusal hızları ölçen doğrusal hareketli asenkron takogeneratöründe vardır. Generatör çalışmada kayma negatiftir.

($s < 0$) ve sekonder emk'i E_2 ise $s > 0$ durumundakine zıt doğrultudadır. Elektromagnetik kuvvet frenlemenin bir çeşidi gibidir. Mekanik giriş enerjisi elektriksel enerjiye dönüştürülür. Asenkron generatörün genel sakıncası ara güçten emilmiş reaktif güç olmasıdır. Asenkron generatörü, senkron generatörle çalışan sistemlerde çalıştırmak zorunludur.

Yükten izole edilmiş bir doğrusal hareketli asenkron generatöre, çalışma anında kapasite sağlamak mümkündür. Bu kapasite üçgen (Δ) bağlantılı ve primer sarımlara paraleldir. Aynı zamanda reaktif akımı kompanze etmektedir $I_c = \Im m[I_1]$.

Asenkron generatörün kendi kendini uyarması için gerekli şart $I_c X_c$ doğrusunun V_1 eğrisi ile kesişmesidir. $V_1 = f(\Im m [I_1])$ (magnetik eğriye benzer), $X_c = 1/(2\pi f C)$ kapasitif reaktansdır. V_1 -gerilimi ve f - frekansında yükün durumunda generatörün kendi kendini uyarması için gerekli kapasite

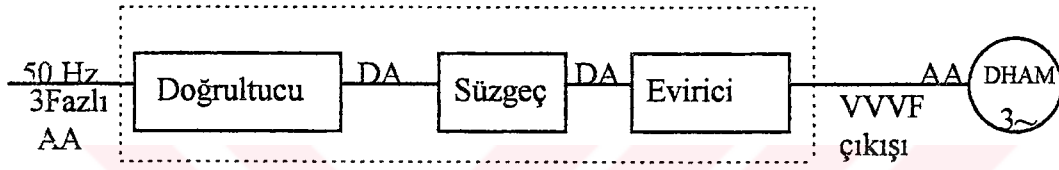
$$C = \frac{\Im m[I_1]}{2\pi f V_1} \quad (110)$$

olarak elde edilmektedir [1].

1.10. EVİRİCİLİ SÜRÜCÜLER

1.10.1. DEĞİŞKEN FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Yarı iletken güç devreleri kontrol türlerine göre üç gruba ayrılabilir: diodlar, tristörler ve kontrol edilebilir anahtarlar.



Şekil 29. Eviricili bir Frekans Dönüştürücünün Blok Diyagramı

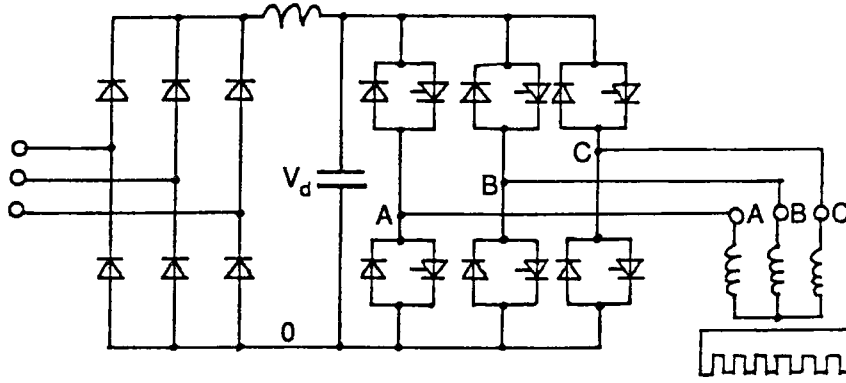
Kontrol edilebilir anahtar grupları birçok tipleri içerir. Bunlar bipolar, transistörler (BJT), Darlingthon montajı (MD), MOS, yarı iletken alan etkili transistör (MOSFET), kapı açmalı (GTO) tristörler, yalıtkan kapılı tek kutuplu transistörler (IIGBTs)'lerden oluşur.

Değişken frekans dönüştürücülerin, indiksiyon motor ve güç sistemleri arasındaki ara görevleri;

- İstenilen çıkış hızına göre frekans ayarlamak,
- Sabit kuvvet bölgesinde sabit bir hava aralığı akısını korumak için çıkış gerilimini ayarlamaktır.

Her frekansa göre bir orana sahip akım sağlamak dönüştürücülerin işlevleri arasındadır. Değişken frekans dönüştürücülerini, dolaylı dönüştürücüler (AA-DA-AA) ve

dolaysız dönüştürücüler (AA-AA)'e ayrılabilir. Bunlar ayrıca frekans çeviriciler olarak da adlandırılır.

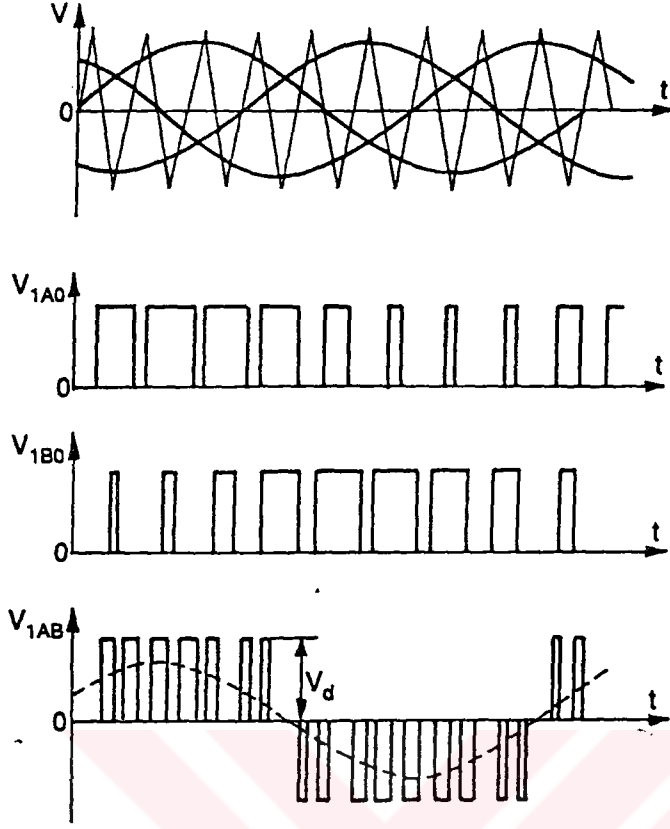


Şekil 30. Diod kontrollü PWM (VSI)

Darbe genlik modülasyonu (PWM), voltaj kaynaklı eviricili (VSI) ve akım kaynaklı eviricili (CSI) diodlu doğrultucu şeklinde olabilir. VSI'da eviricilere DA gerilim kaynağı olarak kullanılır. CSI'da eviricilere DA akım kaynağı olarak giriş kullanılır.

Bir PWM, evirici frekansını ve gerilim çıkışının büyüklüğünü kontrol eder. Bu nedenle kontrol edilemeyen köprü blok doğrultucuları girişte kullanılır. İnverter anahtar kontrol sinyalleri, genellikle üçgen dalga şekilli, üç sinüzoidal kontrol gerilimleri, karşılaştırılarak üretilir (şekil 31). Bir kare dalgada VSI, bir kontrollü doğrultucu gibi kullanılır ve evirici bir kare alternatif gerilim şeklinde çalışır. VSI denetleyicilerin her ikisi de, frekans anahtarlı iç empedansı küçük eviriciden bir kaynak gerilimi ortaya çıkar. Bunların girişlerine büyük değerli kapasiteler paralel olarak bağlıdır. Asenkron motorlar ile dönüştürücülerin kullanılması mümkündür. Bu dönüştürücü tipleri PWM, VSI, Kare dalga VSI ve CSI'dır. PWM, VSI tipi dönüştürücüler daha çok tercih edilir. Çünkü evirici ile motor arasında çok iyi bir uyum sağlar.

Alçak hızlarda ve büyük güçlü AA motor sürücülerinde AA-AA frekans çeviriciler kullanmak mümkündür. Alçak frekanslı sinüzoidal çıkış üretmek için dönüştürücülerin ateşleme açıları her fazda periyodik olmalıdır. Üç fazlı giriş, yalıtılmış trafodan geçerek üretilir. Her faz ard arda bağlanmış iki tristörden oluşmuş bir dönüştürücü devresidir.



Şekil 31. PWM dalga şekli.

1.10.2. HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ

Evirici beslemeli DHAM'lerde doğrusal hız aşağıdaki değerler ile kontrol edilir:

i) DHAM'nin giriş frekansı (f) (şekil 32.a),

ii) DHAM'nin giriş gerilimi (V_1) (şekil 32.b),

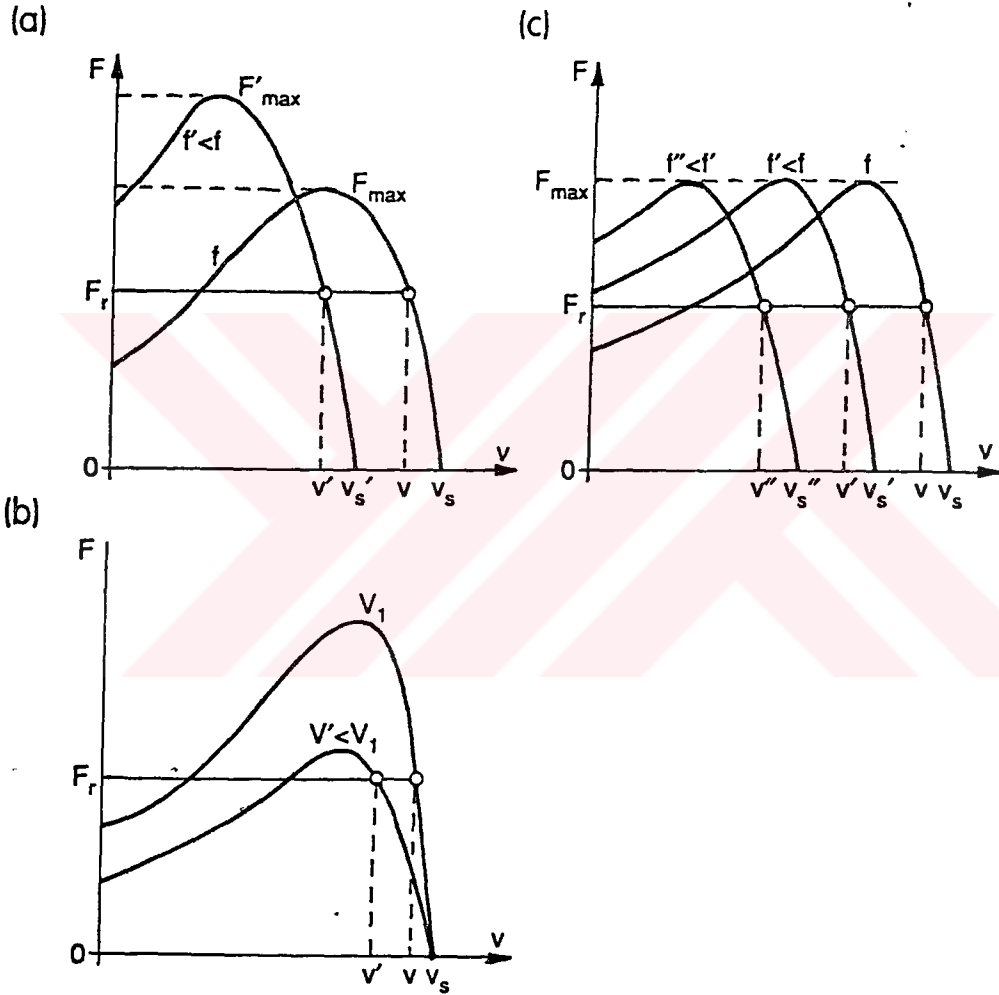
iii) Hava aralığı magnetik akı sabitini değiştirmeden giriş gerilimi ve frekansının her ikisi şekil 32.c'deki gibi değiştirilerek.

Hız oranını sabit tutarak motorlara, frekans ve gerilimini değiştirerek (VVVF := Velocity-Variation-Voltage-Frequence) hız kontrolü sağlanabilir. Mekanik ve ısı problemleri olmadan bu şartlar altında çok çeşitli DHAM'ler çalıştırılabilir.

$$\pi\sqrt{2}N_1k_{\omega 1}\Phi \approx \frac{V_1}{f} = \text{sabit} \quad (111)$$

Yukarıdaki eşitlikte V_1/f kontrol edilerek ϕ akısı sabit tutulur. Bu oran sabit tutularak gerilim ve frekans azaltılabilir. Elektromagnetik itme kuvveti;

$$F = \frac{P_{\text{elm}}}{v_s} = \frac{m_1 E_1 I_2' \cos \Psi_2}{v_s} = \frac{m_1 \pi}{\sqrt{2} \tau} N_1 k_{\omega 1} \Phi I_2' \cos \Psi_2 \quad (112)$$



Şekil 32. DHAM'lerin hız kontrolü:

- V_1 gerilimi sabit, f frekansı değişken,
- f frekansı sabit, V_1 gerilim değişken,
- $V_1/f = \text{sabit}$, $F_r = \text{itme oranı}$, $F_{\text{max}} = \text{maksimum itme}$, $v_s = \text{senkron hız}$

Φ , I_2' ve $\cos\psi_2$ sabit ise F de sabittir. sE_1 ve I_2' arasındaki ψ_2 açısı yaklaşık sabittir.

$$\tan \Psi_2 = \frac{X_2'(s)}{R_2'(s)} \quad (113)$$

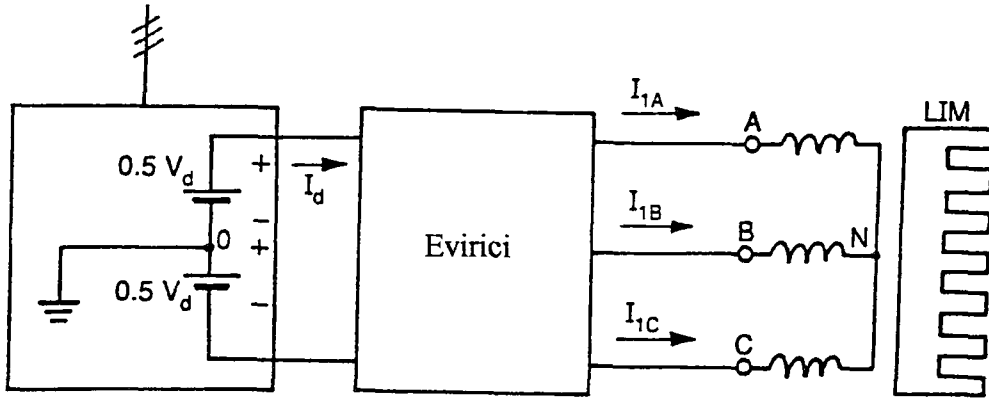
f artışı kadar, sf azalması için s -kayması ve I_ϕ sabit magnetik akısı da artacaktır. V_1 sabit tutularak f giriş frekansını arttırmak DHAM hızını arttırabilir. (111) eşitliğine göre ϕ akısı f -frekansıyla ters orantılıdır. I_2' ve ψ_2 sabit olduğunda elektromagnetik itme frekans ile ters orantılıdır. V_1 ve s sabit ise sekonder akımı I_2' de yaklaşık olarak sabittir. s -sabit olsa bile frekans arttığından kayma frekansı sf de artar. ϕ -azaldığında magnetik akı ve I_ϕ azalır. Mekanik güç $P_m = Fv$ sabit tutulabilir. U_ϕ ve yan etkiler dikkate alındığında F =sabit için f 'deki azalma ani kuvveti arttırır. Buna ilave olarak P_{elm} =sabit için frekans artışı ile ani itme azalacaktır.

Evirici beslemeli DHAM'lerde diğer bir problem de büyük hava aralıklarıdır. Çünkü dönen motorlara göre en az beş kat daha büyüktür. Bu yüzden akımların etkisi büyüktür. Kısmen de olsa büyük uyarma akımı, primer empedans Z_1' de büyük gerilim düşümüne neden olur. Bu etki ve magnetik doymaya bağlı reaktanslar (111) eşitliğine göre dönen asenkron motorlara göre daha fazla etkilidir. Evirici beslemeli DHAM'lerin elektromagnetik frenlenmesi DA hareket akımının yönü değiştirilerek sağlanır. [1],[23].

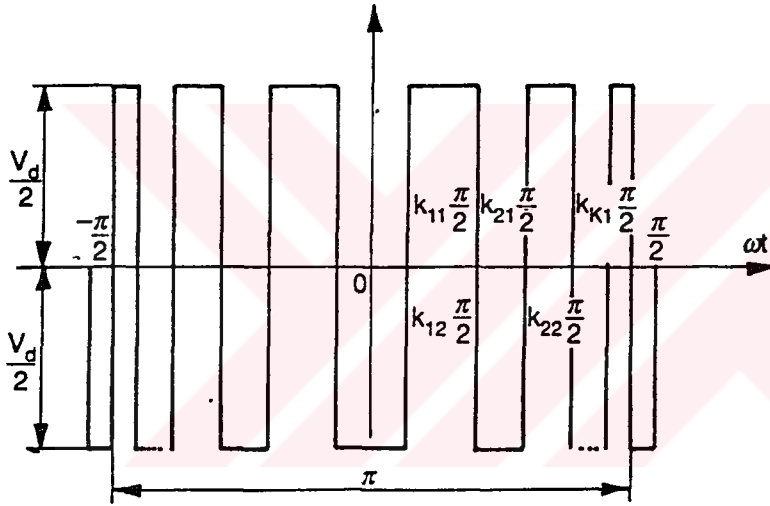
1.10.3. EVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİ

Eviricinin çıkış faz gerilimi DA ekseninde aşağıda Fourier serileri kullanılarak tanımlanır

$$\begin{aligned} v_{1A0} &= \sum_{n=1,3,5}^{\infty} V_{mn} \cos(n\omega t) \\ v_{1B0} &= \sum_{n=1,3,5}^{\infty} V_{mn} \cos[n(\omega t - 120^\circ)] \\ v_{1C0} &= \sum_{n=1,3,5}^{\infty} V_{mn} \cos[n(\omega t + 120^\circ)] \end{aligned} \quad (114)$$



Şekil 33. Üç fazlı evirici beslemeli DHAM'lerin güç devresi



Şekil 34. Yarı köprü eviricinin çıkış gerilimi PWM dalga şekli

Burada $\omega = 2\pi f$, giriş açısal frekansı, n ise zaman harmoniğinin numarasıdır. Fourier seri katsayılarıyla açıklanan V_{mn} genliği

i) Yarı köprü inverter kare dalga gerilimi için

$$V_{mn} = \frac{2V_d}{n\pi} \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) = V_d c \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \quad (115)$$

ii) Yarım köprü inverterin PWM dalga şekli için;

$$V_{mn} = \frac{2V_d}{n\pi} \left\{ 2 \sum_{i=1}^K \left[\sin(nk_{i2} \frac{\pi}{2}) - \sin(nk_{i1} \frac{\pi}{2}) \right] - \sin(nk_{K2} \frac{\pi}{2}) \right\} \quad (116)$$

ifadeleri geçerlidir. Burada K, çeyrek periyot başına darbe sayısıdır. Şayet K=1, $k_{i1}=k_{i1}=0$, ve $k_{i2}=k_{i2}=1$ (kare dalga) ise (116) eşitliği (115) eşitliğine benzer hale gelir.

Hat gerilimleri aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$\begin{aligned} v_{1AB} &= v_{1A0} - v_{1B0} = \sqrt{3} \{ V_{m1} \cos(\omega t + 30^\circ) - \sum_{n=5,7,11}^{\infty} V_{mn} \cos[n(\omega t + 30^\circ)] \} \\ v_{1BC} &= v_{1B0} - v_{1C0} = \sqrt{3} \{ V_{m1} \cos(\omega t - 90^\circ) - \sum_{n=5,7,11}^{\infty} V_{mn} \cos[n(\omega t - 90^\circ)] \} \\ v_{1CA} &= v_{1C0} - v_{1A0} = \sqrt{3} \{ V_{m1} \cos(\omega t + 150^\circ) - \sum_{n=5,7,11}^{\infty} V_{mn} \cos[n(\omega t + 150^\circ)] \} \end{aligned} \quad (117)$$

v_{1AB} , v_{1BC} , v_{1CA} hat gerilim dalgaları tek harmonikleri içermektedir. $n=6k \pm 1$, $k=0,1,2,3,\dots$ üçüncü faz harmonikleri yoktur. 120° faz farklı ana harmonik gerilimleri dengelidir. Yük üçgen bağlı ise faz ve hat gerilimleri aynıdır ve (117) eşitliğinde verilmiştir. Üç katlı harmoniklerin bulunmamasından dolayı üçgen bağlı bir yükte içeride sirkülasyon akımları bulunmaz. Nötrü izole edilmiş Y-bağlı bir yük için faz gerilimleri aşağıda verilmektedir:

$$\begin{aligned} v_{1AN} &= v_{1A0} - v_{1N0} = \sum_{n=1,5,7}^{\infty} V_{mn} \cos(n\omega t) \\ v_{1BN} &= v_{1B0} - v_{1N0} = \sum_{n=1,5,7}^{\infty} V_{mn} \cos[n(\omega t - 120^\circ)] \\ v_{1CN} &= v_{1C0} - v_{1N0} = \sum_{n=1,5,7}^{\infty} V_{mn} \cos[n(\omega t + 120^\circ)] \end{aligned} \quad (118)$$

Dengeli üç fazlı kaynak için,

$$v_{N0} = \frac{1}{3} (v_{1A0} + v_{1B0} + v_{1C0}) = \sum_{n=3,9,15}^{\infty} V_{mn} \cos(n\omega t) \quad (119)$$

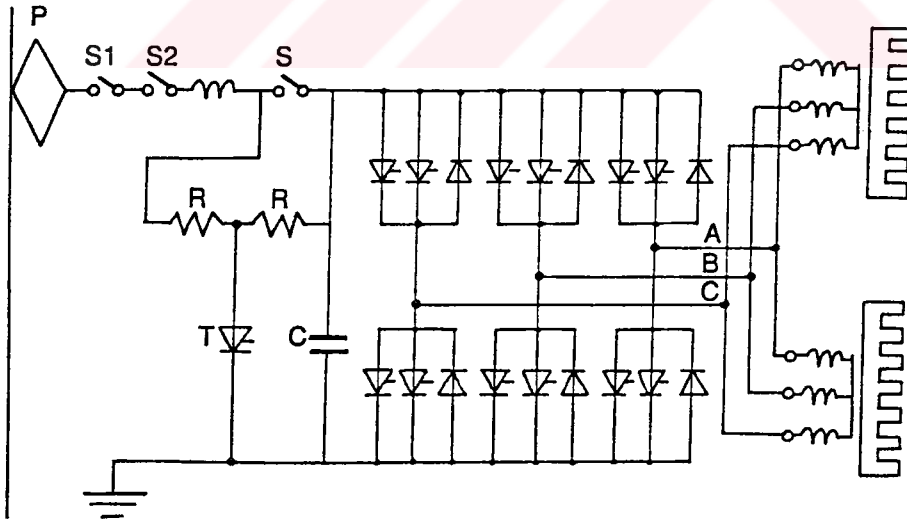
$$v_{1AN} + v_{1BN} + v_{1CN} = 0 \quad (120)$$

Yıldız bağlı yükün faz gerilimleri (118) ile üçüncü harmonikleri çıkarılmış olan evirici çıkış faz gerilimleri benzerdir (114). Dalga formu, anahtarlama ve devre şekli tarafından belirlenir. Yük durumu dalga şeklini etkilemez. Y-bağlı motora ait (118) eşitliği, Δ -bağlı motora ait (117) eşitliği stator sargılarındaki ani faz gerilimlerin verir [1].

1.10.4. DEĞİŞKEN HIZ SÜRÜCÜLERİ

Ayarlanabilir VSI sürücülerini ile, DHAM'nin geri beslemesiz hız kontrolü yapılabilir. Eviricinin çıkış frekansı, referans sinyali tarafından kontrol edilir. Giriş hız değerini, davranışı korumak için değiştirmek gerekir. İstenen kontrol girişleri, analog bileşenler tarafından PWM denetleyiciye uygulanabilir. Hızın doğruluğunu korumak için akım ve gerilim geri beslemesi kullanılabilir.

JLMDR=Japon Linear Motor Sürücü (Driven) Raylı taşımacılığı trenin protatip bir hareketi için bir VSI ile DHAM'lerde kullanılan güç devresi gösterilmektedir. Yarı iletken sürücülerde, GTO tristörleride kullanılır. T-tristörü frenleme anında DA gerilimlerdeki aşırı artışlara karşı sistemi korur. Evirici gerilimi, PWM kontrollüdür.

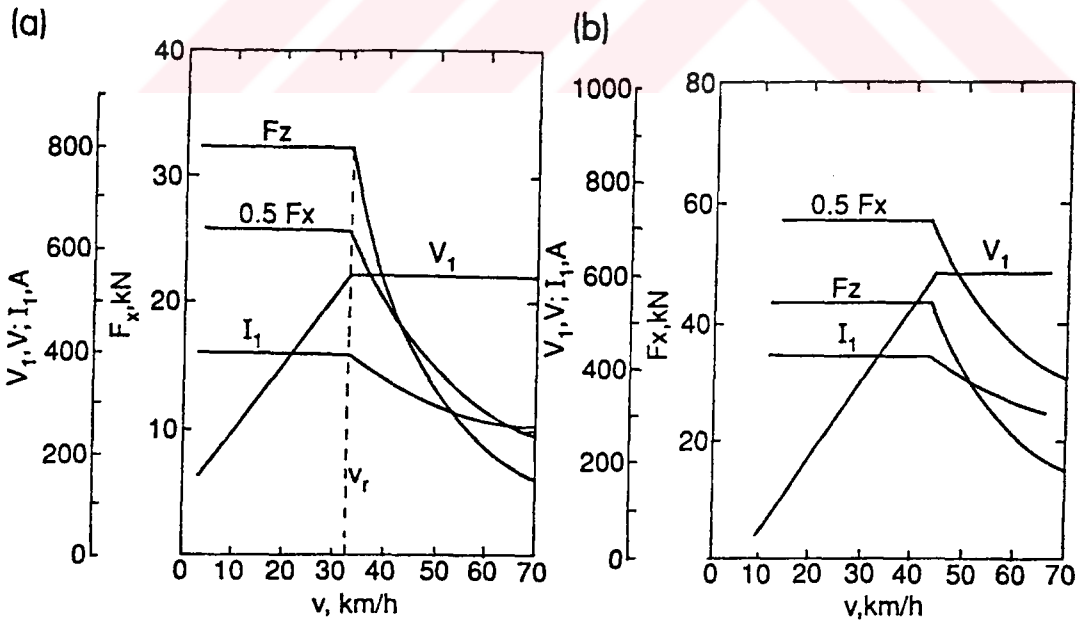


Şekil 35. JLMDR sürücüsünün güç devresi: P-pantograf, S1-ayırma anahtarı, S2-fren hattı, S-hızlı fren devresi, R-fren dağılımı için direnç

DHAM'lerin hızı, değişken frekans ve değişken gerilim (VVVF) ile kontrol edilir. Eviricinin DA gerilim ortalama değeri 750 V , maksimum görünür güç 650 kVA, frekansın kontrolü ise (2-45) Hz arasındadır. 70 kW, 550 V, 275 A ve 20 Hz değerlerinde tek yanlı DHAM'yi bir evirici devresi besleyebilir. Senkron hız ise 38,9 km/h'dır. Giriş akımındaki dalgalanmaları azaltmak için bir LC süzgeci ile evirici geliştirilir ($L=8\text{mH}$, $C=6\text{nF}$, rezonans frekansı $\cong 23$ Hz) [1].

Sürücünün yeteneği ve karakteristiği şekil 35'de gösterilmiştir. Tek yanlı bir DHAM ile sürücünün normal çekme kuvveti F_z arasında bir problem sürekli vardır. Bu kuvvet, sürücüde ek sınırlamalar ortaya çıkarır. Bu yüzden gerilim izin verilen maksimum değeri aştığında kayma sabit tutulmalıdır

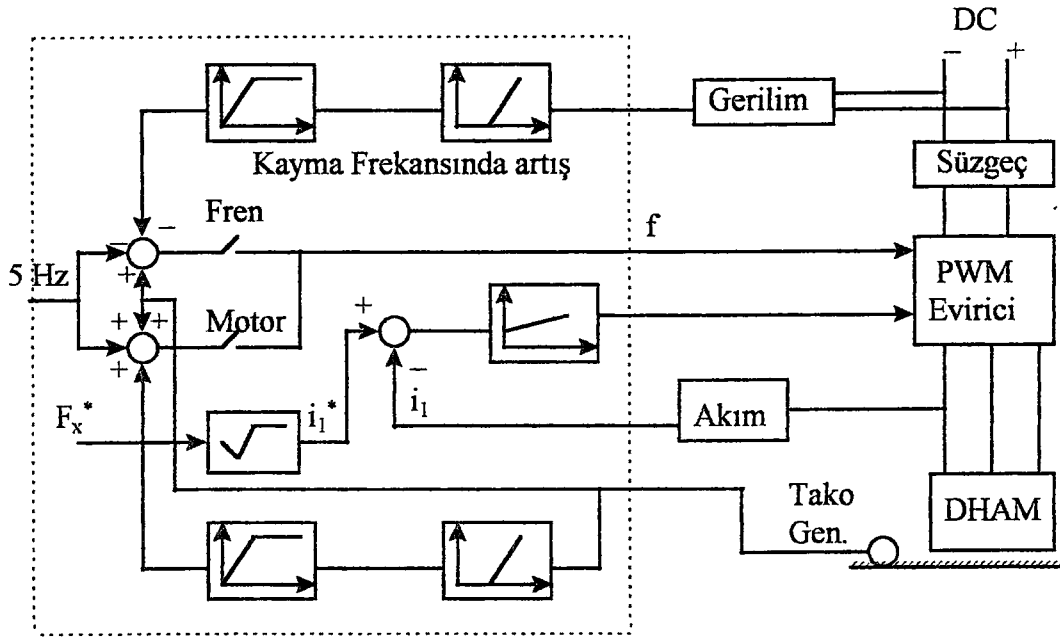
DHAM taşıma araçları için kayma kontrolünün basit metodu Wallace, Parker ve Dawson tarafından verilmektedir. İtme kuvveti limiti, normal çalışmada 25 kN'dur. Bu arıza durumunda bir anda 90 kN olabilir. Aşırı normal kuvvetten dolayı ($F_z > 25$) küçük hızlar için itme darbelerine (pik) izin verilmez. Motorlar için 12 m/s'ye kadar $sf=5$ Hz



Şekil 36. VSI beslemeli JLMDR DHAM'lerinin eğrileri.

(a) motor çalışma, (b) generatör çalışma.

uygun bir değer olarak hesaba katılır. 20 m/s hariç aşırı gerilime ihtiyaç vardır [1].



Şekil 37. ICTS sürücü için basitleştirilmiş kontrol blok şeması.

Basitleştirilmiş bir kontrol diyagramı şekil 37’de gösterilmektedir. Eş zamanlı trenlerin otomatik kontrol sistemli devrede çalışması için kontrol şemaları mevcuttur [1].

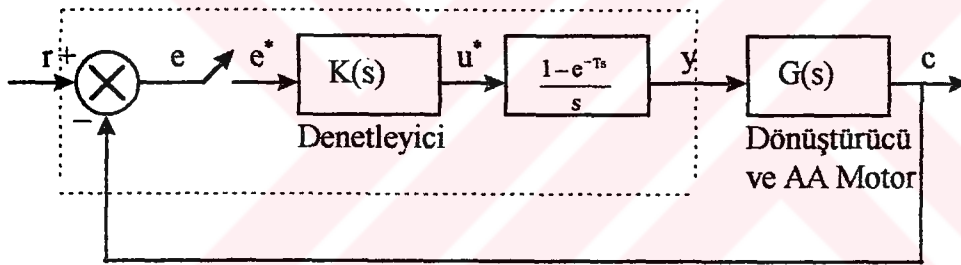
1.10.5. SAYISAL KONTROL SİSTEMLERİ

Bilinen analog kontrol döngülerinde bütün sinyaller zamanın sürekli fonksiyonlarıdır. Sayısal bir kontrol sistemi ayrık sinyalleri içeren “örneklenmiş-veri kontrol sistemi” dir. Kontrol edilen değişken, analog sistemdeki gibi ölçülür ve önceden belirlendiği bir frekansa örneklendiği bir “analog-sayısal bir dönüştürücü“ ye sürekli bir elektrik sinyali uygulanır. Böylece üretilen ayrık sinyalin değeri bu anda hatayı üretmek için belirli ayar noktasının ayrık formu ile karşılaştırılır. Kontrolü temsil eden uygun bir bilgisayar programının işletilmesi ile ayrık kontrolün çıkışı sağlanır. Ayrık sinyal sonra sürekli elektrik sinyaline dönüştürülür ve bu sinyal son kontrol elemanına uygulanır. Bu

kontrol stratejisi bazı önceden belirlenmiş frekanslarda tekrarlanır ve kapalı döngü bilgisayar kontrolü elde edilir.

Sayısal bilgisayarla analog kontrollerin yerini geleneksel kontrol sistemleri alır. Örneğin şekil 36'daki arızalı hat, bir bilgisayar ve yazılım (kontrol algoritması) tarafından yeniden yerleştirilebilen bileşenleri ayırır. Yazılım ile kontrol algoritmaları temsil edildiğinde, donanım etkisi olmadan sayısal kontrol sistemi esnek olabilir. Bu durumda çoğu kontrol sistemi stratejisi ve ihtiyaçlarını karşılayabilir. Bir bilgisayarın programı yerleştirmesi, örneğin bir PID denetleyici, bir "konum" veya "hız kontrol" algoritmasını ifade eder.

Asenkron motoru sabit bir hızda tutmak için basit bir "kapalı döngü sayısal kontrol sistemi" şekil 37'de gösterilmektedir. Hız kontrol programının koşılması boyunca kullanıcı bir "r" ayar noktası belirtir. Arabirim kartı dönüştürücü üzerindeki kontrol gerilimini "y" gerilimine ayarlayacaktır. Hız ölçüm deneyi o zaman volt cinsinden ilgili hızı bilgisayara geri besleyecektir.



Şekil 38. Kapalı döngü sayısal kontrol sistemi

Ayar noktası ve asıl hız değeri karşılaştırılır ve kontrol programı içerisindeki denetleyici tarafından hata izlenir. Denetleyici tarafından izlenen y sinyali o zaman statik dönüştürücüye gönderilir. Ayar noktasındaki adım değişimine hız tepkisini test ederek sistem denklemini belirlenebilir. Tepki hızı bu amaçla yazılıp bir "açık döngü" programının yardımıyla elde edilebilir. Salınım olmaksızın sürekli durum için hız arttığından açık döngü sistemi birinci mertebeden denklem ile şu şekilde tanımlanır;

$$G(s) = \frac{K}{1 + sT} \quad (121)$$

Burada K kazanç, T sistem tepkisinin zaman sabitidir.

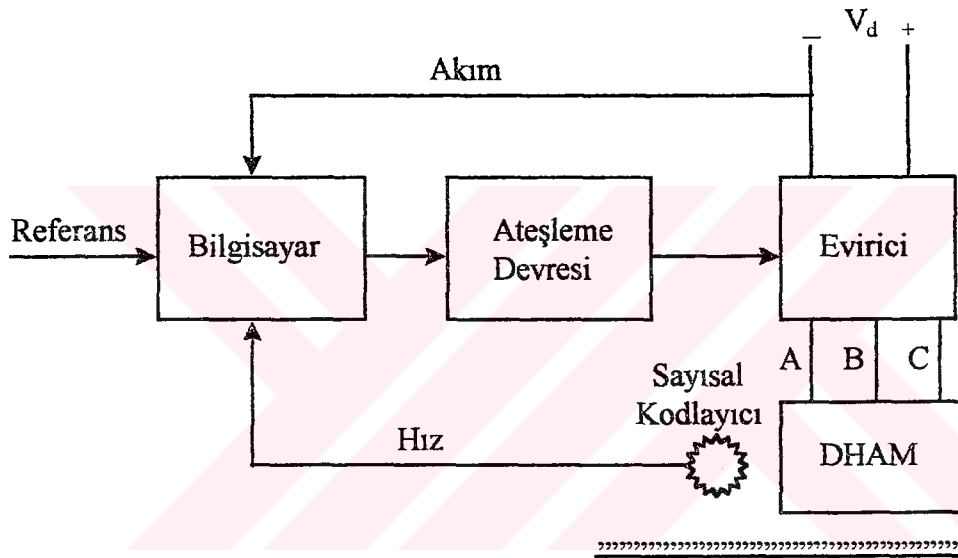
Oransal+Integral (PI) denetleyiciye bilgisayar yazılımı ile örnekleme yapılır. Denetleyicinin geçiş fonksiyonu ise şöyle olur:

$$K(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (122)$$

Burada K_p oransal kazanç ve K_i integral kazancıdır. Denetleyici, sistemi sürekli bir yöntemle kontrol eder ve bir adım girişi sonrasında kendi ayar noktasına erişir. Böylece geçiş fonksiyonu örnekleme şöyle olur:

$$H(s) = \frac{1 - e^{-T_c s}}{s} \quad (123)$$

Burada T_c bilgisayarın örnekleme periyodudur.



Şekil 39. Evirici beslemeli DHAM için sayısal kontrol sistemi

Dönüştürücü veya diğer bir ifade ile çeviricinin Z dönüşümü şöyle olur;

$$KH(z) = Z[K(s)H(s)] = \frac{K_p z - (K_p - T_c K_i)}{z - 1} \quad (124)$$

1.10.6. VEKTÖR KONTROL

“Vektör kontrol” veya “alan yönlendirmeli kontrol”ün amacı AA motoru uyartım akımını ve kuvvet (moment) üretim akımını ayrı ayrı kontrol etmek için ele alınan elemanı şönt motor gibi sürmektir. Asenkron motorun giriş akımları hız regülatörü ile

elektromagnetik bir moment (kuvvet) sağlamalıdır. Vektör kontrol kavramı aşağıdaki gibi bir uzay akım vektörü kullanır;

$$i_1 = \frac{2}{3}[i_A(t) + ai_B(t) + a^2i_C(t)] \quad (125)$$

Burada $i_A(t)$, $i_B(t)$ ve $i_C(t)$ ani faz akımlarıdır. Rotor manyetik akısı ile eş zamanlı olarak düşen bir x-y referans çerçevesinde, uzay vektörü i_1 karşılıklı, birbirine dik iki i_x ve i_y bileşenine sahiptir. Rotor manyetik akısının stator akısı ile aynı hız ve aynı yönde döndüğüne dikkat etmek gerekir. Karşılıklı manyetik akı i_x ile, elektromagnetik moment (kuvvet) ise i_y ile orantılıdır. DA motorundaki i_x uyartım akımına ve i_y 'de endüvi akımına karşılık düşer. Uzay akım vektörü bileşenleri i_x ve i_y hareketsiz primer sistem için sabit α - β referans eksenlerine (i_x ve i_y bileşenleri) dönüştürülebilir. Basitleştirmek için, rotor sargısı için $R_2'(s) = R_{2cag}' = \text{sabit}$ olduğunu varsaydığımızda rotor mıknatıslanma akımı uzay vektörü i_x 'in hızı $\omega_m + (s\omega)^*$ 'dir. Burada ω_m bir tako jeneratörle ölçülen açısız hız ve $(s\omega)^* = (R_{2cag}' / L_2')(i_y^* / i_x^*)$ kayma açısız frekansının referans değeridir. (*) işareti ayar değerleri belirtir. Sekonder mıknatıslanma akımının (i_x ile i_y arasında) uzay açısı

$$\rho = \int [\omega_m + (s\omega)^*] dt = \int \left[\omega_m + \frac{R_{2cag}' i_y^*}{L_2' i_x^*} \right] dt \quad (126)$$

Sekonder direnç R_2' , sekonder kaçak endüktansı L_2' 'nin sabit olduğu farz edilir. Bu parametrelerin sadece yaklaşık olarak sabit olduğuna, ayrıca R_2' kafes ve L_2' 'nin deri etkisi ve L_2' 'nin ayrıca manyetik doymaya bağımlı olduğuna dikkat etmek gerekir.

Vektör kontrolün doğrudan ve dolaylı yöntemleri vardır. Doğrudan yöntemlerde manyetik akı algılayıcı motor içindedir. Dolaylı yöntemlerde, primer akımının büyüklüğü ile, frekans ve faz kontrol edilebilir.

Bu faktörlerle PWM, VSI-beslemeli, akım denetlemeli bir asenkron motorun dolaylı kontrolü yapılabilir. Çünkü vektör kontrol kavramı motorun matematiksel modelini kullanır. Motor parametreleri "vektör denetleyici" tarafından teşhis edilmelidir.

Vektör kontrollü asenkron motorları aslında "sayısal sinyal işlemcileri" nin son zamanlardaki elverişliliği dolayısıyla kullanılan bir "servo sürücü" dür. Motorun ürettiği kuvvet (moment), tüm hızlarda bu sürücülerin konum kontrolünde kullanıldığından salınımsız bir şekilde doğru ve hızlı bir tepki vermelidir. Vektör kontrol kullanarak sabit magnetik akı bölgesinde asenkron motoru kontrol etmek çok kolaydır.

Değişken frekans ile kontrol edilen tristörlü evirici devrelerinin basit bir hız kontrolü şu nedenlerle tatmin edici değildir:

i) İtme kuvvetini yönlendirmek için ihtiyaç duyulan faz sargıları anahtarlamasının geçiş zamanı,

ii) İtme kuvveti ve gerilim arasındaki doğrusal olmayan ilişki kayma frekansı ayarı ile vektör kontrolü, itmenin doğrusallığını ve hızın tepkisini sağlar.

Yıldız bağlı üç fazlı şu direnç ve endüktanslara sahiptir: $R1=0.9282\Omega$, maksimum yer değiştirme 3.6 m ve ani hızı 2.2 m/s'dir. Dönen çark (katlayıcı) (2000 darbe/devir) hız algılayıcısı için kullanılır. Katlayıcı, hareketli tepki rayı ile kaymayan kontaktaki bir temas silindirin dişliler yoluyla mekanik olarak bağlanır.

Kalman süzgeci (devrenin tahmin edicisi) kullanılarak dolaylı algılama da sağlanabilir. Kalman filtresi gürültülü ortamdaki doğrusal sistemlerin, bilinmeyen durumlarının saptanması için tekrarlamalı en uygun bir doğrusal süzgeç özelliğindedir.

1.11. BULANIK MANTIK

Bilindiği gibi elektrik makine kontrolü, kullanılan kontrol yöntemi ve makine tipine göre bazı sorunlara sahiptir. Bunların başında, kontrolü yapılacak makinenin uygun bir matematiksel modelinin çıkarılmasıdır. Basit modeller makine çalışmasını tam olarak yansıtmamakta ve kontrol işleminin yeteri kadar hassaslığını etkilemektedirler. Karışık ve ayrıntılı modeller ise çözümün zorlaşmasına neden olurlar. Özellikle AA makinelerinde, sistem çok parametrelidir ve yüksek derecede doğrusal olmayan bir özelliğe sahiptir. Bu yüzden makinelerin uygun modellenmesi başlı başına bir problemdir. Bulanık mantık bu tip sorunlara uygun çözümler getirir. Parametre değişimlerinden etkilenmez, kontrol işlemini hızlandırır. Bulanık kontrol işleminde çıkış, bir koşullu önerme şeklinde ortaya çıkar. En önemli sorun uygun üyelik fonksiyonlarının çıkarılması ve yetkin bir kural tablosunun hazırlanmasıdır. Bu işlemler bir uzman tarafından sistem gözlenerek yapılır. Ancak daha hızlı ve akıllı bilgisayarlarla sistemin hatalardan hareketle kendi üyelik fonksiyonlarını ve kural tablosunu oluşturmasıyla gerçek bir uzman sistem elde edilebilir [15].

1.11.1. DHAM'NİN BULANIK KONTROLÜ

DHAM, doğrusal olmayan çalışma noktasına bağlı olarak değişen bazı parametreleri olan çok değişkenli bir sistemdir. Diğer başka parametrelerde sıcaklıkla değişir. Motoru besleyen eviricide, anahtarlama durumları rastlantı davranışa ve ölü zamanlara neden olduğundan, sisteme ayrı bir karmaşıklık katar. Momenti (itmeyi) ya da akıyı doğrudan kontrol yöntemleri, her iki değişkenin kontrolünün birbirini etkilemesi sonucunu doğurur. Eğer açılıp kapanan iki denetleyici kullanılırsa, belli bir toleransla kontrol etkileri kesin bir şekilde ayrılır. Bu yüzden geliştirilecek yeni bir kontrol biçimi aşağıdaki özellikleri içermektedir:

- i) Yüksek güçlü AC sürücü sistemlerinde güç elektroniğini daha etkin kullanmak için sabit bir anahtarlama frekansı ile çalışmak,
- ii) Kontrol değişkenlerinin darbe frekansı ile işlenen işaretin örnekleme frekansının eş zamanlı olması,
- iii) Kontrolörleri açıp kapamadan tüm hız bölgesinde işaret işlemeyi birleştirmek,
- iv) Kontrol işlemlerinin değişik etkilenmeleri yumuşak tepki vermesi ve iki ya da daha çok düzeyli kontrolörlerinin iyi bilinen açma kapama karakteristiklerinden kaçınmak [16].

Son yıllarda vektör kontrol yöntemleri, kontrol algoritmalarını basitleştirmiş ve hızlı moment veya itme kuvveti cevabı gereken uygulamalarda (taşıt gibi) asenkron motorun kullanılabilmesini sağlamaktadır. Bilinen PID denetleyicilerin kullanılması, yüksek performanslı bir AA servo tasarımını zor ve karmaşık bir hale sokar. Bazı araştırmacılar bu sorunu çözmek için bir mikro işlemci ya da Digital Signal Processing (DSP) kullanılması için çalışmaktadırlar. Ancak bu işlemciler pratik uygulamalar için çok pahalıdır [15].

Asenkron motorların denetim problemlerine cevap, bulanık mantıktan gelmiştir. Bunun nedeni asenkron motorda en büyük problem karmaşık model ve parametre değişimleri iken, bulanık kontrolörlerin dinamik model gerektirmemeleri ve parametre değişiminden etkilenmemeleridir. Bulanık mantık örneğin, en avantajlı gerilim fazörünü ve darbe zamanlarını seçerek motor momentini ve stator akı büyüklüğünü düzenler.

Bulanıklaştırma, çeşitli mantıksal işlemler ve durulaştırma kontrol hareketleridir. Çıkış gerilim fazörleridir. Durulaştırmadan sonra seçilen gerilimlerin darbe zamanları oluşturulur ve evirici için sürücü sinyalleri oluşturulur. Kuvvet ve hız kontrol değişkenleri, ölçülen stator akımı, stator gerilimi ve frekans değerlerinden sistem modeliyle hesaplanır. Hız ve moment hataları bulanıklaştırılır ve kural tablosuna göre değerlendirilir. Durulaştırma sonucunda güç elektroniği devresine gereken gerilim komutu iletilir.

Kimi zaman yalnızca bir değişken bulanıklaştırılır. Mesela, yalnızca akım döngüsündeki akı hatası bulanıklaştırılarak kontrol yapılabilir. Ya da eviriciye uygulanan anahtarlama durumları bulanıklaştırılarak, gerilim (PWM) ayarlanabilir. Kontrolde belirsizlik oluşturan büyüklüğün bulanıklaştırılması, bu belirsizliğin en hızlı biçimde çözümünü sağlar [17],[18].

DHAM kontrolünde en etkili bulanık mantık uygulamalarından biri, vektör kontrol biçimi olan, doğrudan kendini kontrol (Direct Self Control-DSC) yönetimdeki değişikliklerin işlenmesinde kullanılmasıdır. DSC yönetiminde, vektör kontrol hesaplarında yalnızca stator direnci kullanılır. Böylece denetleyici diğer parametre değişimlerine karşı daha az duyarlıdır. Buna karşın bazı sakıncaları vardır. DSC ile kontrol edilen DHAM, kalkış süresince ve moment komutunun değişimi altında yavaş bir cevap verir. Bulanık mantıkla birlikte kullanılması bu problemlerin en aza indirgenmesini sağlamıştır[19].

Bulanık mantık denetleyici, bir grup bulanık değişkene uyarlanmış anahtarlama durumlarını seçer. Akı konumu, akı büyüklüğündeki hata ve momentteki hata da bulanık değişkenler olarak isimlendirilir.

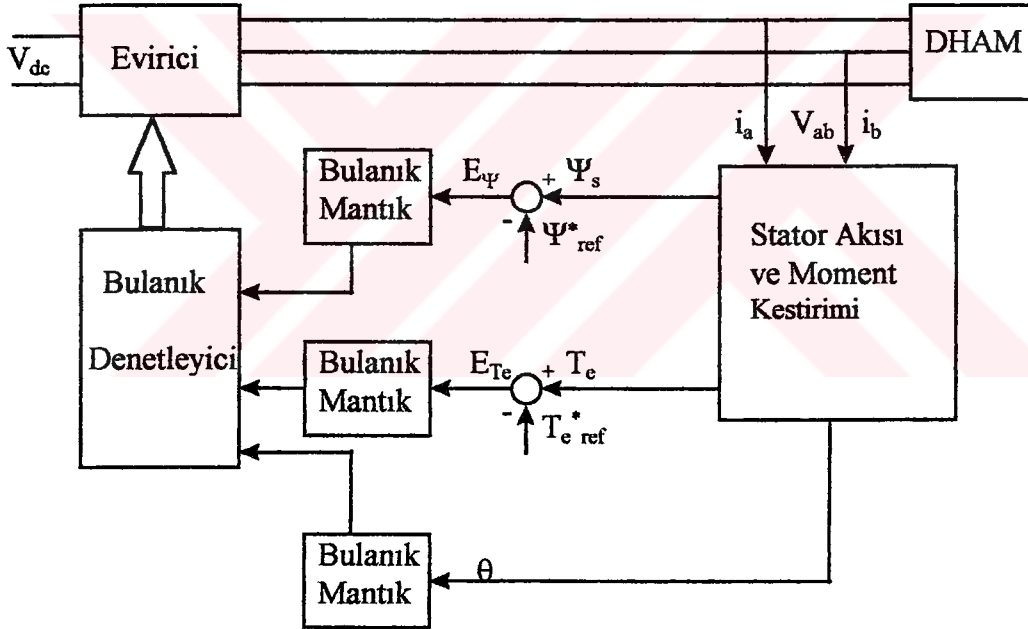
Bulanık kurallar akı ve akımların vektör diyagramları izlenerek üretilir. Düşük hızlarda DSC'nin çalışması, stator direncindeki değişimin akı ölçümlerine etkisi yüzünden değişmeye başlar. Düşük hızlarda sistem davranışını geliştirmek için stator direncindeki değişimden kaynaklanan hatayı yok eden bir bulanık direnç tahmincisi kullanılır.

Akı ve moment komutunun sabit olduğu durumda DHAM'nin stator direncindeki herhangi bir değişim stator akımında bir hata oluşmasına yol açar. Bulanık direnç

tahmincisi bu hatadan yararlanarak kullandığı stator direnci değeriyle gerçek stator direnç değerini eşitler.

DSC, anahtarlama durumlarını belirlemek için moment ve akı hatalarını kullanır. Hatalar çok büyük ya da çok küçük olabilirler. “çok büyük” ve “çok küçük” terimleri göreceli ve bulanık kavramlardır. Böylelikle bir bulanık denetleyicinin kullanılması için ortam doğmuştur. Denetleyici, otomatik kontrol stratejisi içinde uzman bilgilere dayanarak bir dizi dilsel kural işlem haline getirir. Bu tip denetleyiciler özellikle belirsiz bilgi işlemede genel denetleyicilere göre çok üstün davranış sergilemektedirler. Şekil 40’da DSC yöntemiyle bulanık olarak kontrol edilen DHAM’nin ilke şeması verilmiştir.

Sabit moment ve akı kontrolü sağlamak için bulanık kontrolör, üç bulanık durum değişkeni ve bir kontrol değişkeni işleyecek biçimde tasarlanır. Her değişken bulanık alt kümelere bölünür. Her bir değişkenin bulanık alt küme sayısı en büyük kontrol işlemi ve en küçük kural sayısını sağlayacak şekilde seçilir.



Şekil 40. DSC ile sürülen DHAM’nin bulanık mantıkla kontrolü

İlk değişken tahmin edilen stator akı büyüklüğü Ψ_s^* ile stator akı referans veya ayar değeri Ψ_s arasındaki farktır.

$$E_{\Psi} = \Psi_s^* - |\Psi_s| \quad (127)$$

Burada E_ψ akı hatasıdır. Gerçek stator akısı sabit eksen takımındaki gerilim ve akı bilgisinden hesaplanır.

$$\Psi_{ds} = \int (V_{ds} - i_{ds}r_s)dt \quad (128)$$

$$\Psi_{qs} = \int (V_{qs} - i_{qs}r_s)dt \quad (129)$$

$$|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_{qs}^2 + \Psi_{ds}^2} \quad (130)$$

1.11.2. BULANIK KÜME VE BULANIK MANTIK TEORİSİ

Bulanık küme teorisi ilk olarak L.A. ZADEH tarafından ortaya atılmıştır. Bu teoriye göre, bir bulanık küme, nesnelere üyelik dereceleri ile birlikte içerir. Öyle ki bir küme, her bir nesneyi 0 ile 1 arasındaki bir üyelik derecesine ayıran bir üyelik fonksiyonu tarafından karakterize edilmiştir.

Klasik küme anlayışında, bir nesnenin bir kümeyle üyelik ilişkisi ya 0 ya da 1'dir. Bir nesne herhangi bir kümenin ya elemanıdır ya da değildir. Klasik küme anlayışındaki bu keskin ifade etmeye karşın, bulanık küme anlayışında bir nesnenin bir bulanık kümeyle 0 ile 1 değerleri arasında üyelik ilişkisi yapılarak belirsizlik kavramına yeni bir bakış açısı getirilir.

Bulanık küme ve elemanları arasındaki üyelik ilişkilerini tanımlamak için kullanılan notasyonlar ve bunların işlevleri şu şekilde gösterilir:

U evrensel kümesinin bir bulanık alt kümesi olan A kümesi,

$$\mu_A: U \rightarrow [0,1] \quad (131)$$

olarak gösterilen bir üyelik fonksiyonu tarafından karakterize edilebilir. Bu gösterim tarzında U evrensel kümesinin her bir x elemanı A kümesi içindeki üyelik değeri $\mu_A(x)$ ile gösterilir ve [0,1] aralığında değer alabilir. Bir bulanık küme için:

$$A = \mu / x \quad (132)$$

yazılabilir. Burada μ , A bulanık kümesi içerisindeki x elemanının üyelik derecesidir.

A ise bulanık kümeye dahil olan sonlu sayıdaki elemanların kümesi:

$$A = \mu_1 / x_1 + \dots + \mu_n / x_n \quad (133)$$

ya da

$$A = \sum_{i=1}^n \mu_i / x_i \quad (134)$$

olarak gösterilir. Burada kullanılan (+), aritmetik bir operatör olarak değil, A bulanık kümesinin tanımında eleman çiftlerinin ve üyelik derecelerinin topluca ifade edilmeleri için kullanılır [20].

Bulanık kümeler arasındaki ilişkiler şu şekilde tanımlanır:

A ve B, U evrensel kümesi içerisindeki iki bulanık küme ve μ_A ve μ_B bu kümelerin üyelik fonksiyonları olsun.

Birleşim Özelliği: A ile B bulanık kümelerinin birleşimi $A \cup B$ ile gösterilir ve üyelik fonksiyonları açısından:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (135)$$

olarak tanımlanır. Bu gösterim aynı nesne için her iki küme içindeki en büyük üyelik değerinin seçilmesi anlamında kullanılır.

Kesişim Özelliği: A ile B bulanık kümelerinin kesişimi $A \cap B$ ile gösterilir ve üyelik fonksiyonları açısından:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (136)$$

olarak tanımlanır. Bu gösterim aynı nesne için her iki küme içindeki en küçük üyelik değerinin seçilmesi anlamında kullanılır.

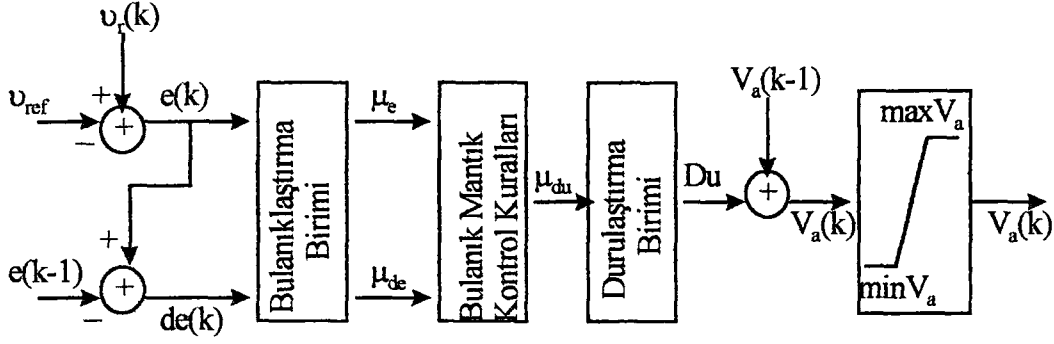
Tümleyen Özelliği: A bulanık kümesinin tümleyeni:

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (137)$$

olarak tanımlanır [21].

1.11.3. BULANIK MANTIK KONTROL ALGORİTMASI

Bulanık küme teorisinin, kontrol işlemlerinde kullanılması ilk defa E.H. Mamdani ve S. Assilian tarafından yapılmıştır. Bulanık mantık teorisiyle sistemlerin kontrol edilmesine ilişkin blok diyagramları şekil 41'de gösterilmektedir [20].



Şekil 41. Bulanık mantık kontrol algoritması blok diyagramı

Şekilde görülen “e”, hata olarak adlandırılır ve kontrol edilen büyüklük ile referans büyüklüğü arasındaki farka eşittir:

$$e = (v_r(k) - v_{ref}) \quad (138)$$

Elde edilen “e” (hata)’nın [-1:1] aralığında normal hale getirilmesi için:

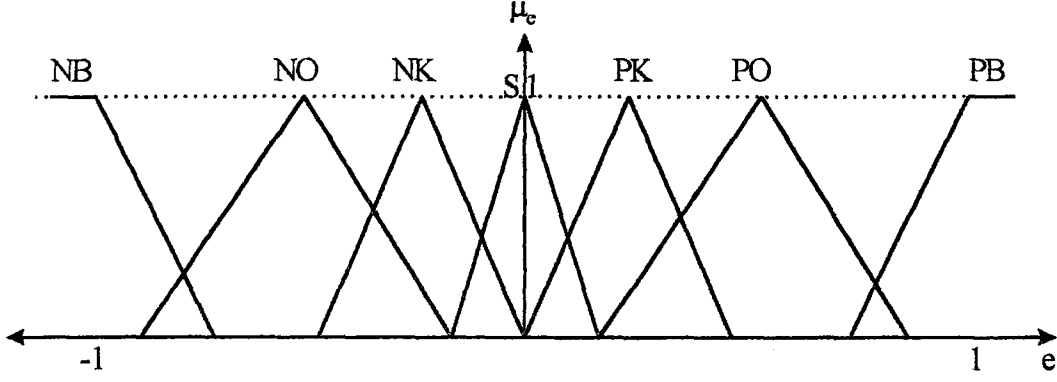
$$e = (v_r - v_{ref}) / v_{ref} \quad (139)$$

tanımlanabilir. Şekilde görülen “de” ise hatanın değişimi olarak adlandırılır ve hatanın son değeri ile bir önceki adımda hesaplanan değeri arasındaki farka eşittir:

$$de = e(k) - e(k-1) \quad (140)$$

Elde edilen “e” ve “de” değerlerinin Bulanıklaştırma biriminde daha önceden tanımlanmış olan bulanık kümelerdeki üyelik değerleri belirlenir. Bulanık kümeleri temsil eden üyelik fonksiyonlarının oluşturulması için herhangi bir kural yoktur. Sinüzoidal, trapez veya benzeri üyelik fonksiyonları kontrol edilen büyüklüğün değişimine bağlı olarak tarif edilebilir [20].

Sistemin kontrol edilen büyüklüğünün, aldığı değerlere göre birden fazla üyelik fonksiyonunun tanımlanması da mümkündür. Her üyelik fonksiyonu, negatif büyük (NB), negatif orta (NO), negatif küçük (NK), sıfır (S), pozitif küçük (PK), pozitif orta (PO) ve pozitif büyük (PB) olarak adlandırılır. Böylelikle birden fazla üyelik fonksiyonu tanımlanarak kontrol aralığı içinde hassaslık sağlanmış olur. Şekil 42’de birden fazla üyelik fonksiyonu kullanılarak, sürekli mıknatıslı bir doğru akım motorunun hız kontrolünü yapan çalışmanın üyelik fonksiyonları görülmektedir [20],[22]:



Şekil 42. Birden fazla üyelik fonksiyonlarının kullanılması

Bulanıklaştırma biriminde, “e” ve “de” nin aldığı değerler, hangi üyelik fonksiyonuyla ilgili üyelik değeri olduğu dikkate alınarak, bulanık kontrol algoritmasının ikinci kısmı olan “Bulanık Mantık Kontrol Kuralları” kısmında işlemlere devam edilir. Bu kısımda sisteme kontrol işareti olarak uygulanacak üyelik değeri bulunmaktadır. Bu kısma giren “ μ_e ” ve “ μ_{de} ” üyelik fonksiyonları kullanılarak çıkış üyelik fonksiyonunun elde edilmesi için “Birleşim” veya “Kesişim” özelliklerinden faydalanılır. Benzetim sırasında “Kesişim” özelliği kullanılarak çıkış üyelik fonksiyonu bulunmuştur. Buna göre:

$$\mu_{e \cap de}(x) = \mu_{du}(x) = \min\{\mu_e(x), \mu_{de}(x)\} \quad (141)$$

elde edilir. Burada “x” boyutsuz olarak “e” ve “de” nin aldığı değerlerdir. Sisteme kontrol işareti olarak hangi tür üyelik fonksiyonunun uygulanacağı ise kural tablosu kullanılarak bulunur. Benzetim sırasında, tablo 3’de görülen 7 üyelik fonksiyonlu kural tablosu kullanılmıştır [20].

Tablo 3. Üyelik fonksiyonları kural tablosu

| e | de | NB | NO | NK | S | PK | PO | PB |
|----|----|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|
| NB | | PB ₁ | PB ₂ | PO ₃ | PO ₄ | PK ₅ | PK ₆ | PK ₇ |
| NO | | PB ₈ | PO ₉ | PO ₁₀ | PK ₁₁ | PK ₁₂ | PK ₁₃ | NK ₁₄ |
| NK | | PO ₁₅ | PO ₁₆ | PK ₁₇ | PK ₁₈ | PK ₁₉ | NK ₂₀ | NK ₂₁ |
| S | | PO ₂₂ | PK ₂₃ | PK ₂₄ | S ₂₅ | NK ₂₆ | NK ₂₇ | NO ₂₈ |
| PK | | PK ₂₉ | PK ₃₀ | NK ₃₁ | NK ₃₂ | NK ₃₃ | NO ₃₄ | NO ₃₅ |
| PO | | NK ₃₆ | NK ₃₇ | NK ₃₈ | NK ₃₉ | NO ₄₀ | NO ₄₁ | NB ₄₂ |
| PB | | NK ₄₃ | NK ₄₄ | NK ₄₅ | NO ₄₆ | NO ₄₇ | NB ₄₈ | NB ₄₉ |

Bu kural tablosu, "e" (hata) ve "de" (hatanın değişimi) nin aldığı değerlere göre çıkışta kullanılacak üyelik fonksiyonunun hangisi olması gerektiğini göstermektedir. Bu kural tablosunun oluşturulması için herhangi bir şart olmamasına rağmen sistemin davranışı üzerine yapılacak değerlendirmeler bu kural tablosunu bir taslak olarak şekillendirir. Benzetim sırasında, sistemin referans bilgisine daha çabuk cevap vermesini sağlayacak kural tablosu değişik denemelerle bulunmuştur.

e ve de yi temsil eden bulanık sayılar (üyelik fonksiyonları) kullanılarak denetleyici çıkış işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayı (üyelik fonksiyonu) kural tablosundan sözel ifadelerle belirlenir. Örneğin $e \equiv NK$, $de \equiv NO$ iken tablodan $du \equiv PO$ olarak belirlenir. Bu üç ifadeyi birbirine bağlayan işlem bir kural olarak tanımlanır ve,

IF $e \equiv NK$ AND $de \equiv NO$ THEN $du \equiv PO$

şeklinde ifade edilir. Buradaki e, de ve du terimleri kaldırılarak indis şeklinde ifade edilirse, sözel ifade

IF NK_e AND NO_{de} THEN PO_{du}

biçiminde yazılır. Bu sadece bir kuraldır. Eğer birden fazla kural söz konusu ise bunlar birbirlerine ELSE veya ELSEIF terimi ile bağlanırlar. Örneğin; kural tablosunun sözel olarak temsili aşağıdaki gibi olur [20]:

IF NB_e AND NB_{de} THEN PB_{du} ← kural 1
 : : : : :
 ELSE NK_e AND NO_{de} THEN PO_{du} ← kural 16
 ELSEIF NK_e AND NK_{de} THEN PK_{du} ← kural 17
 ELSEIF NK_e AND S_{de} THEN PK_{du} ← kural 18
 : : : : :
 : : : : :
 ELSE PB_e AND PB_{de} THEN NB_{du} ← kural 49

Bulanık küme teorisinden faydalanarak her bir kural bulanık küme işlemleri ile sonuçlandırılabilir. Örneğin:

Kural 1 için:

IF NB_e AND NB_{de} THEN PB_{du}
 ↓ ↓ ↓ ↓ ↓
 $(NB_e \wedge NB_{de}) \times PB_{du}$

Kural 2 için:

$$\begin{array}{cccccc} \text{IF } \text{NB}_e & \text{AND} & \text{NO}_{de} & \text{THEN} & \text{PB}_{du} & \\ \downarrow & & \downarrow & & \downarrow & \\ (\text{NB}_e & \wedge & \text{NO}_{de}) & \text{X} & \text{PB}_{du} & \end{array}$$

devam edildiğinde kural 49 için:

Kural 1 için:

$$\begin{array}{cccccc} \text{IF } \text{PB}_e & \text{AND} & \text{PB}_{de} & \text{THEN} & \text{NB}_{du} & \\ \downarrow & & \downarrow & & \downarrow & \\ (\text{PB}_e & \wedge & \text{PB}_{de}) & \text{X} & \text{NB}_{du} & \end{array}$$

elde edilir. Burada \wedge : kesişim \equiv min bulanık küme işlemi, X : kartezyen çarpım olarak bulanık ilişki işlemi temsil etmektedir. Kurallar birbirlerine,

$$\text{ELSE} \quad \equiv + \equiv \vee \equiv \text{birleşim} \equiv \max \quad (142)$$

işlemi ile bağlanırlar.

Yukarıdaki anlaşılacağı gibi, her bir kural, e ve de 'yi temsil eden bulanık küme kesişimi ile du 'yu temsil eden bulanık küme arasındaki bulanık ilişkiyi vermektedir.

Yani, kural 1 için:

$$R_1 = (\text{NB}_e \wedge \text{NB}_{de}) \text{X} \text{PB}_{du} \quad (143)$$

$E_1 = \text{NB}_e \wedge \text{NB}_{de}$, $U_1 = \text{PB}_{du}$ alınırsa

$$R_1 = E_1 \text{X} U_1 \quad (144)$$

elde edilir. Benzer şekilde diğer kurallar için:

$$\begin{array}{l} R_2 = E_2 \text{X} U_2 \\ \vdots \\ R_{49} = E_{49} \text{X} U_{49} \end{array}$$

yazılabilir. Her kural da birbiriyle

$$\text{ELSE} \quad \equiv + \equiv \vee \equiv \max$$

bulanık birleşim işlemiyle bağlı olduğu için sonuçtaki bulanık ilişki matrisi:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_{49} = \sum_{i=1}^n R_i \quad (145)$$

ile belirlenir. Aslında bulanık kural tablosu olarak verilen tablo bu ilişki matrisini temsil etmektedir. Yani bu R ilişki matrisi ve bunu meydana getiren $E = (e \text{ ve } de \text{'yi temsil eden üyelik fonksiyonlarının kesişimi})$ bilindiğine göre, $U = (du \text{'yu temsil eden üyelik}$

fonksiyonu) nun belirlenmesidir. Bir ilişki ve bunu meydana getiren kümelerden birisi biliniyorsa, bilinmeyen diğer küme, birleşim işleminin bir sonucu olan Composition kuralının uygulanmasıyla bulunur. Burada R ve E bilindiğine göre

$$U = E \circ R \quad (146)$$

işlemi uygulanabilir. Üyelik fonksiyonlarına bağlı olarak yazılırsa,

$$\mu_{(u)} = \max [\min(\mu_{(E)}, \mu_{(R)})] \quad (147)$$

$$\mu_{(u)} = V [\mu_{(E)} \wedge \mu_{(R)}] \quad (148)$$

ile belirlenebilir. Buradaki $\mu_{(u)}$ üyelik değeri, e ve de girişlerine, yani $\mu_{(e)}$ ve $\mu_{(de)}$ girişlerine karşılık düşen $\mu_{(u)}$ üyelik değerleridir. Bu üyelik değerinin ait olduğu bulanık küme veya kümeler dikkate alınarak du kesin değeri belirlenir. Bu işlem ise bulanık denetleyicinin Durulaştırma biriminde gerçekleştirilir.

Bulanık mantık kontrol algoritmasının son aşaması olan Durulaştırma biriminde ise kural tablosundan elde edilen çıkış üyelik fonksiyonları ve kesişim teorisi kullanılarak elde edilen herhangi bir x değerine karşılık düşen üyelik değerlerinin, “Alan Merkezi” yönteminde kullanılmasıyla “Du” çıkış işareti elde edilir. Bu yöntemle göre:

$$Du = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{du}(i) * du(i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{du}(i)} \quad (149)$$

olarak verilir. Bu eşitlikte “n”, herhangi bir x değerine karşılık gelen üyelik fonksiyonlarının sayısıdır. “ μ_{du} ”, x noktasındaki “e” ve “de”nin aldığı üyelik değerlerinin kesişim teorisi ile bulunan değeri, “du” ise kural tablosundan elde edilen çıkış üyelik fonksiyonunun merkez noktasıdır.

Elde edilen bu “Du” değeri referans işaretinden uzaklaşması sonucu üretilecek, ve sistemi kontrol eden giriş büyüklüğünün artırılmasını ya da azaltılmasını sağlayarak sistemi sürekli referans büyüklükte tutmaya çalışacaktır [20].

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

2.1. DHAM'İN HIZ KONTROLÜ

Evirici beslemeli DHAM'lerde frekans ve gerilimin değişimiyle (VVVF) hız kontrolü sağlanabilir. Mekanik ve ısı problemleri olmadan bu şartlar altında DHAM'lerin çoğunluğu çalıştırılabilir.

$$\pi\sqrt{2}N_1k_{\omega 1}\Phi \approx \frac{V_1}{f} = \text{sabit} \quad (150)$$

Yukarıdaki eşitlikte V_1/f kontrol edilerek ϕ akısı sabit tutulur. Bu oran sabit tutularak gerilim azaltılabilir. Elektromagnetik itme kuvveti;

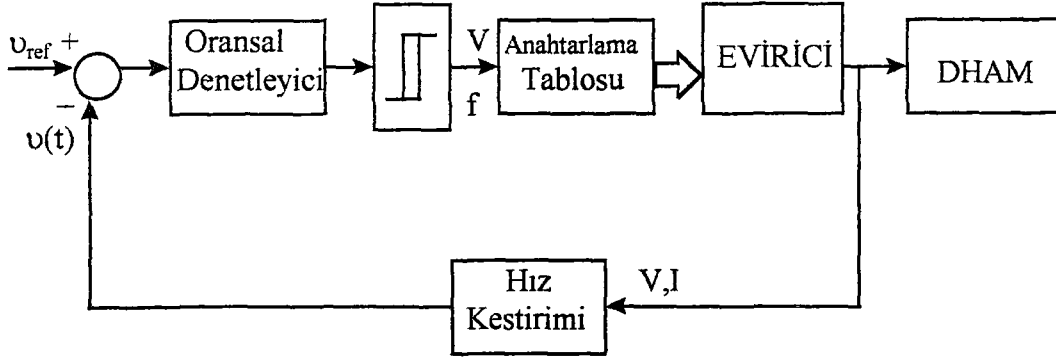
$$F = \frac{P_{elm}}{v_s} = \frac{m_1 E_1 I_2' \cos \Psi_2}{v_s} = \frac{m_1 \pi}{\sqrt{2} \tau} N_1 k_{\omega 1} \Phi I_2' \cos \Psi_2 \quad (151)$$

Şayet Φ , I_2' ve $\cos \Psi_2$ sabit ise F de sabitise, sE_1 ve I_2' arasındaki ψ_2 açısı yaklaşık olarak sabittir.

V_1 sabit tutularak f giriş frekansını arttırmak, DHAM hızını arttırabilir. (150) eşitliğine göre ϕ akısı f -frekans ile ters orantılıdır. I_2' ve ψ_2 sabit olduğunda elektromagnetik itme (151) frekans ile ters orantılıdır. V_1 ve s sabit ise sekonder akımı I_2' de yaklaşık olarak sabittir. s sabit olsa bile frekans arttığından kayma frekans sf de artar. ϕ -azaldığında magnetik akı ve I_ϕ azalır. Mekanik güç $P_m = Fv$ sabit tutulabilir.

Uç ve yan etkiler dikkate alındığında $F=\text{sabit}$ için f 'deki azalma ani kuvveti arttırır. Buna ilave olarak $P_{elm}=\text{sabit}$ için frekans artışı ile itme azalacaktır.

Evirici beslemeli DHAM'lerde diğer bir problem de büyük hava aralıklarıdır. Çünkü dönen benzer motorlara göre en az beş kat daha büyüktür. Bu yüzden akımların etkisi büyüktür. Sonuç olarak kayma frekansına oranla daha etkilidir.



Şekil 43. DHAM'nin V/f oranı ile hız kontrolü blok diyagramı

Yukarıda DHAM'nin klasik olarak V/f oranının sabit tutulmasının blok diyagramı gösterilmektedir. Girilen referans hız büyüklüğüne karşılık sistemin cevabı karşılaştırılmakta ve bu değer gerilim ve frekans büyüklüklerine dönüştürülerek anahtarlama tablosuna gönderilmektedir. Bu gelen büyüklükler değerlendirilerek evirici çıkışında farklı olabilecek bir hız değeri oluşturulmaya çalışılacaktır. Bu süreç istenilen hız değerine erişilene kadar devam edecektir.

2.2. MAKİNE PARAMETRELERİ

$$R_1=4.6 \Omega$$

$$R_2=4.8 \Omega$$

$$L_1=0.02 \text{ mH}$$

$$L_2=0.02 \text{ mH}$$

$$M_1=0.002 \text{ mH}$$

$$M_2=0.002 \text{ mH}$$

$$M_{12}=0.029 \text{ mH}$$

$$V_{1m}=220 \text{ V}$$

$$T=0.02 \text{ s}$$

$$f=50 \text{ Hz}$$

$$p=6$$

$$\Delta x=0.1$$

$$m=10 \text{ Kg}$$

$$F_{\text{ext}}=0.1 \text{ kN}$$

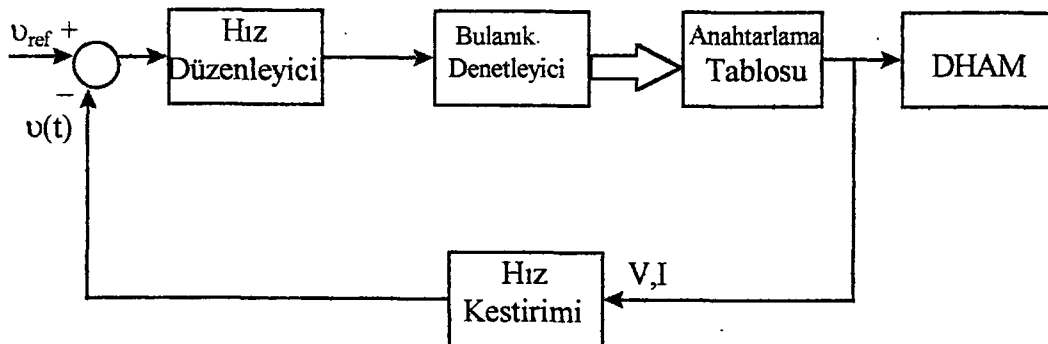
$$v_s=250 \text{ m/s}$$

2.3. DHAM'NİN BULANIK MANTIK KULLANILARAK KONTROLÜ

Son zamanlarda Bulanık Mantık ile hız kontrolü sıkça kullanılan bir yöntemdir. Bu çalışmada öncelikle V/f oranı sabit tutularak hız kontrolü yapılmaktadır. Daha sonra elde edilen hız değerlerinin referans verilere erken ulaşmasını istediğimiz takdirde hız kontrol ünitelerinin kullanılmaktadır. Bunun için bu çalışmada Bulanık Mantık Kontrol Algoritması ile durumları belirlenen Bulanık Denetleyici kullanılmaktadır.

Daha önceki bölümlerde ayrıntılı olarak açıklandığı gibi Bulanık Mantık klasik mantıktan daha geniş bir alternatif sahasına sahiptir. Bulanık Mantık klasik mantıktaki "1" veya "0" haricinde bu iki değer arasındaki diğer ondalık değerleri de kapsayabilmektedir. Bu yüzden referans değer ile sistem tepkisi arasındaki fark değerini yorumlama esnasında bu geniş alan, sistemin daha erken kararlı hale gelmesini sağlamaktadır.

Bu kontrol algoritmasında değişen değerlerimiz giriş gerilim ve giriş frekansıdır. Fakat değişen bu değerler arasındaki oran sabit kalmaktadır. Değişen bu değerlere karşılık sistemin hızı çıkış olarak incelenmektedir. Şayet hız değerimiz referans değerden büyük ise giriş değerleri küçültülmekte, hız değerimiz referans değerden küçük ise giriş değerlerimiz büyütülmektedir. Giriş değerlerindeki bu değişimleri sağlamak için inverter devreleri kullanılmaktadır. Bu kontrole ait devrenin blok şeması aşağıda gösterilmektedir.



Şekil 44. DHAM'nin Bulanık Mantık ile Hız Kontrolü blok diyagramı

Hız düzenleyicisine giren $v(t)$ değeri ile denetleyici tarafından belirlenen v_{ref} değeri arasındaki fark tespit edilerek hata olarak algılanır. Hata değerleri (153) ve (154) formülleri gereğince hız düzenleyici tarafından değerlendirilerek sistemde gerekli değişiklikleri yapmak için frekans ve gerilim değerlerine dönüştürülerek Bulanık Kontrolöre verilir. Burada, girilen değerler en son girilen frekans ve gerilim değerlerine göre değerlendirilerek sisteme verilecek olan emir üyelik fonksiyonu (şekil 42) kullanılarak tespit edilir. Sonuç değerleri Anahtarlama Tablosuna iletilir. Sonuç olarak Eviciye kontrol değerleri verilerek yeni bir tepke meydana gelmektedir. Bu işlemler sistem referans değerler ulaşınca kadar devam etmektedir.

$$e(k) = (v_{ref} - v(t)) / 500 \quad (153)$$

$$de(k) = (e(k) - e(k-1)) / (25 \times h) \quad (154)$$

Burada e ve de 'ye katsayı olarak yazılan sayılar normalizasyon sağlamak için yapılmaktadır. e 'nin normalizasyon katsayısının belirlenmesinde hızın 500 m/sn kadar bir sınırlama sonucunda istenilen aralığa ulaşması ve bu aralık değerlerindeki bir değişimin kolayca elimine edilebilmesi içindir.

de 'nin normalizasyon katsayılarının belirlenmesinde benzetim aralığının ve bu durumda kontrol etme süresinin de 'nin değişimini etkilediği görülmekte ve bu süre h olarak ifade edilmektedir. Ayrıca de 'nin, e 'nin değişimiyle orantılı olarak değişmesini sağlamak için benzetim sırasında uygun bir normalizasyon katsayısıyla çarpılmıştır. Simülasyon sırasında e ve de 'nin değişimleri için şekil 42'de gösterilen üyelik fonksiyonları ve tablo 3'de verilen bulanık kural ilişkileri kullanılmıştır.

Bulanık mantık kontrolörün çıkış işareti olan Du 'nun da benzetim süresine bağlı olduğu gözlenmiş ve normalizasyonun sağlanması için uygun bir katsayı ile çarpılmıştır.

$$Du = 2 \times h \times Du \quad (155)$$

Elde edilen Du işareti :

$$v_a(k) = v_a(k-1) + Du \quad (156)$$

ifadesi gereği DHAM için giriş değeri olarak tespit edilmiştir. Aynı durum frekans değeri için de geçerli olmaktadır.

Benzetim sırasında ve ayrıca bulanık kontrol sırasında DHAM'nin kütlesini değiştirerek yenide kararlı hız konumuna gelmesi durumu da değerlendirilmiştir.

DHAM, doğrusal olmayan çalışma noktasına bağlı olarak değişen bazı parametreleri olan çok değişkenli bir sistemdir. Motoru besleyen eviricide, anahtarlama durumları rastlantı davranışa ve ölü zamanlara neden olduğundan, sisteme ayrıca doğrusal olmayan özellik katar. Momenti ya da akıyı doğrudan kontrol yöntemleri, her iki değişkenin kontrolünün birbirini etkilemesi sonucunu doğurur. Bu yüzden çalışmada V/f oranı üzerinden dolaylı olarak hız değeri belirlenmekte ve Bulanık Algoritmaya bu değerler iletilerek gerekli işlemler gerçekleştirilmektedir.

Yüksek güçlü AC sürücü sistemlerinde güç elektroniğini daha etkin kullanmak için sabit bir anahtarlama frekansı ile çalışmak durumundayız. Kontrol değişkenlerinin darbe frekansı ile işlenen işaretin örnekleme frekansının eş zamanlı olması gerekmektedir. Kontrolörleri açıp kapamadan tüm hız bölgesinde işaretin işlenmesi gerekmektedir.

DHAM'nin denetim problemlerine cevap, bulanık mantıktan gelmiştir. Bunun nedeni DHAM'de en büyük problem karmaşık model ve parametre değişimleri iken, bulanık kontrolörlerin dinamik model gerektirmemeleri ve parametre değişiminden etkilenmemeleridir. Bulanık mantık örneğin, en avantajlı gerilim fazörünü ve darbe zamanlarını seçerek motorun itme kuvvetini, hızını, ve stator akı büyüklüğünü düzenler.

Bulanıklaştırma, çeşitli mantıksal işlemler ve durulaştırma kontrol hareketleridir. Çıkış işareti gerilim fazörleridir. Durulaştırmadan sonra seçilen gerilimlerin darbe zamanları oluşturulur ve evirici için sürücü sinyalleri meydana gelir. Giriş gerilimi giriş frekansı kontrol değişkenleri, ölçülen hız değerlerinden sistem modeliyle hesaplanır. Hız değeri hataları bulanıklaştırılır ve kural tablosuna göre değerlendirilir. Durulaştırma sonucunda güç elektroniği devresine gereken gerilim ve frekans komutu verilir.

Bulanık mantık kontrolörü, bir grup bulanık değişkene uyarlanmış anahtarlama durumlarını seçer. Hız değeri, hız büyüklüğündeki hata ve itme kuvvetindeki hata da bulanık değişkenler olarak isimlendirilir.

Bulanık kurallar hız değerleri izlenerek üretilir. Düşük hızlarda sistem performansını geliştirmek için stator direncindeki değişimden kaynaklanan hatayı yok eden bir bulanık direnç tahmincisi kullanılabilir.

Hız değerinin sabit olduğu durumda DHAM'nin kütlesinde veya herhangi bir parametresindeki değişme elektromagnetik itmede bir değişim meydana getireceğinden sonuçta hız değerinde de bir değişim oluşacaktır. Bu durumda stator akımında,

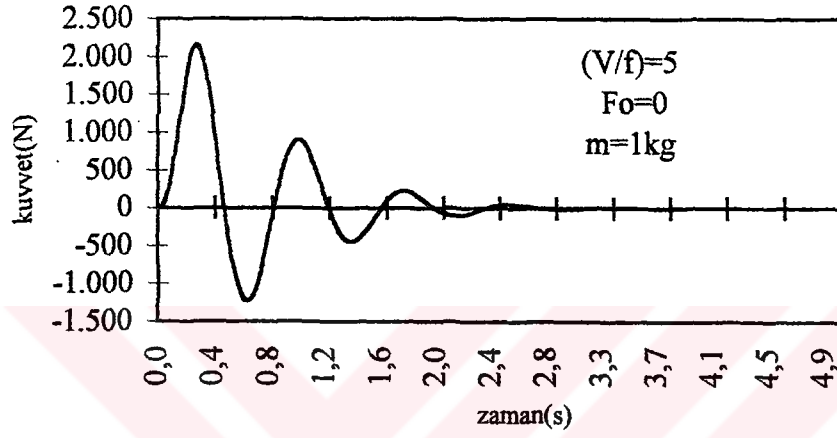
geriliminde bir hata oluşmasına yol açar. Bulanık direnç tahmincisi bu hatadan yararlanarak kullandığı stator direnci değeriyle gerçek stator direnç değerini eşitleyerek hatayı ortadan kaldırmaya çalışır. Sonuçta sistem eski hız değerine ulaşarak sürekli hale gelir.

V/f oranında, anahtarlama durumlarını belirlemek için hız ve itme kuvveti hataları kullanılır. Hatalar çok büyük ya da çok küçük olabilirler. “çok büyük” ve “çok küçük” terimleri göreceli ve bulanık kavramlardır. Böylelikle bir bulanık kontrolörün kullanılması için ortam doğmuştur. Kontrolör, otomatik kontrol stratejisi içinde uzman bilgilere dayanarak bir dizi dilsel kuralı işlem haline getirir. Bu tip kontrolörler özellikle belirsiz bilgi işlemede geleneksel kontrolörlere göre çok üstün performans sergilemektedirler.

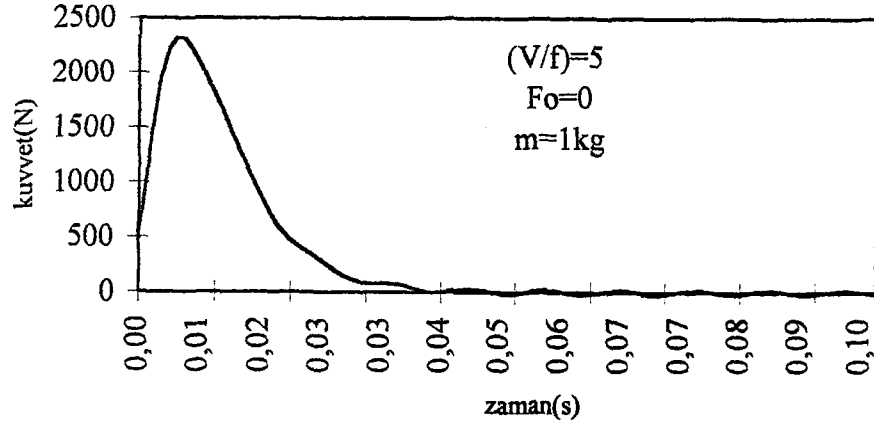
Sabit hız ve itme kontrolü sağlamak için bulanık kontrolör, iki bulanık durum değişkeni ve bir kontrol değişkeni işleyecek biçimde tasarlanır. Bulanık durum değişkenimiz gerilim ve frekans değerleridir. Kontrol değişkenimiz ise hız veya dolaylı olarak itme kuvvetidir. Her değişken bulanık alt kümelere bölünür. Her bir değişkenin bulanık alt küme sayısı en büyük kontrol işlemini ve en küçük kural sayısını sağlayacak şekilde seçilmektedir.

3. BULGULAR

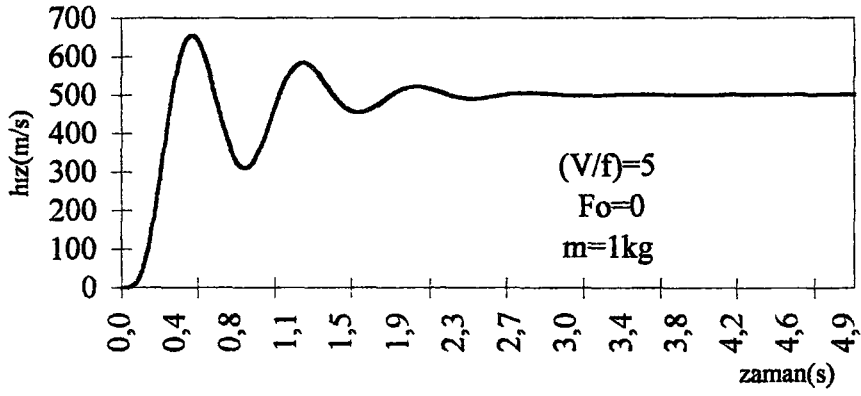
Bu bölümde öncelikle normal bir DHAM'nin V/f oranı ile kontrolüne ilişkin grafikler verilmektedir. Daha sonra ise aynı değişkenlerin Bulanık Mantık ile kontrolü sonucu elde edilen grafikler verilmektedir.



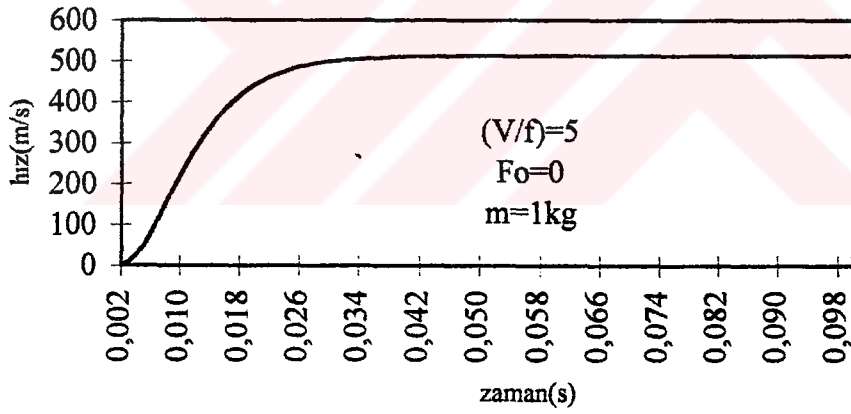
Şekil 45. DHAM'nin itme kuvvetinin zamana göre değişimi



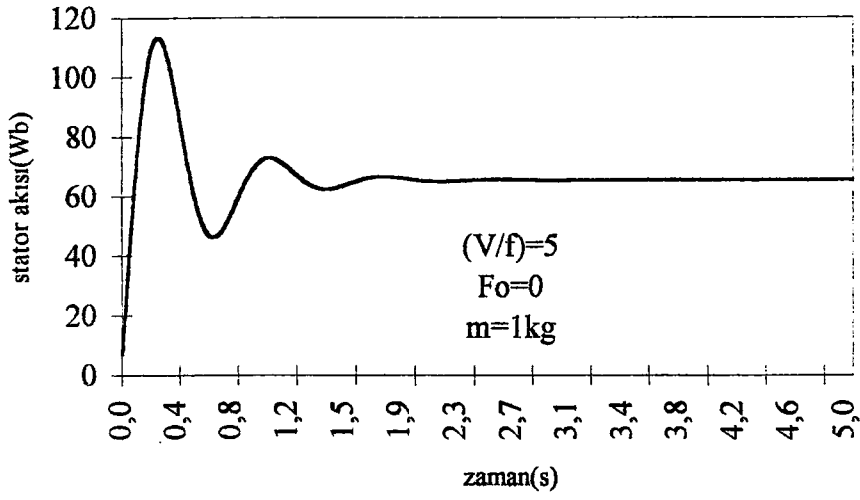
Şekil 46. DHAM'nin Bulanık Mantık ile kontrolünde kuvvet



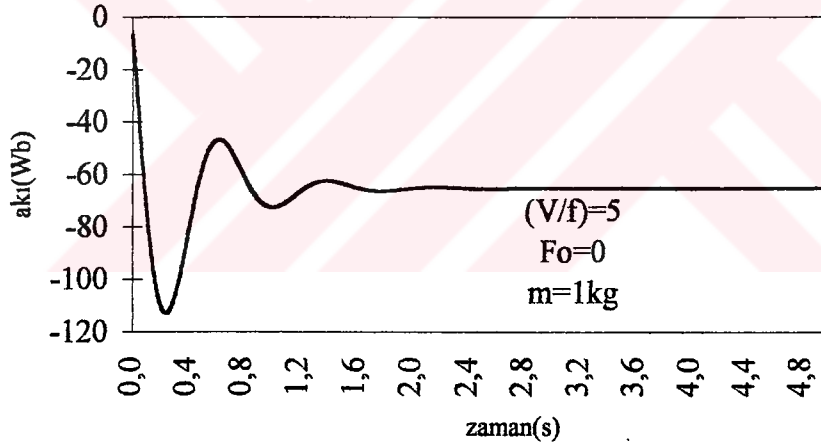
Şekil 47. DHAM'nin hızının zamana göre değişimi



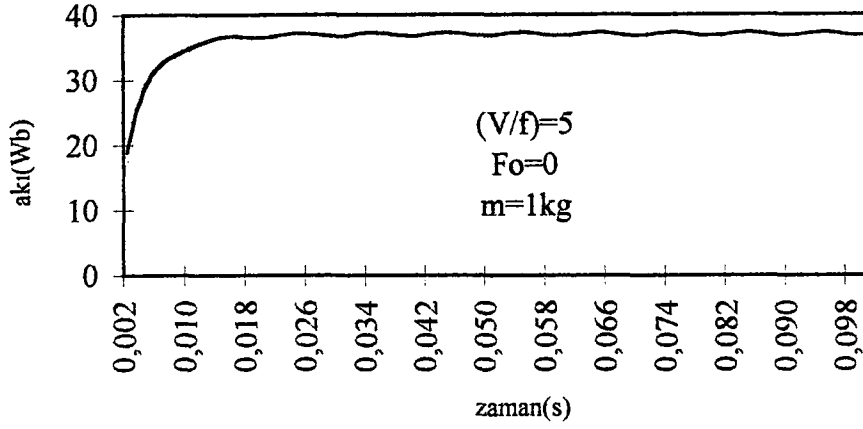
Şekil 48. DHAM'nin Bulanık Mantık ile kontrolünde hızın zamana göre değişimi



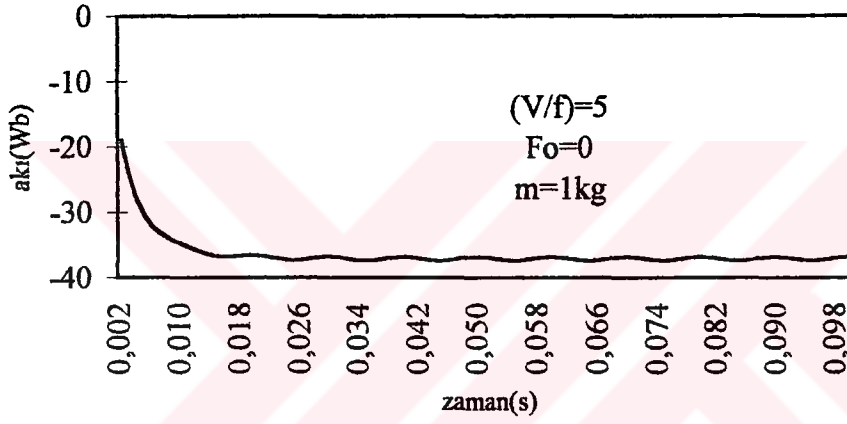
Şekil 49. DHAM'nin u eksenine indirgenmiş stator akısının zamana göre değişimi



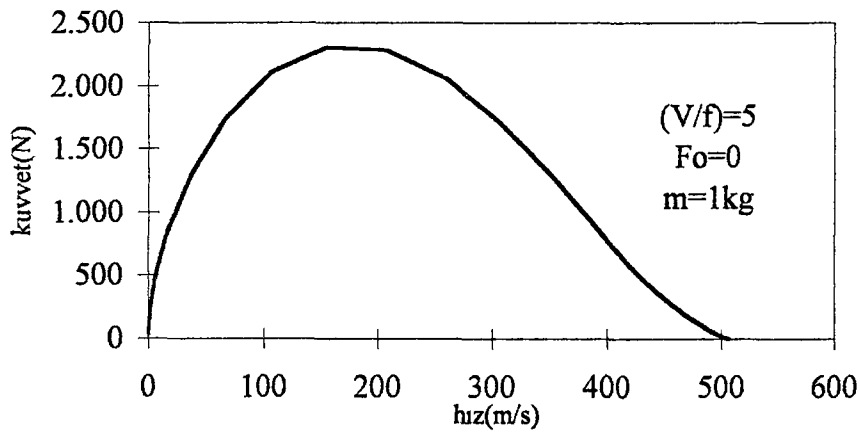
Şekil 50. DHAM'nin v eksenine indirgenmiş stator akısının zamana göre değişimi



Şekil 51. DHAM'nin Bulanık Mantık ile kontrolünde u eksenine indirgenen akının zamana göre değişimi



Şekil 52. DHAM'nin Bulanık Mantık ile kontrolünde v eksenine indirgenen akının zamana göre değişimi



Şekil 53. DHAM'nin kuvvet hız değişimi

4. İRDELEME

Bu çalışmada çift yanlı DHAM'nin hız kontrolünde Bulanık Mantık Kontrolörü kullanılmakta, V/f değerlerini esas alarak en kısa zamanda cevap vermeye çalışmaktadır. Herhangi bir arıza veya değişim anında DHAM'yi istediğimiz şartlara en kısa zamanda getirebilmektedir.

Kontrol işlemi giriş büyüklükleri değiştirilerek yapılmaktadır. Giriş büyüklükleri gerilim ve frekans olup, bir motor için stator büyüklükleridir. Bunun getirdiği avantaj, genel ASM'lerdeki gibi rotor parametrelerinde meydana gelen değişimlerin etkisini ortadan kaldırır.

Uygu üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi, sistemin kontrolünü, kontrol performansını oldukça etkilemektedir. Yapılmakta olan fonksiyonun belirli bölgelerinde fazla çalışabilen sistem için o bölgelere ait aralıkların ölçüsünü ve fonksiyon türünü arttırarak daha çabuk kararlılık sağlanabilir. Bu ise kural sayısını artışına sebep olacaktır. Bu durumda benzetim programında zaman problemini meydana getirmemek için kural sayısını fazla tutmamaya özen gösterilmelidir. Donanım uygulaması esnasında bu problem kalkacağından dolayı, sistemi en iyi çözen üyelik fonksiyonları kural sınırlaması olmaksızın uygulanabilir.

Bu çalışmada çift yanlı DHAM'nin geçici denklemleri kullanılmakta olup, aynı denklemlerden çeşitli elektriksel ve matematiksel işlemler sonucunda tek yanlı DHAM için gerekli denklemler elde edilebilir. Ayrıca hız kontrolü hakkında çok çeşitli yöntemler üzerinde özellikle durularak çalışma sahası geniş tutulmak istenmektedir.

Bu çalışmanın pratik çalışmasının yapılması gündeme gelmiş fakat gerekli olan uzun bir alüminyum pistin bu aşamada gerçekleştirilmesi masraflı olmaktadır. Bunun için magnetik kaldırmalı ve uzun bir pist tedarik edildiğinde bu işlemin pratiğinin gerçekleştirilmesi masraflı olmakta ancak güncel bir konu olduğundan yapılan masrafın karşılığının görülmesi kendisini kurtaracaktır. İngiltere hükümetinin son yapmış olduğu bütçesinde ulaşım için ayırdığı miktarın % 80'lik bir kısmının demiryolları için kullanılacak olması olayın önemi hakkında bizlere ipucu verecektir sanırım.

5. SONUÇLAR

1. Bu çalışmada, uygun üyelik fonksiyonları ve uygun bulanık değişkenler belirlenerek, bulanık kontrol algoritması geliştirildi. Belirlenen kurallar doğrultusunda bulanık mantık kontrolörlü, frekans ile gerilim oranı sabit tutularak benzetim sonuçları elde edildi.

2. Grafik sonuçlarından da görüleceği gibi kararlılık süresi oldukça küçüktür. Bu nedenle bulanık mantık kontrol teorisinin klasik mantıktan çok daha iyi çözümler sunduğu görülmektedir.

3. DHAM'nin çok değişik kontrol yöntemleri hakkında detaylı bilgiler verilerek daha sonraki araştırmalar için altyapı oluşturuldu.

4. Gereksiz bilgi tekrarı yapılmayıp, bilinen kaynaklar dışında özellikle son yıllarda çıkan yayınlardan faydalanılarak, yeni ve son gelişmelerden istifade edildi.

5. Küçük hızlarda kullanılan DHAM için bulanık kontrolörün kullanılmasının gereksiz olduğu tespit edildi.

6. Tüm hesaplamalar sistemin belirli aşamalarında çeşitli fiziksel durumlardan etkilenen elemanların eşdeğerleri hesaplamalara katılmadığından, bunların olumsuz etkileri ortadan kaldırılmaktadır.

7. DHAM kontrolünde en etkili bulanık mantık uygulamalarından biri vektör kontrol biçimi olduğundan, daha hızlı kontrol istenildiğinde bu yöntemi kullanmak ihtiyaca cevap verecektir. Çünkü DSC yönetiminde, vektör kontrol hesaplarında yalnızca stator direnci kullanılır. Böylece kontrolör diğer parametre değişmelerine karşı daha az duyarlı hale gelmektedir.

6. ÖNERİLER

Bulanık Mantık Kontrolde üyelik fonksiyonlarının belirlenmesinde “Yapay Sinir Ağları” kullanılarak daha etkin bir kontrol algoritması geliştirilebilir. Böylece Bulanık Mantık ve Yapay Sinir Ağları birleştirilir.

Optimum kontrol için hız değerinin belirli uygulamalar için alabileceği değerler tespit edilerek, bu değere ilişkin katsayı değeri benzetim programının bulanık kontrol kısmındaki gerekli değişkenlerin katsayılarına etki ettirilerek kontrol performansı iyileştirilir.

Bulanık Kontrol yerine “PID” kontrolör kullanılarak çok büyük hızlar dışında belirli sınırlar dahilindeki hızlar için ekonomik bir çözüm ortaya çıkarmak mümkündür.

Düşük hızlarda normal kararlı bir DHAM sistemi için hız kontrolünün yapılmasına gerek olmadığı açıktır. Ancak tehlikesiz bir sistem için konum kontrolünün yapılması uygun olacaktır.

Kontrol büyüklüğü olarak hız yerine stator akısı, hava aralığı akısı veya rotor akısı gibi değişkenler alınarak, kontrol büyüklüğü farklı büyüklüklerden de elde edilebilir. Burada en kolay ölçülebilen akı hava aralığı akısı olacaktır (çok yüksek hızlarda; MAGLEV).

Ayrıca bu çalışmaya ait olmak üzere maketin yapılması için bulanık mantık içeren bir DHAM için büyük bir hıza dolayısıyla büyük bir piste ihtiyaç duyulacaktır. Yapılacak olan küçük hızlı bir model hem hız kontrolü, hem de bulanık mantık hakkında bize yeterli değerlendirme imkanı sağlamayacaktır.

7. KAYNAKLAR

1. Gieras, J. F., Linear Induction Drives, First Edition, Clarendon Press, Oxford, 1994.
2. Gieras, J. F., Calculation of Stray Losses in a Single-Sided Linear Induction Motor, Archiv für Electrotechnik Springer-Verlag, 75 103-107, 1992.
3. Takahashi, I., Ide, Y., Decoupling Control of Thrust and Attractive Force of a LIM Using a Space Vector Control Inverter. IEEE Transactions on Industry Applications, 10, 1, 1993.
4. Nonaka, S., Higuchi, T., Design of Single-Sided Induction Motors for Urbain Transit, IEEE Transactions on Industry Applications, 101, 5, 96-105, 1981.
5. Eastham, J. F., Hill-Cottingham R. J. and Leonard P. J., Comparison of the use of Simple Space Transient and Finite Element Analysis for Linear Induction Motor Calculation, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 30, No.5, September 1994.
6. Boldea, I., Prof. Nasar, S.A., Quasi-1-Dimensional Theory Induction Motors with Half-Filled Primary Endslots, Proc. IEEE, Vol. 122, No.1, January 1975.
7. Im, D-H., Park, S-C, and Im J-W., Design of Single-Sided Linear Induction Motor Using the Finite Element Method and SUMT, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No.2, September 1993.
8. Bucci, G., Landi, C., Nucci, S., and Galluzzo, G. R., The On-Field Application of a Measurement Test Set for the Characterization of Electrical Drives for Linear Motion, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 44, No.3, June 1995.
9. Chang, C. S., Thia, B. S., Online Rescheduling of Mass Rapid Transit Systems: Fuzzy Expert System Approach., IEE Proceeding Electrcal Power Applications, Vol. 143, No.4, July 1996.
10. Sato, Y., Iga, M., Single-Sided Linear Induction Motor Controlling the Surface Shape of Molten Tin, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, No.5, September 1992.
11. Sarioğlu, K., Asenkron Makinalar, III. Cilt, İkinci Baskı, Çağlayan Yayınevi, İstanbul, 1983.
12. Laithwaite, E. R., Induction Machines for Special Purposes, At the Stonebridge Press, first published, London, 1966.

13. Nasar, S. A., Boldea, I., Linear Electric Motors: Theory, Design- and Practical Applications, Prentice-Hall, Inc., first published, New Jersey, 1987.
14. Dunjan, J., Linear Induction Motor-Equivalent-Circuit Model, IEE Proc., Vol.130, Pt.B, No.1, January 1983.
15. Feng, F.C., Applications of Fuzzy Logic in the Speed Control of AC Servo System and Intelligent Inverter, IEEE, Transactions on Energy conversion, Vol. 8, No. 2, pp.312-318, 1993.
16. Hofmann, W., Fuzzy Control of AC-Drives Fed by PWM-Inverters, Proceedings PCIM, pp.123-132, June, 1993.
17. Blümel, R., PC 486 Based Fuzzy Logic Controller for VSI_Fed Machine Drives, Proceedings PCIM, pp. 105-114, 1993.
18. Neacsu, O.D., Fuzzy Logic Control of V/f PWM Inverter Fed Drive, ICEM 94, Vol.3, pp. 12-17, Paris, France, 1994.
19. Sayeed, A. M., Fuzzy Controller for Inverter Fed Induction Machines, IEEE, Transactions on Industrial Applications, Vol. 30, No. 1, pp. 78-84, January/February 1994.
20. EKER, M. K., Elektrik Güç Sistemlerinde Bulanık Mantık Tabanlı Yük-Frekans Denetimi ve Sayısal Mesafe Rölesi, Yüksek Lisans Tezi, KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 1997.
21. Lee, C.C., Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 20, 3/4, pp.404-418, 1990.
22. Mamdani, E.H., Assilian, S., An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller, Int. J. Man Machine Studies, 7, pp.1-13, 1975.
23. Çaçkurlu, A., Üç Fazlı Asenkron Makinanın Bulanık Mantık Kullanarak Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 1996.

8. EKLER

| | |
|-------|---|
| AC | : Hava yastıklı |
| BMS | : Birmingham Maglev Sistemi |
| DLIM | : Çift yanlı DHAM |
| ELM | : Elektromagnetik kaldırma |
| ELD | : Elektrodinamik kaldırma |
| HLSM | : Tek kutuplu doğrusal hareketli senkron motor |
| LSM | : Hava çekirdekli doğrusal hareketli senkron motor |
| LSMFe | : Ferromagnetik çekirdekli doğrusal hareketli senkron motor |
| RM | : Roket motor |
| SLIM | : Tek yanlı DHAM |

