

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SÜREKLİ MIKNATISLI DC MOTOR İLE TAHRİK  
EDİLEN SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON  
GENERATÖRÜN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN KONTROLÜ**

Elektrik Mühendisi Yasemin ÖNER

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programında  
Hazırlanan**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU**

**İSTANBUL, 2009**

# İÇİNDEKİLER

|                                                                                                                                        | Sayfa |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| SİMGE LİSTESİ .....                                                                                                                    | iv    |
| KISALTMA LİSTESİ .....                                                                                                                 | vii   |
| ŞEKİL LİSTESİ .....                                                                                                                    | viii  |
| ÖNSÖZ .....                                                                                                                            | xi    |
| ÖZET .....                                                                                                                             | xii   |
| ABSTRACT .....                                                                                                                         | xiii  |
| 1. GİRİŞ .....                                                                                                                         | 1     |
| 2. SÜREKLİ MIKNATISLAR .....                                                                                                           | 4     |
| 2.1 Manyetizma ve Sürekli Mıknatıslanma .....                                                                                          | 4     |
| 2.2 Histeresiz Çevrimi ve B(H) Eğrileri .....                                                                                          | 5     |
| 2.3 Sürekli Mıknatıs Çeşitleri .....                                                                                                   | 7     |
| 2.3.1 AlNiCo Mıknatıslar .....                                                                                                         | 7     |
| 2.3.2 Ferrit Mıknatıslar .....                                                                                                         | 8     |
| 2.3.3 Polimer Mıknatıslar .....                                                                                                        | 9     |
| 2.3.4 Nadir Toprak Mıknatısları .....                                                                                                  | 9     |
| 3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖR .....                                                                                          | 12    |
| 3.1 Yüzey Yerleştirmeli Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör .....                                                                     | 13    |
| 3.2 Rotor İçine Gömülü Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör .....                                                                      | 13    |
| 3.3 Radyal Akıli Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör .....                                                                            | 14    |
| 3.3.1 İç Rotorlu Radyal Akıli Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör .....                                                               | 15    |
| 3.3.2 Dış Rotorlu Radyal Akıli Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör .....                                                              | 16    |
| 3.4 Eksenel Akıli Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör .....                                                                           | 16    |
| 3.4.1 Çift Stator Oluklu Eksenel Akıli Makine .....                                                                                    | 17    |
| 3.4.2 Çift Rotor Oluklu Eksenel Akıli Makine .....                                                                                     | 18    |
| 3.4.3 Stator Dengeli Tek Kenarlı Eksenel Akıli Makine .....                                                                            | 18    |
| 3.4.4 Rotor Dengeli Tek Kenarlı Eksenel Akıli Makina .....                                                                             | 19    |
| 3.5 Radyal Akıli Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör ile Eksenel Akıli Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün Karşılaştırılması ..... | 19    |
| 3.6 Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörlerin Avantajları ve Dezavantajları .....                                                      | 20    |
| 4. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN MATEMATİKSEL MODELİ .....                                                                    | 21    |
| 4.1 Uzay Vektörü Teorisi .....                                                                                                         | 21    |
| 4.2 Referans Düzlem Dönüşümleri .....                                                                                                  | 21    |
| 4.2.1 Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$ .....                                                                    | 22    |
| 4.2.2 Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$ .....                                                               | 23    |

|         |                                                                                                                                                   |    |
|---------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.2.3   | Park Dönüşümü ( $\alpha, \beta$ ) $\rightarrow$ (d, q).....                                                                                       | 24 |
| 4.2.4   | Ters Park Dönüşümü (d, q) $\rightarrow$ ( $\alpha, \beta$ ).....                                                                                  | 25 |
| 4.3     | Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün 3-Faz Referans Sistemindeki Matematiksel Modeli .....                                                      | 25 |
| 4.4     | Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün d ve q Referans Sistemindeki Matematiksel Modeli .....                                                     | 29 |
| 4.4.1   | Moment ve Güç İfadeleri.....                                                                                                                      | 32 |
| 5.      | SÜREKLİ MIKNATISLI DOĞRU AKIM MOTORUNUN MATEMATİKSEL MODELİ.....                                                                                  | 35 |
| 5.1     | Sürekli Mıknatıslı Doğru Akım (SMDC) Motoru .....                                                                                                 | 35 |
| 5.1.1   | Sürekli Mıknatıslı Fırçasız Doğru Akım Motoru .....                                                                                               | 35 |
| 5.1.2   | Sürekli Mıknatıslı Fırçalı Doğru Akım Motoru .....                                                                                                | 38 |
| 5.2     | Sürekli Mıknatıslı Fırçalı Doğru Akım Makinasının Matematiksel Modeli .....                                                                       | 39 |
| 5.2.1   | Elektriksel Kısım .....                                                                                                                           | 39 |
| 5.2.2   | Mekaniksel Kısım.....                                                                                                                             | 41 |
| 5.2.3   | Transfer Fonksiyonu.....                                                                                                                          | 41 |
| 5.3     | Sürekli Mıknatıslı Fırçalı Doğru Akım Motorunun Hız-Moment Değişimi .....                                                                         | 42 |
| 5.4     | SMDC'nın Yarı Kontrollü Tam Dalga Doğrultucu ile Hız Kontrolü .....                                                                               | 43 |
| 6.      | SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖR SİSTEMİNİN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN DÜZELTİLMESİ İÇİN GEREKLİ OLAN GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİ .....                  | 45 |
| 6.1     | Doğrultucular .....                                                                                                                               | 45 |
| 6.1.1   | Kontrolsüz Doğrultucu .....                                                                                                                       | 45 |
| 6.1.1.1 | Yarım Dalga Kontrolsüz Doğrultucu .....                                                                                                           | 45 |
| 6.1.1.2 | Tam Dalga Kontrolsüz Doğrultucu .....                                                                                                             | 48 |
| 6.2     | İnverter.....                                                                                                                                     | 49 |
| 6.2.1   | Darbe Genişlik Modülasyonunun Prensipleri .....                                                                                                   | 50 |
| 6.2.2   | Üç Fazlı Sinüs PWM İnverter .....                                                                                                                 | 51 |
| 6.3     | Yük ve Filtre Modeli .....                                                                                                                        | 53 |
| 7.      | SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLA TAHRİK EDİLEN SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN ÇIKIŞ DEĞERLERİNİN MATLAB/SIMULINK İLE ELDE EDİLMESİ..... | 57 |
| 7.1     | Sürekli Mıknatıslı Doğru Akım Motoru ve Kontrolünün Simulink Modeli .....                                                                         | 57 |
| 7.2     | Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün Matematiksel Simulink Modeli .....                                                                         | 59 |
| 7.3     | Sürekli Mıknatıslı DC Motor ile Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün Bağlantısının Simulink Ortamında Oluşturulması .....                       | 59 |
| 7.4     | Doğrultucu, İnverter ve LC Filtre Bloklarının Simulink ile Oluşturulması .....                                                                    | 61 |
| 7.5     | Simulasyon Sonuçları .....                                                                                                                        | 64 |
| 8.      | SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....                                                                                                                         | 71 |
|         | KAYNAKLAR.....                                                                                                                                    | 73 |
|         | ÖZGEÇMİŞ.....                                                                                                                                     | 75 |

## SİMGE LİSTESİ

|               |                                                       |
|---------------|-------------------------------------------------------|
| $a$           | uzay vektör operatörü, $a=e^{j2\pi/3}$                |
| $B$           | manyetik akı yoğunluğu                                |
| $B_i$         | doğal akı yoğunluğu                                   |
| $B_m$         | viskoz sürtünme katsayısı                             |
| $B_r$         | artık mıknatısiyet (kalıcı akı yoğunluğu)             |
| $c$           | dönüşüm sabiti, $k=2/3$                               |
| $B_{sat}$     | doyma mıknatısiyeti                                   |
| $C_f$         | filtre kondansatörü                                   |
| $d, q$        | rotasyonel sistem                                     |
| $E$           | iç gerilim                                            |
| $f$           | eksen dönüşümlerinde akı, akım veya gerilim değişkeni |
| $H$           | magnetik alan şiddeti                                 |
| $H_{cB}$      | zorlayıcı alan şiddeti                                |
| $J_s$         | manyetik kutuplaşma                                   |
| $i_0$         | 0 ekseni akımı                                        |
| $i_a$         | a ekseni akımı                                        |
| $i_b$         | b ekseni akımı                                        |
| $i_c$         | c ekseni akımı                                        |
| $I_{A0}$      | inverter çıkış akımı                                  |
| $i_A$         | a fazına ait filtre akımı                             |
| $i_B$         | b fazına ait filtre akımı                             |
| $i_C$         | c fazına ait filtre akımı                             |
| $i_{LA}$      | a fazına ait yük akımı                                |
| $i_{LB}$      | b fazına ait yük akımı                                |
| $i_{LC}$      | c fazına ait yük akımı                                |
| $i_s$         | stator akımı                                          |
| $\bar{i}_s$   | stator akımı uzay vektörü                             |
| $i_{s\alpha}$ | sabit referans sisteminde akımın $\alpha$ bileşeni    |
| $i_{s\beta}$  | sabit referans sisteminde akımın $\beta$ bileşeni     |
| $i_{sd}$      | d ekseni akımı                                        |
| $i_{sq}$      | q ekseni akımı                                        |
| $J$           | atalet momenti                                        |
| $k_e$         | hareket gerilimi sabiti                               |
| $k_t$         | moment katsayısı                                      |
| $L_{ls}$      | stator kaçak endüktansı                               |
| $L_a$         | endüi endüktansı                                      |
| $L_f$         | filtre endüktansı                                     |
| $L_m$         | mıknatıslanma endüktansı                              |
| $L_{md}$      | d ekseni mıknatıslanma endüktansı                     |
| $L_{mq}$      | q ekseni mıknatıslanma endüktansı                     |
| $L_s$         | stator endüktansı                                     |
| $L_{sd}$      | d ekseni stator endüktansı                            |
| $L_{sq}$      | d ekseni stator endüktansı                            |
| $L_{yük}$     | yük endüktansı                                        |

|                 |                                     |
|-----------------|-------------------------------------|
| $m$             | modülasyon indeksi                  |
| $M$             | demanyetizasyon şiddeti             |
| $N_s$           | stator oluk sayısı                  |
| $p$             | çift kutup sayısı                   |
| $P_{gen}$       | generatörün aktif gücü              |
| $Q_{gen}$       | generatörün reaktif gücü            |
| $P_{cu}$        | stator sargı kayıpları              |
| $R_a$           | endüvi direnci                      |
| $R_s$           | stator faz direnci                  |
| $R_{yük}$       | yük direnci                         |
| $T_e$           | elektromagnetik moment              |
| $T_{\omega}$    | sürtünme momenti                    |
| $T_j$           | atalet momenti                      |
| $T_L$           | yük momenti                         |
| $U_a$           | endüvi gerilimi                     |
| $U_{A0}$        | inverter fazlararası çıkış gerilimi |
| $u_a$           | a fazı fazlararası gerilimi         |
| $u_b$           | b fazı fazlararası gerilimi         |
| $u_c$           | c fazı fazlararası gerilimi         |
| $U_d$           | DC hat gerilimi                     |
| $U_L$           | yükün fazlararası gerilimi          |
| $U_s$           | stator fazlararası gerilimi         |
| $u_{sd}$        | d eksen gerilimi                    |
| $u_{sq}$        | q eksen gerilimi                    |
| $V_m$           | gerilimin maksimum değeri           |
| $V_{Yort}$      | ortalama yük gerilimi               |
| $V_a$           | a fazı faz-nötr gerilim             |
| $V_b$           | b fazı faz-nötr gerilim             |
| $V_c$           | c fazı faz-nötr gerilim             |
| $V_{kontrol}$   | kontrol gerilimi                    |
| $V_{üçg}$       | üçgen dalga gerilimi                |
| $V_s$           | stator faz-nötr gerilimi            |
| $X_s$           | stator senkron reaktansı            |
| $\alpha, \beta$ | stator ortogonal koordinat sistemi  |
| $\alpha_s$      | stator akımı uzay fazörünün açısı   |
| $\mu_0$         | boşluğun magnetik geçirgenliği      |
| $\omega$        | açısal hız                          |
| $\omega_e$      | elektriksel açısal hız              |
| $\omega_r$      | rotor açısal hızı                   |
| $W_c$           | koenerji                            |
| $\psi_M$        | sürekli mıknatıs akısı              |
| $\psi_s$        | stator manyetik akısı               |
| $\psi_{sd}$     | d eksen manyetik akısı              |
| $\psi_{sq}$     | q eksen manyetik akısı              |
| $\psi_a$        | a eksen stator akısı                |

|            |                         |
|------------|-------------------------|
| $\psi_b$   | b eksenli stator akısı  |
| $\psi_c$   | c eksenli stator akısı  |
| $\theta_e$ | rotor elektriksel açısı |
| $\theta_r$ | rotor açısı             |
| $\varphi$  | güç faktörü açısı       |
| $\delta$   | yük (moment) açısı      |

## **KISALTMA LİSTESİ**

|       |                                               |
|-------|-----------------------------------------------|
| AC    | Alternatif akım                               |
| DC    | Doğru akım                                    |
| EMK   | Elektromotor kuvvet                           |
| MMK   | Magneto motor kuvveti                         |
| PI    | Orantı-integral                               |
| PID   | Orantı-integral-türev                         |
| PWM   | Darbe genişlik modülasyonu                    |
| REPM  | Nadir toprak elementli mıknatıslar            |
| SMSG  | Sürekli mıknatıslı senkron generatör          |
| SMDC  | Sürekli mıknatıslı doğru akım motoru          |
| SMFDC | Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motoru |

## ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

|                                                                                                                            |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 2.1 Histeresiz çevrimi .....                                                                                         | 5  |
| Şekil 2.2 NdFeB mıknatısları için histeresiz çevrimi .....                                                                 | 6  |
| Şekil 3.1 Sürekli mıknatıslı senkron generatör kesiti .....                                                                | 12 |
| Şekil 3.2 Yüzey yerleştirmeli sürekli mıknatıslı senkron generatörün kesiti .....                                          | 13 |
| Şekil 3.3 Rotor içine gömülü sürekli mıknatıslı senkron generatörün kesiti .....                                           | 14 |
| Şekil 3.4 Radyal akıllı sürekli mıknatıslı senkron generatörün akı yönü .....                                              | 14 |
| Şekil 3.5 Radyal akıllı sürekli mıknatıslı senkron generatörün rotor kesiti .....                                          | 15 |
| Şekil 3.6 İç rotorlu sürekli mıknatıslı senkron generatörün kesiti .....                                                   | 15 |
| Şekil 3.7 Dış rotorlu radyal akıllı sürekli mıknatıslı senkron generatör kesiti .....                                      | 16 |
| Şekil 3.8 Eksenel akıllı sürekli mıknatıslı senkron generatörün akı yönü .....                                             | 17 |
| Şekil 3.9 Çift statorlu eksenel akıllı makine .....                                                                        | 18 |
| Şekil 3.10 Stator dengeli tek kenarlı eksenel akıllı makine .....                                                          | 19 |
| Şekil 4.1 Referans düzlemler .....                                                                                         | 22 |
| Şekil 4.2 Stator akım uzay vektörü ve $(\alpha, \beta)$ 'deki bileşenleri .....                                            | 23 |
| Şekil 4.3 Stator akım uzay vektörü ve $(\alpha, \beta)$ ve $(d, q)$ referans sistemlerindeki bileşenleri .....             | 24 |
| Şekil 4.4 Sürekli mıknatıslı senkron generatörün bir faz eşdeğer devresi .....                                             | 26 |
| Şekil 4.5 Sürekli mıknatıslı senkron generatöre ait fazör diyagramı .....                                                  | 27 |
| Şekil 4.6 Sürekli mıknatıslı senkron generatörün fazör diyagramı (bakır kayıpları ihmal) .....                             | 28 |
| Şekil 4.7 Sürekli mıknatıslı senkron makinenin generatör çalışmasına ait fazör diyagramı .....                             | 32 |
| Şekil 5.1 Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun akım ve gerilim dalga şekilleri .....                            | 36 |
| Şekil 5.2 Rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıs yapısına sahip SMFDC motorunun kesiti .....                               | 37 |
| Şekil 5.3 İç gömülü mıknatıs yapısına sahip SMFDC motorunun kesiti .....                                                   | 37 |
| Şekil 5.4 İç rotor yapısına sahip SMFDC .....                                                                              | 38 |
| Şekil 5.5 Dış rotor yapısına sahip SMFDC .....                                                                             | 38 |
| Şekil 5.6 Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motor kesiti .....                                                         | 38 |
| Şekil 5.7 Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motoru .....                                                               | 39 |
| Şekil 5.8 SMDC fırçalı motorunun rotor eşdeğer devresi .....                                                               | 40 |
| Şekil 5.9 Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun blok diyagramı .....                                             | 42 |
| Şekil 5.10 Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun hız-moment karakteristiği .....                                 | 43 |
| Şekil 5.11 SMDC motorun yarı kontrollü tam dalga doğrultucu ile hız kontrol modeli .....                                   | 44 |
| Şekil 6.1 (a) Üç fazlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi (tek diyot iletimde) .....                                | 45 |
| Şekil 6.1 (b) Üç fazlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi (tek diyot iletimde) teorik giriş çıkış gerilimleri ..... | 46 |
| Şekil 6.2 (a) Üç fazlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi (iki diyot iletimde) .....                                | 46 |
| Şekil 6.2 (b) Üç fazlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi (iki diyot iletimde) teorik giriş çıkış gerilimleri ..... | 46 |
| Şekil 6.3 (a) Üç fazlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi (üç diyot iletimde) .....                                 | 47 |
| Şekil 6.3 (b) Üç fazlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi (üç diyot iletimde) teorik giriş çıkış gerilimleri .....  | 47 |
| Şekil 6.4 (a) Üç fazlı köprü bağlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi .....                                         | 49 |
| Şekil 6.4 (b) Üç fazlı köprü bağlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi çıkışı .....                                  | 49 |
| Şekil 6.5 Tek fazlı inverter modeli .....                                                                                  | 50 |
| Şekil 6.6 Darbe genişlik modülasyon prensibi .....                                                                         | 50 |
| Şekil 6.7 Üç fazlı PWM inverter .....                                                                                      | 51 |
| Şekil 6.8 Üç fazlı PWM inverter gerilim dalga grafikleri .....                                                             | 52 |
| Şekil 6.9 Yük ve LC filtre modeli .....                                                                                    | 53 |
| Şekil 7.1 Sürekli mıknatıslı doğru akım motorunun simulink modeli .....                                                    | 57 |

|                                                                                                               | Sayfa |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| Şekil 7.2 Sürekli mıknatıslı DC motorun hız kontrol modeli.....                                               | 58    |
| Şekil 7.3 Sürekli mıknatıslı senkron generatörün d-q modeli .....                                             | 59    |
| Şekil 7.4 Sürekli Mıknatıslı DC Motor-Sürekli Mıknatıslı Senkron Generator Sistemi<br>Simulink Diyagramı..... | 60    |
| Şekil 7.5 Park ve Clarke (dq-abc) dönüşüm bloğu.....                                                          | 61    |
| Şekil 7.6 Üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun elektriksel modeli .....                                          | 61    |
| Şekil 7.7 Üç fazlı inverterin elektriksel modeli.....                                                         | 62    |
| Şekil 7.8 Üç fazlı inverterin matematiksel modeli .....                                                       | 62    |
| Şekil 7.9 Motor-Generatör Sisteminin Çıkış Gerilim Kontrolünün Simulink Diyagramı .....                       | 63    |
| Şekil 7.10 Motor-Generatör grubunun çıkış gerilimi .....                                                      | 64    |
| Şekil 7.11 Motor-Generatör grubunun çıkış akımı.....                                                          | 65    |
| Şekil 7.12 Motor-Generatör grubunun dönüş hızı.....                                                           | 65    |
| Şekil 7.13 Sürekli mıknatıslı senkron generatör tarafından üretilen elektromanyetik<br>moment .....           | 66    |
| Şekil 7.14 Doğrultucu çıkış gerilimi .....                                                                    | 66    |
| Şekil 7.15 İnverter çıkış gerilimi .....                                                                      | 67    |
| Şekil 7.16 Yük üzerindeki gerilim.....                                                                        | 67    |
| Şekil 7.17 Yük üzerindeki akım .....                                                                          | 68    |
| Şekil 7.18 Filtre endüktansı üzerindeki gerilim.....                                                          | 68    |
| Şekil 7.19 Doğrultucu çıkış gerilimlerinin karşılaştırılması.....                                             | 69    |
| Şekil 7.20 DC hat üzerindeki gerilimlerin karşılaştırılması .....                                             | 69    |

## ÇİZELGE LİSTESİ

|                                                                                                | Sayfa |
|------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| Çizelge 2.1 AlNiCo mıknatıslarının manyetik özellikleri .....                                  | 8     |
| Çizelge 2.2 Ferrit mıknatıslarının manyetik özellikleri .....                                  | 9     |
| Çizelge 2.3 SmCo mıknatıslarının manyetik özellikleri .....                                    | 10    |
| Çizelge 2.4 NdFeB mıknatıs tiplerinin manyetik özellikleri .....                               | 10    |
| Çizelge 2.5 Çeşitli sürekli mıknatısların sıcaklıkla manyetizasyon değerlerinin değişimi ..... | 11    |

## ÖNSÖZ

Bu çalışmada, sürekli mıknatıslı DC motor ve sürekli mıknatıslı senkron generatörlerin çalışma prensipleri, matematiksel modelleri konularında bilgiler verilmeye çalışıldı. Ayrıca Matlab/Simulink programında, sürekli mıknatıslı senkron generatörün sürekli mıknatıslı DC motor ile tahrik edilerek gerilim üretmesini sağlayan bir sistem kurularak, simülasyonu gerçekleştirildi.

Bu çalışmamda bilgi ve birikimiyle bana yol gösteren ve değerli katkılarıyla beni yönlendiren tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU'na teşekkürlerimi sunarım.

Tez kapsamında hazırladığım bilimsel çalışmalara katkılarından, tezin hazırlanması sırasındaki yardımlarından dolayı Arş. Gör. Selin ÖZÇİRA'ya çok teşekkür ederim.

Yoğun çalışma ortamımda bana destek olan aileme, sabır ve hoşgörü gösteren tüm arkadaşlarıma da ayrıca teşekkür ederim.

## ÖZET

Sanayi ve enerji sektörü uygulamalarında son zamanlarda sürekli mıknatıslı DC motor-generatör (SMDC-SMSG) sisteminin kullanımı teknolojik gelişmelere ve mıknatıs maliyetlerindeki azalmaya paralel olarak artırmıştır. Bu sistemlerinin kontrol edilmesi ile generatörden yüke verilen gerilimin ve buna bağlı olarak gücün denetimi sağlanır.

Bu çalışmada, SMDC-SMSG sisteminin Matlab/Simulink programında matematiksel olarak modellenmesi gerçekleştirilmiş, simülasyonu yapılmış ve alınan sonuçlar irdelenmiştir. Küçük güçlü sürekli mıknatıslı bir senkron generatör, sürekli mıknatıslı bir DC motor ile tahrik edilerek çıkış geriliminin kontrolü frekans dönüştürücü ile sağlanmıştır. Çalışmada yarım dalga kontrolsüz doğrultucu çıkışı SPWM invertere uygulanarak, inverter çıkışında 300V, 50Hz'lik bir yükün beslenmesi sağlanmıştır. Girişine LC filtre uygulanan omik-endüktif karakterli yük, uzay durum denklemleri ile modellenmiştir. LC filtre, sisteme inverter çıkışındaki gerilim dalgalanmalarını azaltmak için eklenmiştir.

Simülasyon sonuçlarında yüke uygulanan gerilimin 300V, 50Hz'lik tam sinüzoidal olarak elde edildiği görülmektedir. Ayrıca sistemde tam dalga kontrolsüz doğrultucu kullanılarak elde edilen simülasyon sonuçları yarım dalga kontrolsüz doğrultucu sonuçları ile karşılaştırıldığında tam dalga kontrolsüz doğrultucunun çıkış geriliminde dalgalanmaların daha fazla olduğu görülmüştür. Ancak büyük güçlerde yarım dalga kontrolsüz doğrultucu gerek ekonomiklik ve gerekse işlevsel anlamda yetersiz kalacağından tam dalga kontrolsüz doğrultucunun kullanımı daha uygun olacaktır.

**Anahtar kelimeler:** Sürekli mıknatıslı senkron generatör, sürekli mıknatıslı DC motor, Matlab/Simulink modeli.

## ABSTRACT

Nowadays, in the applications of industry and energy sector, usage of permanent magnet DC motor- permanent magnet synchronous generator systems (SMDC-SMSG) is increased parallel with technological improvements and decreasing the magnets cost. Control of the voltage from generator to load and control of the power can be provided with controlling the entire systems.

In this study, the mathematical model and the simulation of SMDC-SMSG systems are realized and the results are analyzed. A low power permanent magnet synchronous generator is excited with a DC motor and control of the output voltage is provided with a frequency converter. Output of half-wave uncontrolled rectifier is applied to SPWM inverter, thus, a load (300V, 50Hz) is fed by output of inverter. An ohmic-inductive load with a LC filter is modeled with space state equations. LC filter is added to the system to decrease voltage ripples on the inverter output.

In the simulation results, it would seem that voltage which is applied to load is full sinusoidal (300V, 50Hz). Furthermore, if it is compared to the simulation results which are obtained with using full-wave uncontrolled rectifier with the simulation results which are obtained by half-wave uncontrolled rectifier, it would seem that voltage ripples on the inverter output is much more in full-wave uncontrolled rectifier. However, in high power applications half-wave uncontrolled rectifier is not enough functional and economical so full-wave uncontrolled rectifier is more suitable.

**Keywords:** Permanent magnet synchronous generator, permanent magnet DC motor, Matlab/Simulink model.

## 1. GİRİŞ

Günümüzde elektrik enerjisi çoğunlukla hidroelektrik, termik, yenilenebilir enerji santralleri ve nükleer santrallerde üretilmektedir. Geleneksel generatör türleri ise doğru akım generatörü, asenkron ve senkron generatör gibi dönen elektrik makineleridir. Son yıllarda gelişen tasarım programları ve buna bağlı olarak üretilen tasarımlarda gerçekleşen yapısal çözümler, küçük güçlünden büyük güçlüye çok geniş bir aralıkta farklı yapılarda generatör üretilmesine olanak sağlamıştır. Özellikle sürekli mıknatıslı senkron generatörün yaygınlaşmasında mıknatıs teknolojisindeki gelişmelerin büyük önemi vardır. Ancak sürekli mıknatıslı makineler, konvansiyonel senkron makinelere göre daha pahalıdır. Bunun nedeni mıknatıs malzemelerin az bulunur ve üretimlerinin maliyetli olmasıdır.

Artan enerji maliyetleri ve dünya çapındaki çevreyi korumaya yönelik eğilimlerle birlikte, ekonomik ve ekolojik elektrik enerjisi üretmek için motor-generatör sistemleri kullanmak endüstri ve enerji sektörünün en önemli gündemidir. Gerek enerji sektöründe, gerekse otomotiv ve gemi sektöründe saf ve temiz elektrik enerji üretimi oldukça önemlidir. Enerji üretiminin en iyi şekilde ve yüksek performansta olması son zamanlarda güç elektroniğindeki gelişmeler sayesinde mümkün hale gelmiştir.

Motor-generatör sistemlerinde son zamanlarda sürekli mıknatıslı DC motor-senkron generatör sisteminin kullanımı artırmıştır. Sürekli mıknatıslı senkron generatörler özellikle düşük hız uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu sistemlerde kullanılan yüksek performanslı sürücülerin parametre değişimlerinden çok fazla etkilenmemesi, çıkış geriliminin istenilen genlikte ve frekansta olması istenir. Bu sürücü sistemlerinin istenilen şartlarda çalışması için bir kontrol tekniğinin de bu sisteme ilave edilmesi gerekir.

Sanayi ve enerji sektörü uygulamalarında motor-generatör sistemlerinin kontrol edilmesi amacı ile kullanılan sürücüler ile generatörden yüke verilen gerilimin ve buna bağlı olarak gücün kontrolü sağlanır. Bunun için motor hızının referans hıza kısa sürede oturması istenir. Küçük güçlü uygulamalarda geleneksel kontrol sistemi olan PI ve PID kontrol sistemleri yeterli olmaktadır. Özellikle küçük güçlü uygulamalarda bu sistemlerin çıkış gerilimini istenilen frekans ve genlikte tutabilmek için kontrolsüz doğrultucu ve sinüsoidal PWM içeren inverter sistemi kullanmak hem maliyeti açısından hem de sistemin kontrolü açısından avantaj sağlamaktadır. Sürekli mıknatıslı senkron generatörler herhangi bir türbin tarafından tahrik edilirken çıkış geriliminin kontrolü için de kontrolsüz doğrultucu-PWM inverter içeren sürücü sistemleri kullanılabilir. Geliştirilen kontrol tekniklerinin gelişimi ile motor-generatör

sistemlerinin birçok alanda kullanılabileceği düşünülerek son yıllarda literatürde bu konularda çalışma yapılmıştır.

Sürgevil ve Akpınar (2004), rüzgar türbinlerinde asenkron generatörün çıkış gerilimini düzeltmek için SPWM yöntemini önermişlerdir.

Chen ve Hwang (2006), çift sargılı sürekli mıknatıslı senkron generatörün çıkış geriliminin kontrolünü tek fazlı üç seviyeli inverter ile yapmışlardır.

Gautam vd. (2007), paralel bağlı sürekli mıknatıslı senkron generatör sistemini hidroelektrik santrallerinde kullanmış ve bu sistemde klasik kontrol yöntemlerinden olan PI ve PID kontrolör tasarımını gerçekleştirmiştir.

Grabic ve Celonovic (2008), seri bağlı doğrultucular kullanarak sürekli mıknatıslı senkron generatör sisteminin DC hat gerilim kontrolünü önermişlerdir. Tasarladıkları sistem ile sabit hızlı rüzgar türbinlerinde sürekli mıknatıslı senkron generatörün performansını artırmayı hedeflemişlerdir.

Chen ve Polinder (2009), multibrid sürekli mıknatıslı senkron generatörü tasarlanmış ve kontrolünü SPWM ile yapmışlardır.

Bu çalışmada, sürekli mıknatıslı DC motor ve sürekli mıknatıslı senkron generatörlerin matematiksel modelleri çıkartılarak Matlab/Simulink programında, sürekli mıknatıslı senkron generatörün sürekli mıknatıslı DC motor ile tahrik edilerek gerilim üretmesini sağlayan bir sistem kurulmuş ve gerilim kontrolü simülasyonu gerçekleştirilerek alınan sonuçlar irdelenmiştir.

Tezin 2. bölümünde, sürekli mıknatıslı senkron makinalarda kullanılan mıknatıs malzemeler hakkında bilgi verilmiştir.

Tezin 3. bölümünde, sürekli mıknatıslı senkron generatörlerin yapısı ve bu yapıyı oluşturan temel bileşenler tanıtılmıştır.

Tezin 4. bölümünde, sürekli mıknatıslı senkron generatörün matematiksel modeli açıklanmıştır.

Tezin 5. bölümünde, sürekli mıknatıslı DC motor hakkında temel bilgiler verilip, matematiksel modeli elde edilmiştir.

Tezin 6. bölümünde, SMDC-SMSG sisteminde kullanılan güç elektroniği devreleri ve

elemanları anlatılmıştır.

Tezin 7. bölümünde, SMDC-SMSG sisteminin Matlab/Simulink programında modellenmesi ve simülasyonu verilmiştir.

Tezin 8. ve son bölümünde, yapılan çalışma kısa bir şekilde özetlenmiş ve alınan sonuçlar irdelenmiştir.

## 2. SÜREKLİ MİKNATISLAR

Sürekli mıknatıs, uyarma ihtiyacı olmadan manyetik alan üreten malzemelere denir. Sürekli mıknatıslar normalde demir, nikel ve kobalt gibi elementlerin alaşımlarından oluşurlar ve büyük B-H eğrilerine, yüksek kalıcı akı yoğunluğu ( $B_r$ ) ve yüksek mıknatıslanmayı giderici kuvvete ( $H_{CB}$ ) sahiptirler. Kalıcı akı yoğunluğunun yüksek olması mıknatısın, manyetik devrenin hava aralığından daha yüksek bir manyetik alanı desteklemesini sağlar.

İlk geliştirilen ticari mıknatıs Al-Ni-Co mıknatıslardır. Bu mıknatıslar 1935' li yıllarda üretilmiştir. 1960' lı yıllarda Ferrit mıknatıslar, 1975' lerde de SmCo üretilmiştir. En son geliştirilen Neodyum-Iron-Boron (NdFeB)' dur. Bu mıknatıs bütün ticari mıknatıslar içerisinde en yüksek enerji yoğunluğuna sahiptir (Dodrill ve Kelley, 2005).

Faraday'ın temel akı yoğunluğu tanımına göre, bir sürekli mıknatıstaki manyetik akı yoğunluğu, iki bileşenin aritmetik toplamından oluşmaktadır. Bileşenlerden bir tanesi, bir dış manyetik alanın varlığı nedeni ile oluşmaktadır ve mıknatısa etki eden gerçek mıknatıslanma kuvvetidir. Diğer bileşen ise mıknatısın ferromagnetik doğası gereği oluşan doğal bileşeni  $B_i$ 'dir. Bu bileşen manyetik malzemenin ortamdaki manyetik alana katkısıdır.

$$B = \mu_0 H + B_i \quad (2.1)$$

### 2.1 Manyetizma ve Sürekli Mıknatıslanma

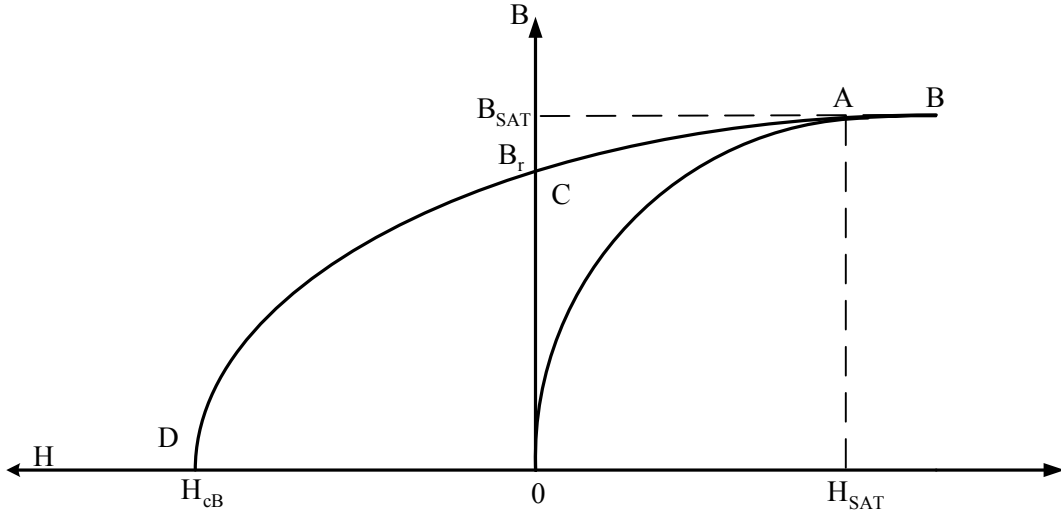
Magnetik malzemelerin en önemli özelliklerinden biri malzemede oluşan akı yoğunluğu B ile manyetik alan şiddeti H arasındaki bağıntının doğrusal olmamasıdır. Doğrusal olmayan bu eğrinin bilinmesi, manyetik malzemelerin karşılaştırılması ve kullanımı açısından önem taşımaktadır. Bu nedenle her malzemenin  $B = f(H)$  mıknatıslanma eğrisinin çok büyük bir doğrulukla elde edilmesi gerekmektedir. Birçok mühendislik uygulamasında bu eğri de yeterli bulunmayarak doğal akı yoğunluğuna ilişkin  $B_i = f(H)$  eğrisine ihtiyaç duyulmaktadır. Doğal akı yoğunluğuna ilişkin bu eğri (2.1) bağıntısı ve  $B = f(H)$  eğrisi yardımıyla belirlenmektedir.

Sürekli veya sert manyetik malzemeler ile bu malzemelere manyetik alan uygulanmasına gerek duyulmadan manyetizma veya artık mıknatıslanma elde edilir ve büyük bir iç koersif kuvvet (zorlayıcı alan şiddeti) oluşur. Yumuşak manyetik malzemelerde ise bir dış alan uygulanması istenir ve genellikle küçük koersif etkiler oluşur. Demanyatizasyon eğrileri veya M-H veya B-H eğrilerinin ikinci kısmı, bu manyetik malzemelerin uygunluğunu belirtir (Dodrill ve Kelley, 2005).

Sürekli mıknatıslardan beklenen özellikler,

- Yüksek iç koersif kuvvet ( $H_{cB}$ )
- Yüksek doyma manyetizasyonu ( $B_{sat}$ )
- Yüksek kalıcı akı yoğunluğu ( $B_r$ )
- Yüksek enerji yoğunluğu  $(BH)_{max}$
- BH Karakteristiği 2. kısmının lineerliği

## 2.2 Histeresiz Çevrimi ve B(H) Eğrileri



Şekil 2. 1. Histeresiz çevrimi

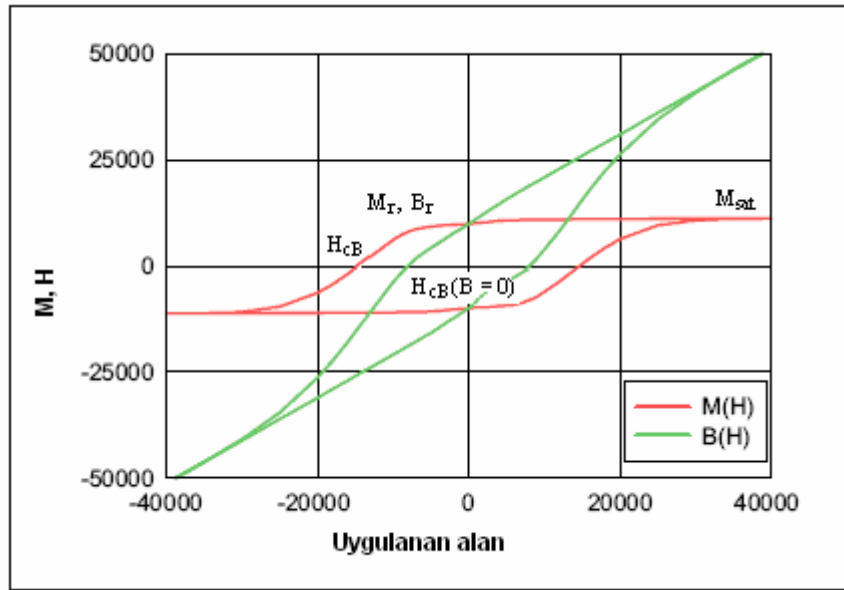
Şekil 2.1’den görüldüğü gibi başlangıçta manyetik olarak nötr durumda bulunan malzeme dış alan şiddeti etkisiyle OA yolunu izleyerek mıknatıslanmaktadır. A noktasında malzeme tamamen doymuş ve manyetik kutuplaşma ( $J_s$ ) sıfıra düşmüştür. Bu noktadaki alan şiddeti  $H_{SAT}$ , manyetik indüksiyonda  $B_{SAT}$  olarak adlandırılır.  $H_{SAT}$  ve  $B_{SAT}$  değişik mıknatıs malzemeler için farklı değerler alabilir. Örneğin Ferrit bir mıknatıs için  $H_{SAT} = 560$  kA/m,  $B_{SAT} = -0.707$  T düzeyindedir. A noktasından itibaren malzeme tamamen doymuş ve magnetik özelliğini kaybetmiştir. B noktasından A noktasına doğru, alan şiddeti azaltıldığında histeresiz görülmez ve iniş çıkış doğruları çakışır.

A noktasından itibaren histeresiz etkisi görülmeye başlar. Alan şiddeti azaltılmaya devam edilirse B-H değişimi A-C yolunu izleyecektir. Nihayet dış alan tamamen ortadan kalktığında malzemede  $B_r$  ile gösterilen bir artık mıknatıslık kalmıştır.  $B_r$  artık mıknatısiyet olarak adlandırılır ve yine manyetik malzemelere göre farklı değerlerde olabilir. Örnek olarak; Ferrit mıknatısta 0,4 T değerinde iken NdFeB mıknatıslarda 1,2 T civarındadır. Mıknatıslanma

eğrisinin 2. bölgesindeki değişimin izlenmesi için dış alan şiddeti ters yönde uygulanırsa bu kez değişim C-D yolunu izler. Bu bölge mıknatıslığı yok etme ya da demanyetizasyon bölgesi olarak adlandırılır. Normal olarak mıknatıslı bir manyetik devrede çalışma noktası bu bölgede bulunur. D noktasına gelindiğinde uygulanan dış alan şiddetinin etkisiyle mıknatıs malzeme tamamen demanyetize olmuş yani mıknatıslık özelliğini tümüyle kaybetmiştir, artık mıknatısiyeti tamamen yok etmek için malzemeye uygulanması gereken alan şiddetine zorlayıcı alan şiddeti (koersif kuvvet) adı verilir ve  $H_{CB}$  sembolü ile gösterilir. Bu değer, mıknatısın dış alanlardan ne kadar etkileneceğini belirleyen bir büyüklüktür (Magcraft, 2007). Örnek olarak, bir Ferrit mıknatısta  $H_{CB}$  değeri 165 kA/m iken, bir NdFeB mıknatısta 1000 kA/m düzeyindedir (Duru, 1997).

Birçok manyetik büyüklüğün sıcaklıkla değişmesinden dolayı sürekli mıknatısların da mıknatıslığı giderme karakteristiği sıcaklıkla değişir. Yüksek sıcaklıklarda, uzun süre belli bir sıcaklık düzeyinin üstünde bulunma durumunda, mıknatıs malzemenin mıknatıslanmasını engelleyebilecek metalürjik değişimler oluşabilir. Sürekli olarak mıknatıslanabilen malzemelerin bu özelliklerini kaybettikleri sıcaklığa Curie sıcaklığı denir. Curie sıcaklığı, ferromanyetik ve ferroelektrik malzemelerde kalıcı polarizasyonun termal değişim dolayısıyla ortadan kalktığı sıcaklık olarak tanımlanır.

NdFeB mıknatısları için histeresiz çevrimi Şekil 2.2’de görülmektedir. Burada M, manyetizasyonu ve B, manyetik endüksiyonu belirtir (Magcraft, 2007).



Şekil 2. 2. NdFeB mıknatısları için histeresiz çevrimi

Sürekli mıknatıslar için maksimum enerji üretimi ( $BH_{\max}$ ) önemli bir ölçüdür.

$BH_{\max}$  eşitliği;

$$(BH)_{\max} = \frac{1}{\mu_0} \left( \frac{J_s}{2} \right)^2 \quad (2.2)$$

ifade edilir (Svoboda, 2004).

### 2.3 Sürekli Mıknatıs Çeşitleri

Sürekli mıknatısların gelişim sürecinde farklı özelliklerde ve farklı malzemelerden birçok çeşit mıknatıs yapılmıştır. Yapılan bu mıknatısları çeşitli özelliklerine göre sınıflandırmak mümkündür. Sürekli mıknatıslar yapıldıkları malzemelere göre sınıflandırılırlarsa; metal sürekli mıknatıslar, seramik sürekli mıknatıslar ve nadir toprak mıknatısları olmak üzere üç ana sınıfa ayrılırlar.

Çelik sürekli mıknatıslar ilk yapılan metal mıknatıslardandır. Daha sonra değişik alaşımlarla Bakır-Nikel, Olatin-Kobalt, Demir-Kobalt-Vanadyum mıknatıslar yapılmıştır. Bu sınıf mıknatıslar genelde Alüminyum, Nikel ve Kobalt'ın alaşımları ile yapılırlar. Bugün metal mıknatıslar içerisinde en uygun mıknatıslar Alnico mıknatıslardır.

#### 2.3.1 AlNiCo Mıknatıslar

Sürekli mıknatıs teknolojisindeki ilk gelişme 1932 yılında Alüminyum-Nikel-Demir alaışımının manyetik özelliklerinin gelişimi ile başlamıştır. 1935'de AlNiCo mıknatısların keşfi ile ilk mıknatıslı senkron generatör tasarımları ortaya çıkmıştır. Bu generatörlerin modellenmesi ve parametrelerinin belirlenmesi alanındaki öncü çalışmalar 1952'de Weekly ve 1955'te Merril tarafından gerçekleştirilmiştir. AlNiCo mıknatıslar, Ferrit mıknatıslara kıyasla pahalıdır. AlNiCo alaşımlar, yüksek artık mıknatısiyete ve iyi termal stabiliteye sahiplerdir. Curie sıcaklığı  $900^{\circ}\text{C}$  ve maksimum çalışma sıcaklığı  $500^{\circ}\text{C}$ 'dir. AlNiCo mıknatıslar korozyona karşı oldukça dayanıklıdır. Fakat bu mıknatıslar,  $450^{\circ}\text{C}$ 'e kadar ısıtıldığında, yüzey kararması görülür. AlNiCo'nun fiziksel özellikleri oldukça zayıftır. Aşırı zorlanmalarda katılık kırılabilirliği beraberinde getirmektedir. AlNiCo'nun manyetik özellikleri Çizelge 2.1 verilmiştir (Svoboda, 2004).

Çizelge 2. 1. AlNiCo mıknatıslarının manyetik özellikleri

| Malzeme    | B <sub>r</sub> (T) | H <sub>c</sub> (GOe) | H <sub>cB</sub> (GOe) | (BH) <sub>max</sub><br>[MGOe ya da (kJ/m <sup>3</sup> )] |
|------------|--------------------|----------------------|-----------------------|----------------------------------------------------------|
| Alnico 5   | 1,27               | 640                  | 645                   | 5,5 (44.0)                                               |
| Alnico 5-7 | 1,34               | 740                  | 745                   | 7,5 (60.0)                                               |
| Alnico5DG  | 1,33               | 685                  | 690                   | 6,5 (52.0)                                               |
| Alnico 8B  | 0,9                | 1600                 | 1640                  | 6,75 (54.0)                                              |
| Alnico 9   | 1,05               | 1500                 | 1515                  | 10,5 (84.0)                                              |

### 2.3.2 Ferrit Mıknatıslar

Sürekli mıknatıs malzemenin çok kullanılan tipi demir oksitten ( $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ) oluşan seramik Ferritlerdir. Ferrit mıknatıslar 1952 yılında bulunmuştur. Bu malzeme Baryum oksitin kristal anizotropisine dayanmaktadır. Ferrit mıknatıslar aynı zamanda oksit veya seramik mıknatıs olarak da adlandırılabilir. Bunlar toz metalürji metodu ile üretilirler. Yüksek koersiflik ve lineer demanyetizasyon eğriliği gösterirler. Günümüzde Ferrit mıknatıslar oldukça geniş bir alanda kullanılmaktadır. Bunun birçok sebebi vardır. Hammaddeleri pahalı değildir. Ancak Ferritler mekanik olarak sert ve kırılganlardır. Manyetik özellikleri, koersitif kuvvetler yeterli ise, düşük artık mıknatısiyetlik ile karakterize edilir. Curie sıcaklıkları  $450^\circ\text{C}$  ve maksimum işletme sıcaklığı  $250^\circ\text{C}$ 'dir. Aynı zamanda Ferrit mıknatısların yüzeyleri düzgündür ve oksidasyon olayı görülmez. Kimyasal formülleri  $\text{MO}_6(\text{Fe}_2\text{O}_3)$  olarak ifade edilir. Burada M, Ba, Sr veya Pb'dir. Stronsiyum Ferritler Baryum Ferritlere göre daha yüksek koersitif kuvvete sahiptirler ve daha geniş ölçekte üretilirler. Ferrit mıknatıslar izotropik ve anizotropik halde bulunabilirler. Ferritlerin çeşitli sınıflarının manyetik özellikleri Çizelge 2.2 verilmiştir (Svoboda, 2004).

Çizelge 2. 2. Ferrit mıknatıslarının manyetik özellikleri

| Malzeme   | $B_r$ (T) | $H_c$ (GOe) | $H_{cB}$ (GOe) | $(BH)_{max}$<br>[MGOe ya da (kJ/m <sup>3</sup> )] |
|-----------|-----------|-------------|----------------|---------------------------------------------------|
| Ferrit 5  | 0,395     | 2200        | 2230           | 3,6 (29)                                          |
| Ferrit 7B | 0,38      | 3250        | 3800           | 3,3 (26)                                          |
| Ferrit 8A | 0,39      | 2950        | 3000           | 3,5 (28)                                          |
| Ferrit 8D | 0,40      | 3100        | 3000           | 3,8 (30)                                          |
| Ferrit 8C | 0,43      | 4100        | 2200           | 4,3 (34)                                          |

### 2.3.3 Polimer Mıknatıslar

Manyetik materyallerin tümü, sahip olduğu manyetik ve mekanik özelliklerini geliştirmek için çeşitli polimerler ile karıştırılabilir. Polimer mıknatıslar diğer mıknatıslara göre daha esnektir ve manyetik alanın yön ve şekil kontrolü artmaktadır. Ancak enerjileri çok düşüktür (Svoboda, 2004).

### 2.3.4 Nadir Toprak Mıknatısları

Nadir toprak mıknatıs (REPM) ailesi son 35 yıldır gelişim göstermektedir. Bu malzemenin AlNiCo ve Ferrit mıknatıslardan 5 veya 10 kat daha fazla enerjiye sahip olmaları daha yaygın kullanılmalarına olanak sağlamıştır. Genel kullanım için oldukça ucuz olduğu halde, sert manyetik Ferritli REPM'ler sürekli mıknatıs uygulamalarında oldukça yaygın kullanılmaktadır. Bu mıknatıslar iki alt gruba ayrılabilir.

1. Kobalta dayalı toprak mıknatıslar (SmCo)
2. Demire dayalı toprak mıknatıslar (NdFeB)

SmCo dayalı toprak mıknatıslar,  $SmCo_5$  ve  $Sm_2Co_{17}$  grubu olmak üzere iki çeşittir. Bu iki grup birinci ve ikinci nesil toprak mıknatıslarını teşkil etmektedir.  $SmCo_5$  oldukça basit bir alaşımdır. Daha gelişmiş olan  $SmCo_{17}$  daha gelişmiş materyallerin alaşımı olup, yüksek performansa sahiptir. Koersifliği artırmak için, alaşımlar Sm-Co-Cu şeklinde de imal edilirler. SmCo mıknatıslarının yeni sınıfının bileşeni  $R(Co,M)_z$ 'dir. R, en azından bir tane toprak mıknatısı, M geçiş element bileşeni ve z, 6 ile 8.5 arasında bir sayıdır. Bu çok bileşenli mıknatıslar 2:17 sistem olarak adlandırılır. Bunlar yüksek manyetizasyon ve düşük SmCo malzemesi kullanımı sağlar. Curie sıcaklıklarının 700°C ile 800°C arasında olmasından dolayı SmCo sürekli mıknatıslarının çalışma sıcaklığı 300°C civarındadır. Ayrıca daha yüksek

sıcaklıklarda çalışma isteği yeni Samaryuma dayalı alaşım sınıfının gelişimi ile mümkün hale gelmiştir. Yeni Samaryum sürekli mıknatıslar 550°C’de çalışabilmektedir. SmCo mıknatıslarının manyetik özellikleri Çizelge 2.3’de verilmiştir.

Çizelge 2. 3. SmCo mıknatıslarının manyetik özellikleri

| Malzeme | $B_r$ [T] | $H_c$ [kOe] | $H_{cB}$ [kOe] | $(BH)_{max}$<br>[MGoe ya da (kJ/m <sup>3</sup> )] |
|---------|-----------|-------------|----------------|---------------------------------------------------|
| SmCo5   | 0,90      | 9,0         | 29,0           | 20,2 (162,0)                                      |
| Sm2Co17 | 1,10      | 10,0        | 33,0           | 37,5 (300,0)                                      |

SmCo alaşımlı sürekli mıknatıslar birçok uygulamada elektromıknatısların yerine geçmiştir. Fakat ekonomik bakımdan hala elektromıknatıslardan pahalıdır. Daha ucuz bir nadir toprak mıknatıs çeşidi ise NdFeB’dır.

NdFeB tipi sürekli mıknatıslar en yaygın olarak kullanılan mıknatıs çeşitidir. NdFeB mıknatıslar üretim yöntemlerine göre üç şekilde sınıflandırılabilir. Bunlar; sinterleme, polimer bağlama ve ısı deformasyonudur. Sinterlenmiş NdFeB mıknatıslar, üstün manyetik özelliklere, yüksek enerji verimliliğine ve iyi maliyet performansına sahiptir. Nd<sub>2</sub>Fe<sub>14</sub>B mıknatısın maksimum enerji yoğunluğunun teorik değeri 512kJ/m<sup>3</sup>’dür. Böylece 400 kJ/m<sup>3</sup>’ü aşkın enerji üretimi sağlanabilmektedir. Polimer bağlı mıknatıslar ortalama 80 ila 145 kJ/m<sup>3</sup> enerji üretimine sahiptirler. Isı deformeli mıknatıslar 120-370kJ/m<sup>3</sup> enerji üretimine sahiptirler. Ancak sinterlenmiş NdFeB mıknatıslar termal ve çevresel kararlılık açısından bazı dezavantajlara da sahiptir. NdFeB sürekli mıknatısların çeşitli tiplerinin manyetik özellikleri Çizelge 2.4’de verilmiştir.

Çizelge 2. 4. NdFeB mıknatıs tiplerinin manyetik özellikleri

| Mıknatıs          | $B_r$ [T] | $H_{cB}$ [kOe] | $(BH)_{max}$<br>[MGoe yada (kJ/m <sup>3</sup> )] |
|-------------------|-----------|----------------|--------------------------------------------------|
| Sinterlenmiş VCM  | 1,31      | 14             | 42 (336)                                         |
| Bağlı MQ1-B       | 0,69      | 9              | 10 (80)                                          |
| Isı baskılı MQ2-E | 0,825     | 17,5           | 15 (120)                                         |
| Die-Upset MQ3-F   | 1,31      | 16             | 42 (336)                                         |
| Sinterlenmiş      | 1,51      | 8,68           | 55,8 (445)                                       |

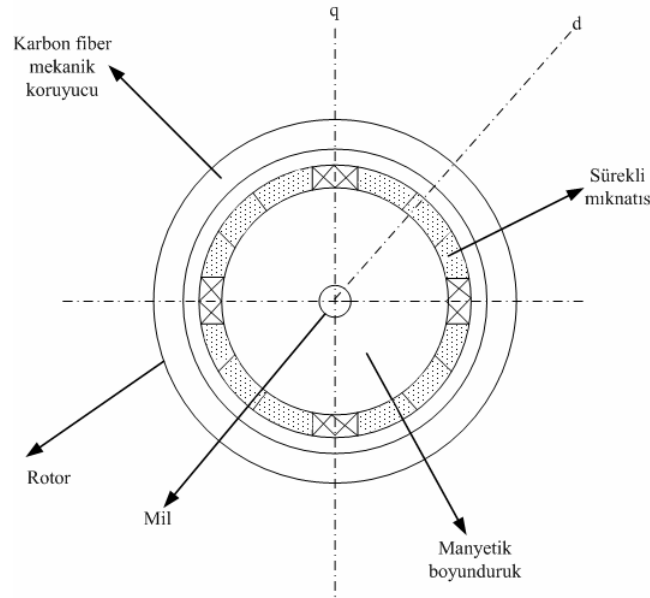
NdFeB alaşımının Curie sıcaklığı yaklaşık 310°C'dir. Sıcaklık değişimiyle akı yoğunluğunda fark edilir bir değişim vardır. Aşırı yüksek sıcaklıkta sürekli mıknatıslar manyetik özelliklerini kaybederler. Çizelge 2.5'de çeşitli mıknatısların artık manyetizasyonun kaybı karşılaştırılmıştır. NdFeB mıknatıslarının maksimum çalışma sıcaklığı 150°C'dir. (Svoboda, 2004).

Çizelge 2. 5. Çeşitli sürekli mıknatısların sıcaklıkla manyetizasyon değerlerinin değişimi

| Mıknatıs | -600 °C | +1000 °C | +2000 °C | +3000 °C |
|----------|---------|----------|----------|----------|
| Alnico   | -1,45%  | 0,4%     | 0,8%     |          |
| Ferrit   | -27%    | 0        | 0        | 1,1%     |
| SmCo5    | 0       | 0,5%     | 1,7%     | 0        |
| NdFeB    | 0       | 6,5%     | 65,0%    |          |

### 3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖR

Sürekli mıknatıslı senkron generatör, uyartım akımının mıknatıslar tarafından sağlandığı generatör tipidir. Diğer elektrik makinalarında olduğu gibi stator ve rotor olmak üzere iki ana kısma sahiptir. Stator kısmında sargılar, rotorunda ise sürekli mıknatıslar vardır. Şekil 3.1’de sürekli mıknatıslı senkron generatör kesiti gösterilmiştir.



Şekil 3. 1. Sürekli mıknatıslı senkron generatörün rotor kesiti

SMSG'nin rotorundaki mıknatıslar, senkron generatörün rotoruna yerleştirilen sargıların oluşturduğu elektrik alanına eş değerde manyetik alan oluşturmaktadır. Rotorda mıknatısların kullanımı, konvansiyonel senkron generatöre göre dinamik performansı arttırmıştır ve daha geniş hız aralıklarında çalışma sağlanmıştır. Konvansiyonel senkron generatörlerde rotor kayıpları fazla iken sürekli mıknatıslı senkron generatörde rotor kayıpları bulunmamaktadır. Sürekli mıknatıslı senkron generatörde kayıpların az olmasından dolayı generatörün termal sıcaklığı çok artmamakta ve buna bağlı olarak küçük ve basit, yağlı veya sulu bir soğutucu yeterli olmaktadır. Çalışma sıcaklığının düşük olmasından dolayı rulman ömrü ve dolayısıyla dayanıklılığı yüksektir.

Sürekli mıknatıslı senkron generatörler;

Yapısal olarak mıknatısların yerleştirilme şekline göre:

1. Yüzey yerleştirmeli,
2. İçe gömülü,

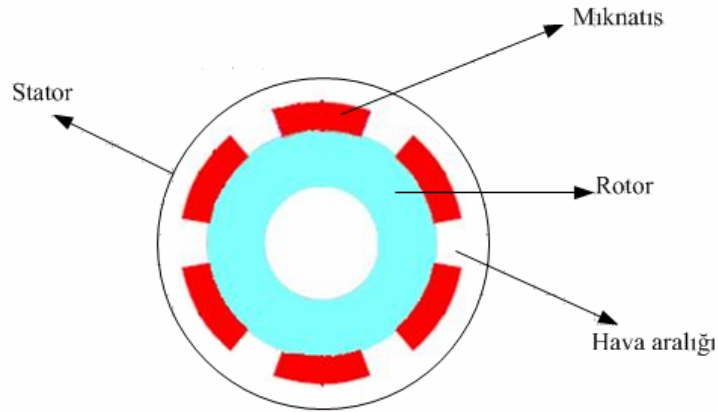
Hava aralığı akı dağılımına göre:

1. Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatör,
2. Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatör,

şeklinde sınıflandırılır.

### 3.1 Yüzey Yerleştirmeli Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör

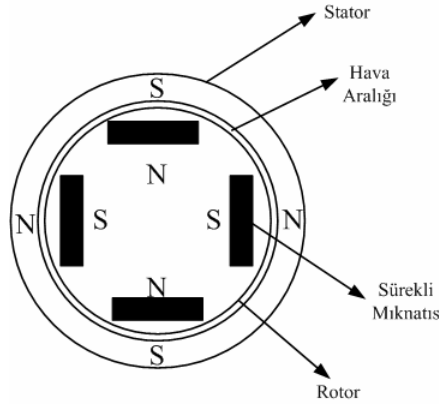
Bu tasarımda mıknatıslar rotor yüzeyine kuvvetli yapıştırıcılarla yapıştırılırlar. Mıknatısların yerinden kopmaması için genellikle bu tür yapılar düşük hızlı uygulamalar için tasarlanır. Mıknatısların manyetik geçirgenliği havanın manyetik geçirgenliğine yakın olduğu için mıknatıslar da hava gibi davranarak hava aralığının büyük olmasına sebep olmaktadır. Bu tip generatörlerde endüvi reaksiyonu, hava aralığının büyük olmasından dolayı düşüktür ve d ve q eksenli endüktansları birbirine eşittir ( $L_{sd}=L_{sq}$ ). Bu tip generatörler konvansiyonel yuvarlak kutuplu senkron generatör davranışı gösterir (Özçira, 2007).



Şekil 3. 2. Yüzey yerleştirmeli sürekli mıknatıslı senkron generatörün kesiti

### 3.2 Rotor İçine Gömülü Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör

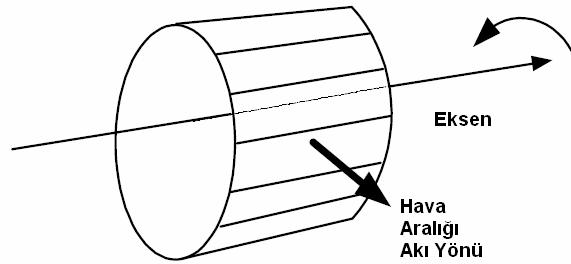
Bu tasarımda, mıknatıs malzeme rotorun içine açılan oyuklara yerleştirilir. Bu rotor şeklinde mıknatısın etrafı hava yerine manyetik malzeme ile kaplı olduğundan relüktans momentinin oluşması kaçınılmazdır. Gömülü tip mıknatıslı rotorun, yüzey mıknatıslı rotora göre en önemli üstünlüğü mekanik sağlamlığıdır. Mıknatıslar rotora gömülü olduklarından merkezkaç kuvvetlerine karşı mukavemetleri yüksektir. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalar için uygundurlar. Bu yapıda enine eksen (d-ekseni) boyunca manyetik relüktans, boyuna eksen (q-ekseni) boyunca manyetik relüktanstaki daha büyüktür. Bu durumda  $L_{sd} < L_{sq}$  olur ve çıkık kutuplu senkron generatör davranışı gösterir (Özçira, 2007).



Şekil 3. 3. Rotor içine gömülü sürekli mıknatıslı senkron generatörün kesiti

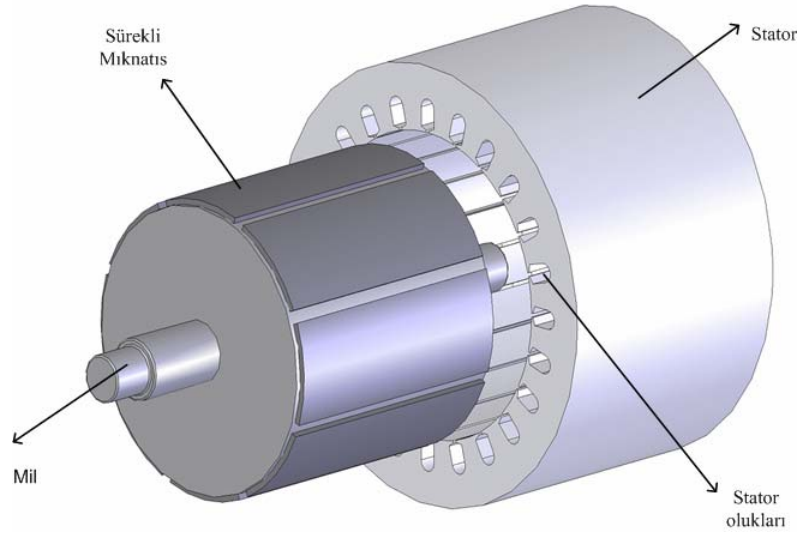
### 3.3 Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör

Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörde akı yönü; Şekil 3. 4'te gösterildiği gibi rotor eksenine diktir.



Şekil 3. 4. Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörün akı yönü

Sürekli mıknatıslı senkron generatörler çoğunlukla radyal akılı senkron generatörlerdir. Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörler, rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıs tipine sahip SMSG ve içe gömülü mıknatıs tipine sahip SMSG olarak ikiye ayrılır. Bu makinaların faz ve kutup başına düşen stator oluk sayısı azdır. Rotor kutup sayısını artırmanın en basit yolu rotor yüzeyine mıknatıs yerleştirmektir. Fakat bu durumda hava aralığında yeterli akıyı sağlamak için yüksek enerjili mıknatısların kullanımı gerekir. Yüksek enerjili mıknatıslar oldukça pahalı olup, verimli bir şekilde kullanılmaları gerekir. Ayrıca yüzey yerleştirmeli mıknatısları mekanik etkilerden korumak için rotor bantla kaplanmalıdır (Lampola, 2000).

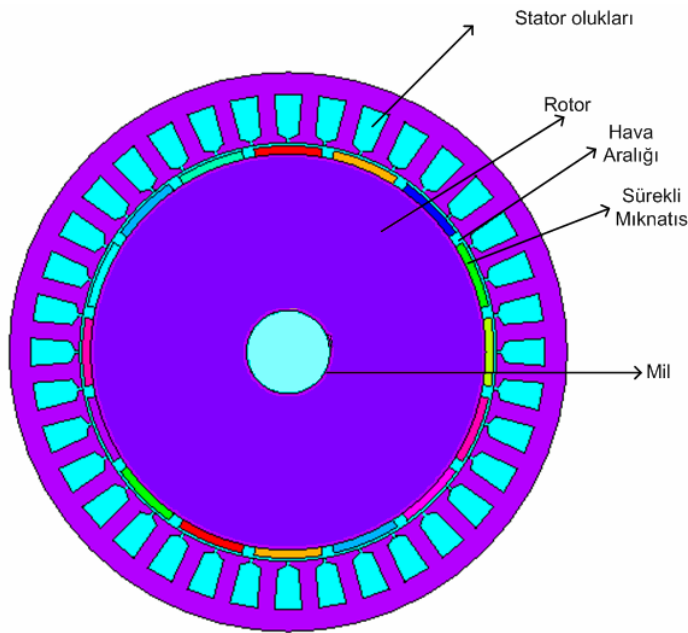


Şekil 3. 5. Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörün rotor kesiti

Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatör iç ve dış rotor yapıları olarak ikiye ayrılır.

### 3.3.1 İç Rotorlu Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör

Şekil 3.6’da görüldüğü gibi sürekli mıknatıslı rotor, endüi sargılarının içine yerleştirilmiştir. Stator dağıtılmış sargılı, çelik laminasyondan yapılmıştır. Rotor silindirik yapıya sahip olup, bileziklerin üzerine monte edilmiştir. İstenilen manyeto motor kuvvet burada bir kutup çifti başına iki mıknatıs konularak sağlanır. Böylece endüvi reaksiyonuna bağlı olan sıcaklık artışının neden olduğu demanyetizasyon riski azaltılabilir. Bu tasarımda düşük remenanslı mıknatıslarla yüksek hava aralığı akı yoğunluğu oluşturmak zordur (Chen ve Pillay, 2005).



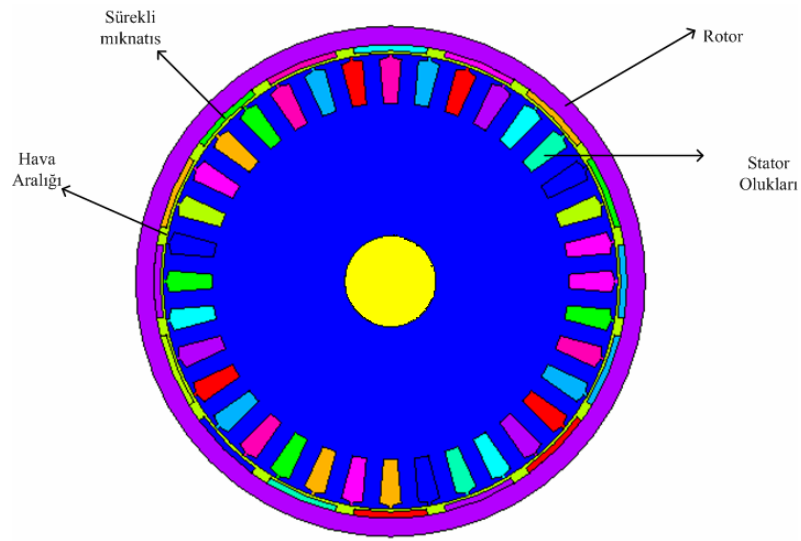
Şekil 3. 6. İç rotorlu sürekli mıknatıslı senkron generatörün kesiti

### 3.3.2 Dış Rotorlu Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör

Bu tasarımda stator makinanın merkezine yerleştirilmiştir. Bu tip tasarım özellikle rüzgar türbinlerinde kullanılmaktadır. Genellikle radyal tip sürekli mıknatıslı senkron generatörler dış rotorlu olarak tasarlanır (Chen ve Nayar,1998). Şekil 3.7’de kesiti gösterilmiştir.

Bu tasarımın avantajları;

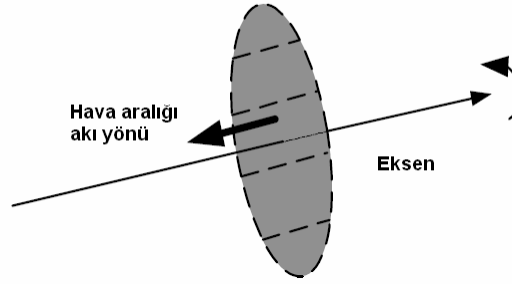
1. Çok kutuplu olarak kolaylıkla dizayn edilebilir.
2. Çok kutuplu dizaynı sayesinde toplam manyetik alan yolunun uzunluğu azalır. Bu tasarımla sürekli mıknatıslar verimli bir şekilde kullanılamaz ama rotor boyunduruğunun ağırlığını oldukça azaltır ve böylece toplam gürültü ve ağırlık azalmış olur.
3. Kutup ayakları küçülür böylece hacim olarak azalır.
4. Maliyeti iç rotor yapıllı sürekli mıknatıslı senkron generatöre göre oldukça ucuzdur.



Şekil 3. 7. Dış rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatör kesiti

### 3.4 Eksenel Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörler

Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörler torus generatör olarak da adlandırılırlar. Hava aralığı akı yönü Şekil 3.8’de görüldüğü gibi rotor eksenine paraleldir.



Şekil 3. 8. Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörün akı yönü

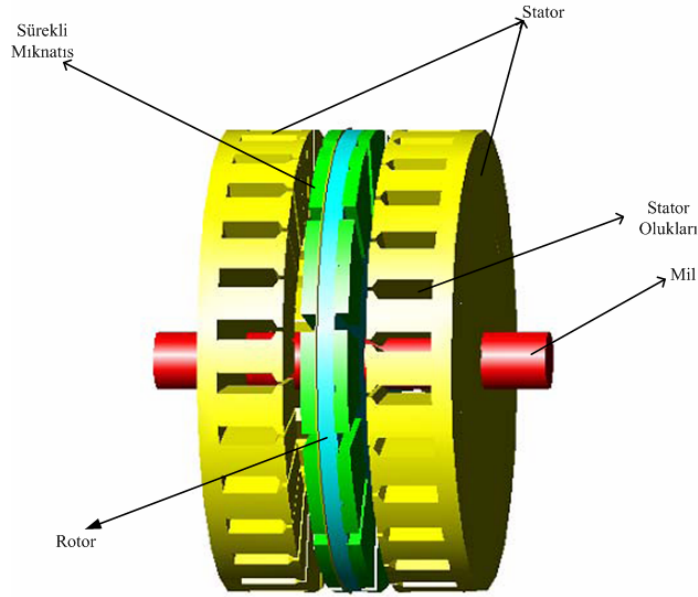
Eksenel akılı makinaların uzunluğu radyal akılı makinalara göre daha kısadır. Eksenel akılı makinaların dezavantajı stator ve rotor arasında eksenel yöndeki çekim kuvvetleridir. Bu çekim kuvvetleri makina yapısında mekanik zorlanmalara neden olur. Radyal akılı makinalarda ise hava aralığı çevresi boyunca oluşan bu çekim kuvvetleri birbirini yok eder. (Çopçuoğlu ve Önbilgin, 2007).

Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörler 4 gruba ayrılır;

1. Çift stator oluklu eksenel akılı makine,
2. Çift rotor oluklu eksenel akılı makine,
3. Stator dengeli tek kenarlı eksenel akılı makine,
4. Rotor dengeli tek kenarlı eksenel akılı makine.

#### 3.4.1 Çift Stator Oluklu Eksenel Akılı Makine

Bu makine tipinin kesiti Şekil 3.9’da gösterilmektedir. Şekil olarak pancake’e benzediğinden bu makinalar pancake makine olarak da adlandırılmaktadır. İki dış statora ve bir iç rotora sahiptir. Mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirmeli veya içe gömülü olabilir. Stator demir nüvesi radyal yönde lamine edilir ve konik dişli, sabit oluk aralığına sahip eşmerkezli halkalara benzer. Verim %75 civarındadır (Chen ve Pillay, 2004).



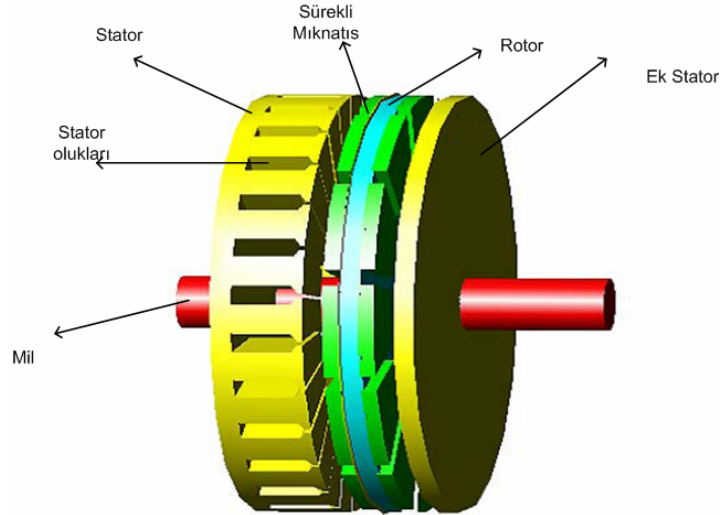
Şekil 3. 9. Çift statorlu eksenel akılı makine

### 3.4.2 Çift Rotor Oluklu Eksenel Akılı Makine

Yapı olarak çift stator oluklu eksenel akılı makinaya benzemektedir. Sadece bir stator iki rotora sahiptir. Stator iki rotor arasına yerleştirilmiştir. Rotor boyunduruğu üzerinde demir kısma akı yoğunluğu için ihtiyaç duyulur. Fakat stator boyunduruğu elimine edilebilir (Chen ve Pillay, 2004).

### 3.4.3 Stator Dengeli Tek Kenarlı Eksenel Akılı Makine

Bu tür makinaların yapısı basittir. Sadece bir rotor ve statora sahiptirler. Rotor ve stator arasında büyük bir çekme kuvveti oluşur. Sürekli mıknatıslı senkron generatörlerde normalde bilezik bulunmamasına rağmen, eksenel yöndeki hareketten rotörü korumak için, özel bilezikler kullanılır. Yapıya ek stator ekleyerek çekim kuvveti dengelenebilir. Rotorun karşı kısmı üzerinde, denge kuvvetini indüklemek için manyetik alan üretilmesinden dolayı sürekli mıknatıslara ihtiyaç vardır. Manyetik alan, histeresiz ve eddy kayıplarını dalgalandıracağından dolayı stator lamine edilir. Akı yüzeyi dikkatlice tasarlandığında, rotor ve ek stator arasında üretilen kuvvet, rotor ve makinanın statoru arasındaki kuvveti dengeler. Şekil 3.10'da makine yapısı gösterilmektedir (Lampola, 2000).



Şekil 3. 10. Stator dengeli tek kenarlı eksenel akılı makine

#### 3.4.4 Rotor Dengeli Tek Kenarlı Eksenel Akılı Makina

Yapı olarak stator dengeli tek kenarlı eksenel akılı makineye benzemektedir. Sadece burada çekme kuvveti dengesi, ek stator yerine ek yüzey mıknatıslı rotor eklenerek sağlanır. Bu yapıya sahip makinalarda stator dengeli makinalara göre daha fazla materyal kullanılır (Lampola, 2000).

#### 3.5 Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör İle Eksenel Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün Karşılaştırılması

1. Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatör, eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatöre göre daha ucuzdur.
2. Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörün moment/hacim oranı eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatöre göre daha yüksektir.
3. Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörlerin bir kısmı, oluksuz yapıya sahip olmasından dolayı daha düşük vuruş momentine ve daha az gürültüye sebep olur ancak daha büyük çapa sahiptirler.
4. Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörün moment/ses oranı daha yüksektir.
5. Radyal akılı sürekli mıknatısların yapısı daha basit olup, üretimi kolaydır.
6. Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörler daha hafiftir.

### 3.6 Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörlerin Kullanım Alanları ile Avantaj ve Dezavantajları

Sürekli mıknatıslı senkron generatörler yüksek güç/hacim oranı, hassas kontrol ayarı istenen yerlerde kullanılır. Başlıca kullanım alanları,

- Rüzgar santralleri,
- Mini- hidroelektrik santraller,
- Hibrid araçlar,
- Diesel türbinler ve
- Gemilerdir.

Avantajları:

1. DC uyarım sargıları, bilezik ve fırça sistemleri gerekmez.
2. Rotorunda sargı yerine mıknatısların bulunması verimini arttırmaktadır. Rotorda sürekli mıknatıs bulunduğundan harici bir uyarma kaynağına ve uyarma gücüne gerek kalmamaktadır. Uyarma kayıpları söz konusu değildir.
3. Kollektör bulunmaması rotor boyunun kısılmasına, rotorda sargıların olmaması da ağırlığının dolayısıyla rotor ataletinin azalmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle atalet momenti düşük ve dinamik performansı iyidir.
4. Güç elektroniğindeki gelişmeler sayesinde makinanın aktif ve reaktif güç denetimi sorun olmaktan çıkmıştır.
5. Endüvi reaksiyonu, konvansiyonel senkron generatöre göre daha az etkindir.

Dezavantajları;

1. Uyarım alanı ve dolayısıyla güç katsayısı denetlenmediğinden şebekeye doğrudan bağlantı uygun değildir.
2. Dönüştürücü anma gücü yüksektir, sistemde ek fren düzenekleri gerektirilebilir.
3. Gerilim ayarı, uyarma akımı olmadığından dolayı zordur.
4. Mıknatısların rotor yüzeyinde olduğu tasarımlarda yüksek hızlarda mıknatısların rotor yüzeyine tutturulması oldukça zordur ve her zaman kopma riski vardır.
5. Yüksek enerjili sürekli mıknatıs gereksinimi bu tip generatörlerin maliyetini artırmaktadır.

#### 4. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN MATEMATİKSEL MODELİ

Bu bölümde, sürekli mıknatıslı senkron generatörün d ve q eksen modeli oluşturulacak ve makinenin geçici ve kararlı rejim durumlarındaki generatör davranışları incelenip, matematiksel modeli elde edilecektir. Generatörün d ve q modelini elde etmek için uzay vektör teorisinden yararlanılacaktır.

##### 4.1 Uzay Vektörü Teorisi

AC sistemlerinin teorisini ve uygulamalarını ifade etmek için zamana bağlı kompleks fonksiyonlar kullanılır. Örneğin akım ifadesi;

$$i(t) = \bar{i}(\cos \varphi + j \sin \varphi) = \bar{i}e^{j\varphi} \quad (4.1)$$

şeklinde yazılır.

Burada  $\bar{i}$  akımın tepe değeri ve  $\varphi = \omega t + \theta$  akımın faz açısıdır. Simetrik 3 fazlı sistemlerde fazlar  $2\pi/3$ 'lük faz farkı ile yerleştirilir. Akımın ani değeri akımın reel kısmı ile gösterilecek olursa, 3 fazlı bir sistemin ani akım ifadeleri;

$$i_a(t) = \bar{i} \cos(\omega t + \theta) \quad (4.2)$$

$$i_b(t) = \bar{i} \cos(\omega t + \theta - 2\pi/3) \quad (4.3)$$

$$i_c(t) = \bar{i} \cos(\omega t + \theta + 2\pi/3) \quad (4.4)$$

olarak yazılır. Stator akımının uzay vektörü aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$i_s(t) = c[i_a(t) + a i_b(t) + a^2 i_c(t)] \quad (4.5)$$

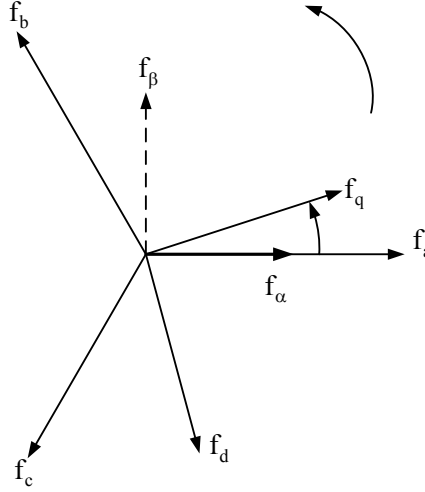
Burada  $a = e^{j2\pi/3}$ , e eşit olup uzay vektör operatörüdür. c; dönüşüm sabiti olup  $2/3$ 'e eşittir.

##### 4.2 Referans Düzlem Dönüşümleri

İdeal makine modelleri, sistem parametrelerini etkilemeyecek, analiz amacını saptırmayacak varsayımlar ve ihmaller üzerine kurulur. Makine parametrelerinin gösterildiği eksen takımları kendi aralarında trigonometrik dönüşümlerin mevcut olduğu bir değişken dönüşümüdür. Eksen takımı dönüşümü ile üç fazlı sistemlerde bulunan parametre karmaşıklığı giderilerek dinamik eşitlerdeki değişkenlerin sayısı azaltılır ve eşitliklerin çözümü daha hızlı olur.

Faz dönüşüm işlemleri genellikle 3-faz sabit düzlemde 2-faz sabit düzleme (Clarke

dönüşümü), 2-faz sabit düzlemden 3-faz sabit düzleme Ters Clarke dönüşümü ( $\text{Clarke}^{-1}$ ), 2 veya 3-faz sabit düzlemden 2-faz rotor düzlemine (Park dönüşümü) ve 2 faz rotor düzleminden 2 ya da 3-faz sabit düzleme Ters Park dönüşümü ( $\text{Park}^{-1}$ ) şeklinde gerçekleştirilir.

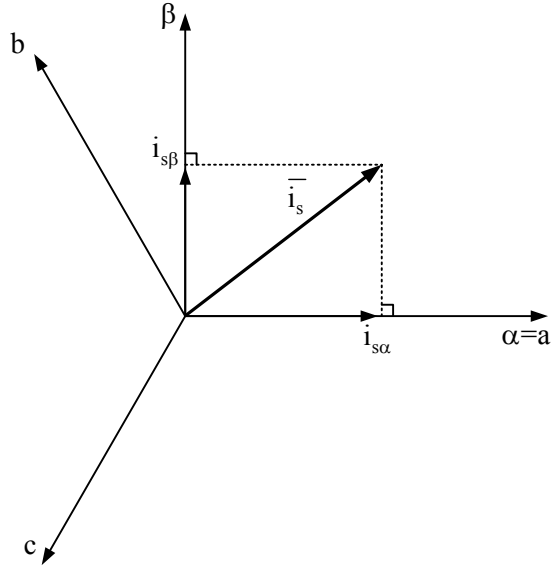


Şekil 4. 1. Referans düzlemler

Burada  $f_a$ ,  $f_b$ ,  $f_c$ , birbirinden  $120^\circ$  faz farklı 3-faz sabit referans düzlemi,  $f_\alpha, f_\beta$ , birbirinden  $90^\circ$  faz farklı 2-faz sabit referans düzlemi ve  $f_d$ ,  $f_q$  da birbirinden  $90^\circ$  faz farklı 2-faz rotor referans düzlemini ifade etmektedir. Şekil 4.1'de  $\theta_r$  açısı rotor referans düzleminin dönme açısını göstermektedir (Özçira, 2007).

#### 4.2.1 Clarke Dönüşümü ( $a, b, c \rightarrow (\alpha, \beta)$ )

3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme dönüştürme için Clarke dönüşümü kullanılır. Uzak vektörü  $(\alpha, \beta)$  denen 2 ortogonal eksenle başka bir referans çerçevesinde yazılabilir. Aşağıdaki vektör diyagramında a-ekseni ve  $\alpha$ -eksenini aynı yönde oldukları kabulüyle gösterebiliriz (Özçira, 2007).



Şekil 4. 2. Stator akım uzay vektörü ve  $(\alpha, \beta)$ 'deki bileşenleri

Clarke dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

şeklindedir.

#### 4.2.2 Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$

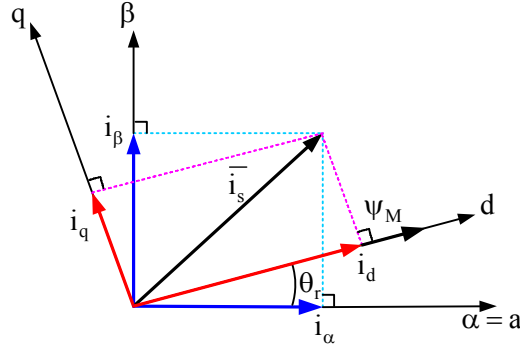
2-faz sabit düzlemde 3-faz sabit düzleme dönüşüm için ters Clarke dönüşümü kullanılır. Ters Clarke dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

şeklindedir.

#### 4.2.3 Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$

Bu dönüşüm vektör kontrolünün en önemli kısmıdır. 3-faz sabit düzleminden 2-faz rotor düzlemine dönüşüm bu metotla gerçekleştirilir.



Şekil 4. 3. Stator akım uzay vektörü ve  $(\alpha, \beta)$  ve  $(d, q)$  referans sistemlerindeki bileşenleri

Burada  $\theta_r$  rotor akı pozisyonudur. Yukarıdaki fazör diyagramdan;

$$\bar{i}_s = i_s e^{-j\theta_r} = i_{sd} + j i_{sq} \quad (4.8)$$

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (4.9)$$

ifadeleri elde edilir.

(4.9) eşitliği (4.8)' de yerine yazılırsa;

$$\bar{i}_s = (i_{s\alpha} + j i_{s\beta}) e^{-j\theta_r} \quad (4.10)$$

(4.8) ve (4.10) ifadelerinden;

$$\bar{i}_s = i_{sd} + j i_{sq} = (i_{s\alpha} + j i_{s\beta}) e^{-j\theta_r} \quad (4.11)$$

elde edilir.

Buna göre;

$$\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

olarak elde edilir.

Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

şeklindedir (Özçira, 2007).

#### 4.2.4 Ters Park Dönüşümü $(d, q) \rightarrow (a, \beta)$

2-faz rotor düzleminden 3-faz stator düzlemine dönüştürmek için Ters Park ( $\text{Park}^{-1}$ ) dönüşümünün uygulanması gerekir.

Ters Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

şeklindedir.

### 4.3 Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün 3-Faz Referans Sistemindeki Matematiksel Modeli

MSG'ün 3 faz referans sisteminde gerilim matematiksel modeli;

$$i_a R_s + U_a = \frac{d\psi_a}{dt} \quad (4.15)$$

$$i_b R_s + U_b = \frac{d\psi_b}{dt} \quad (4.16)$$

$$i_c R_s + U_c = \frac{d\psi_c}{dt} \quad (4.17)$$

$$\psi_{abc} = -L_s i_{abc} + \psi_M \quad (4.18)$$

Burada;

$i$ ; Stator akımı

$R_s$ ; Stator direnci

$U$ ; Stator gerilimi

$\psi_M$ ; sürekli mıknatıs akısı

$\psi_{abc}$ ; Makinanın toplam akısıdır.

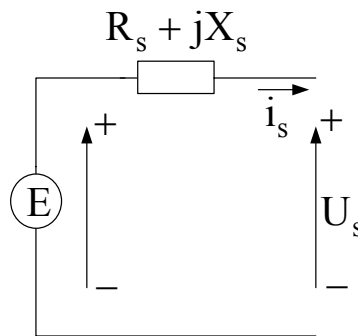
Burada  $\psi_a, \psi_b$  ve  $\psi_c$  akıları matrisel formda yazılırsa;

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} L_{ls} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{ls} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{ls} + \bar{L}_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

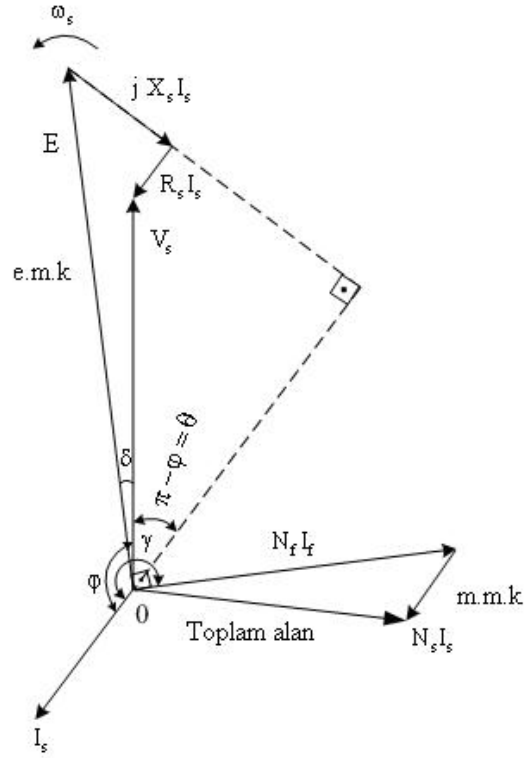
Burada,  $L_{ls}$ ; stator kaçak endüktansı ve  $\bar{L}_m$ ; mıknatıslanma endüktansının ortalama değerini ifade etmektedir.

Statordaki öz ve karşıt endüktanslar, sürekli mıknatıslı senkron generatörün mıknatıs yapısı şekline göre değişmektedir. İçe gömülü rotor yapısına sahip SMSG'lerde stator öz ve karşıt endüktansları  $\theta_r$ 'ye bağlı olarak değişirken, yüzeye yerleştirilmiş mıknatıs yapısına sahip SMSG'lerde stator öz ve karşıt endüktansları birbirine eşit ve  $\theta_r$ 'den bağımsızdır. Bu çalışmada yüzey yerleştirmeli tip dikkate alınacaktır (Boldea, 2006).

Tezde sürekli mıknatıslı senkron generatör üç fazlı endüktif bir yükü beslemektedir. Şekil 4.4 ve 4.5'de sürekli mıknatıslı senkron generatörün eşdeğer devresi ve endüktif yük durumundaki fazör diyagramı gösterilmiştir. Burada endüklenen gerilim sürekli mıknatıslar tarafından elde edilmektedir.



Şekil 4. 4. Sürekli mıknatıslı senkron generatörün bir faz eşdeğer devresi



Şekil 4. 5. Sürekli mıknatıslı senkron generatöre ait e.m.k ve m.m.k fazör diyagramları

Burada;

E: Endüklenen gerilim veya iç gerilim

$X_s$  : Stator reaktansı

$V_s$  : Stator Gerilimi

$\delta$ : Yük açısı

$i_s$  : Stator akımı

$\phi$ : Güç açısı

$R_s$  : Stator direnci

$\omega_e = p \cdot \omega_m$

(4.20)

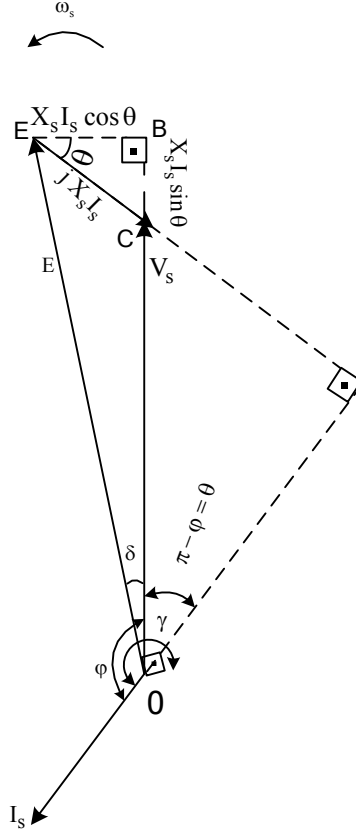
$\omega_e$ : Elektriksel hız

$\omega_m$ : Mekaniksel hız

p: Kutup çifti sayısı

Yük altında, stator endüktansı üzerinden akan akım, statorda manyetik alan meydana getirir ve bu alan Şekil 4.5'te gösterildiği gibi rotor manyetik alanını azaltır. Makine dirençlerindeki gerilim düşümleri endüklenen emk ile stator gerilimi arasındaki faz gecikmesine sebep olmaktadır.

Şekil 4.6'daki fazör diyagramından makinanın aktif, reaktif güç ve moment ifadeleri elde edilir.



Şekil 4. 6. Sürekli mıknatıslı senkron generatörün fazör diyagramı (bakır kayıpları ihmal)

$R_s=0$  kabul edilirse;

$\triangle OBE$  üçgeninden;

$$\sin \delta = \frac{X_s I_s \cos \theta}{E} \quad (4.21)$$

$$E \sin \delta = X_s I_s \cos \theta \quad (4.22)$$

(4.22) eşitliğinin her iki tarafı  $3V_s$  ile çarpılıp,  $X_s$ 'e bölünürse;

$$3 \frac{V_s E \sin \delta}{X_s} = 3 V_s I_s \cos \theta \quad (4.23)$$

$\cos \theta = -\cos \phi$  olduğundan, generatörün aktif gücü;

$$P_{\text{gen}} = -3 \frac{V_s E \sin \delta}{X_s} \quad (4.24)$$

Elektromanyetik moment ifadesi;

$$T_e = \frac{P_{gen}}{\omega_m} = -\frac{3V_s E \sin \delta}{X_s \omega_m} \quad (4.25)$$

Şekil 4.6'dan;

$$V_s + X_s I_s \sin \theta = E \cos \delta \quad (4.26)$$

yazılır ve (4.26) eşitliğinin her iki tarafını  $3U_s$  ile çarpılıp,  $X_s$ 'e bölünürse, generatörün reaktif gücü;

$$3 \frac{V_s^2 - EV_s \cos \delta}{X_s} = -3V_s I_s \sin \theta \quad (4.27)$$

$$Q_{gen} = -3 \frac{V_s^2 - V_s E \cos \delta}{X_s} \quad (4.28)$$

olarak bulunur.

#### 4.4 Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün d ve q Referans Sistemindeki Matematiksel İfadesi

3 fazlı referans sistemden 2 fazlı rotor referans sistemine geçmek için Park dönüşüm matrisi kullanılır. Park dönüşüm matrisi;

$$P(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(-\theta_r) & \cos\left(-\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(-\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(-\theta_r) & \sin\left(-\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

ile ifade edilir.

Akım ifadeleri park dönüşüm matrisi kullanılarak yazılırsa;

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

şeklini alır.

Sürekli mıknatıslı senkron makina modeli, rotor manyetik alanının sinüzoidal olduğu kabulü ifadesine dayanmaktadır. Kabul edilen akı vektörel olarak ifade edilir ve böylece endüklenen gerilim E ifadesi;

$$E = j\omega_r \cdot \psi_M = j2\pi f \psi_M \quad (4.31)$$

şeklinde olur. SMSG'nin d-q eksen matematiksel modeli DC uyarımlı senkron generatörün matematiksel modelinden elde edilebilir (Lyshevski, 1999). Generatör şebekeye bir frekans dönüştürücü ile bağlanırsa reaktif güç, generatör tarafındaki dönüştürücü ile ayarlanabilir. SMSG özellikle düşük hızlı uygulamalarda şebekeye bir frekans dönüştürücü ile bağlandığından, amortisör sargısına gerek yoktur. Burada frekans dönüştürücü sayesinde istenilen genlikte ve frekansta sinüzoidal dalga elde edilebilir. Yüksek hızlı uygulamalarda ise merkezkaç kuvveti fazla olup, sinüzoidal endüksiyon dağılımını sağlamak için amortisör sargısına ihtiyaç vardır.

#### 4.4.1 Gerilim Denklemleri

Generatörün gerilim eşitlikleri rotor referans ekseninde aşağıdaki gibi elde edilir.

$$u_{sd} = -i_{sd}R_s - L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + \omega_r L_{sq} i_{sq} \quad (4.32)$$

$$u_{sq} = -i_{sq}R_s - L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r (-L_{sd} i_{sd} + \psi_m) \quad (4.33)$$

Stator akı bileşenleri ifadeleri;

$$\psi_{sd} = -L_{sd} i_{sd} + \psi_M \quad (4.34)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (4.35)$$

Burada  $L_{sd}$  ve  $L_{sq}$  ifadelerini yazacak olursak;

$$L_{sd} = L_{ls} + L_{md} \quad (4.36)$$

$$L_{sq} = L_{ls} + L_{mq} \quad (4.37)$$

$$\bar{L}_m = \frac{1}{3} (L_{mq} + L_{md}) \quad (4.38)$$

Burada;

$L_{md}$ ; d ekseni manyetik endüktansını,

$L_{mq}$ ; q eksenli manyetik endüktansını

ifade eder.

$$L_{md} = \frac{N_s^2}{\mathfrak{R}_{md}} \quad (4.39)$$

$$L_{mq} = \frac{N_s^2}{\mathfrak{R}_{mq}} \quad (4.40)$$

Çalışmada kullandığımız SMSG yüzey yerleştirmeli tip olduğundan d ve q eksen endüktansları ve dolayısıyla relüktansları birbirine eşittir. ( $L_{md} = L_{mq}$  ve  $\mathfrak{R}_{md} = \mathfrak{R}_{mq}$ )

(4.39) ve (4.40) ifadeleri (4.38) ifadesinde yerine yazılırsa;

$$\bar{L}_m = \frac{2}{3} \frac{N_s^2}{\mathfrak{R}_{md}} = \frac{2}{3} L_{md} = \frac{2}{3} L_{mq} \quad (4.41)$$

(4.41) ifadesi düzenlenilirse;

$$L_{md} = L_{mq} = \frac{3}{2} \bar{L}_m \quad (4.42)$$

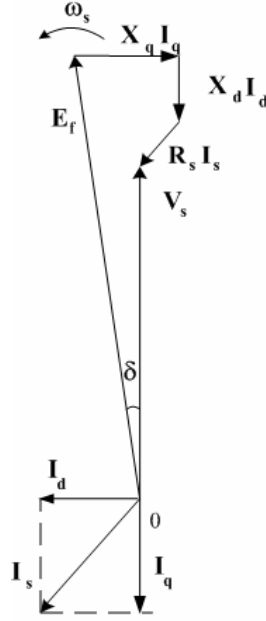
(4.42) ifadesi, (4.36) ve (4.37) ifadesinde yerine yazılırsa;

$$L_{sd} = L_{ls} + \frac{3}{2} \bar{L}_m \quad (4.43)$$

$$L_{sq} = L_{ls} + \frac{3}{2} \bar{L}_m \quad (4.44)$$

ifadeleri elde edilir.

Sürekli mıknatıslı senkron makinanın generatör çalışmanın fazör diyagramı endüktif yük için Şekil 4.7’de görülmektedir.



Şekil 4. 7. Sürekli mıknatıslı senkron makinanın generatör çalışmasına ait fazör diyagramı

#### 4.4.2 Moment ve Güç İfadeleri

Generatörün elektriksel momenti koenerji ifadesi kullanılarak yazılabilir.

$$W_c = \frac{1}{2} [i_a \ i_b \ i_c] L_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [i_a \ i_b \ i_c] \begin{bmatrix} \psi_M \sin \theta_r \\ \psi_M \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \psi_M \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$T_e = p \frac{dW_c}{dt} = p \psi_M \left[ i_a \cos \theta + i_b \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (4.46)$$

Yüzey yerleştirmeli SMSG’de stator karşıt ve öz endüktansları  $\theta_r$ ’e bağlı olmadığından enerji ifadesinin türevi alındığında  $W_c$  ifadesinin ilk terimi sıfır olur.

$$i_a = (\cos \theta) i_{sq} - (\sin \theta) i_{sd} \quad (4.47)$$

$$i_b = \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) i_{sq} - \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) i_{sd} \quad (4.48)$$

$$i_c = \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) i_{sq} - \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) i_{sd} \quad (4.49)$$

$$T_e = p\psi_M \left[ \cos^2 \theta + \cos^2 \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos^2 \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] i_{sq} -$$

$$\left[ \sin \theta \cos \theta + \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] i_{sd} \quad (4.50)$$

$$\cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) = \cos \theta \cos 120 + \sin \theta \sin 120 = -\frac{\cos \theta}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \quad (4.51)$$

$$\cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) = \cos \theta \cos 120 - \sin \theta \sin 120 = -\frac{\cos \theta}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \quad (4.52)$$

$$\sin \theta \cos \theta = \frac{\sin 2\theta}{2} \quad (4.53)$$

$$\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{\sin 2 \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right)}{2} = -\frac{\sin 2\theta}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta \quad (4.54)$$

$$\sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{\sin 2 \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right)}{2} = -\frac{\sin 2\theta}{4} - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta \quad (4.55)$$

Sin ve cos trigonometrik ifadeleri (4.46) ifadesinde yerine konulursa;

$$T_e = p\psi_M \left[ \cos^2 \theta + \frac{\cos^2 \theta}{4} + \frac{3}{4} \sin^2 \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \sin \theta + \frac{\cos^2 \theta}{4} + \frac{3}{4} \sin^2 \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \sin \theta \right] i_{sq} -$$

$$\left[ \frac{\sin 2\theta}{2} - \frac{\sin 2\theta}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta - \frac{\sin 2\theta}{4} - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\theta \right] i_{sd} \quad (4.56)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p\psi_M i_{sq} \quad (4.57)$$

olarak elde edilir. Sürekli mıknatıslı senkron makinanın motor veya generatör çalışması; akımın q bileşenin işaretine bağlıdır. Akımın q bileşeni negatif ise makine generatör olarak çalışır. Eğer akımın q bileşeni pozitif ise makine motor olarak çalışmaktadır. Akımın q bileşenin işareti makinanın elektromanyetik momentinin işaretine bağlıdır. Elektromanyetik moment işareti negatif ise makine generatör modda, pozitif ise motor modda çalışır (Boldea, 2006).

SMSG'lerin hızları oldukça küçük olduğundan mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilir. Bu durumda generatörün elektriksel momenti sadece sürekli mıknatıslardan elde edilir ve stator akımının q bileşenine bağlı olur (Boldea, 2006).

SMSG'nin aktif ve reaktif güç eşitlikleri;

$$P_{\text{gen}} = \frac{3}{2} [U_{\text{sd}} i_{\text{sd}} + U_{\text{sq}} i_{\text{sq}}] \quad (4.58)$$

$$Q_{\text{gen}} = \frac{3}{2} [U_{\text{sd}} i_{\text{sq}} - U_{\text{sq}} i_{\text{sd}}] \quad (4.59)$$

ve sargı kayıplarının güç eşitliği,

$$P_{\text{cu}} = \frac{3}{2} R_s (i_{\text{sd}}^2 + i_{\text{sq}}^2) \quad (4.60)$$

şeklinde yazılır.

## 5. SÜREKLİ MİKNATISLI DOĞRU AKIM MOTORUNUN MATEMATİKSEL MODELİ

Bu bölümde generatör tahrik sisteminde kullanılan sürekli mıknatıslı DC motor hakkında bilgiler verilip, matematiksel modeli incelenecektir.

### 5.1 Sürekli Mıknatıslı Doğru Akım (SMDC) Motoru

SMDA motorlar, iletken akımları ile rotora veya statora yerleştirilen sürekli mıknatısların oluşturduğu manyetik alanın etkileşimi sonucunda çalışan elektrik makinalarıdır (Tuncay, v.d. 2004). Sürekli mıknatıslı doğru akım motoru temel olarak ikiye ayrılır.

1. Sürekli Mıknatıslı Fırçasız Doğru Akım Motoru
2. Sürekli Mıknatıslı Fırçalı Doğru Akım Motoru

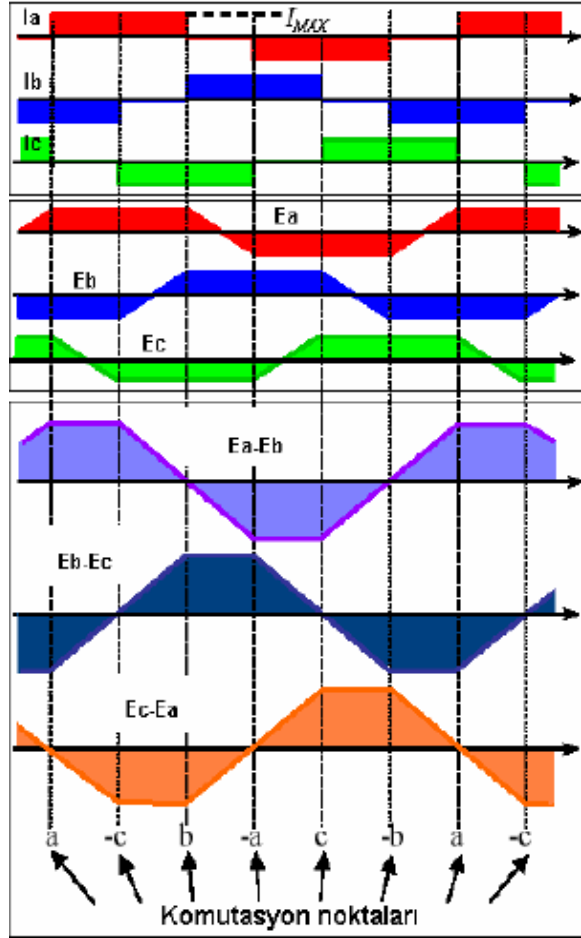
#### 5.1.1 Sürekli Mıknatıslı Fırçasız Doğru Akım Motoru

Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım (SMFDC) motorlarında mıknatıslar rotorda bulunmaktadır. Uyarma rotordaki mıknatıslarla sağlanır. Bu motorlarda, stator sargıları tarafından bir manyetik döner alan üretilmekte ve bu döner alan içine yerleştirilen sürekli mıknatıslı rotorun döner alan ile aynı hızda hareket etmesi sağlanmaktadır. Üretilen döner alan, rotor pozisyonuna göre anahtarlanan yarı iletken elemanların anahtarlanması ile oluşturulmaktadır. Sürekli mıknatıslı fırçasız DC motorlar konvansiyonel doğru akım motorlarının karakteristiğine benzer performans özelliğine sahip olmalarına karşılık, komutasyonun gerçekleştirilmesi için rotor konum algılayıcılarına gereksinim duyarlar. SMFDC motorları aslında sürekli mıknatıslı senkron motorlardır. Sürekli mıknatıslı senkron motordan farkları sadece hava aralığı akı dağılımı ve zıt emk dalga şeklinin trapezoidal olmasıdır.

Konvansiyonel DC motorda kutuplarda manyetik alan değişimi, komütatör ve fırçalarla mekanik bir şekilde yapılır. Fakat SMFDC motorlarında kutuplarda manyetik alan değişimi yarı iletken anahtarlarla elektronik olarak yapılır. SMFDC motorların kontrolü karmaşık olmasına rağmen yüksek verimli olmalarından ve bakım gerektirmemelerinden dolayı pek çok uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır. Bu tip doğru akım motorlarının statoru, demir kayıplarını azaltmak için silisli saçlardan yapılmıştır. Statorun boyutları, motorun gücüne bağlı olarak değişmektedir. Güç arttığı zaman, motorun üzerinden geçen akım ve buna bağlı olarak kablo kesiti artar. Artan kablo kesiti, sargıların sarıldığı statorun boyutlarının

büyümesine neden olur (Atan, 2007).

Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motoru trapezoidal zıt emk'ya sahiptir ve sabit moment üretmek amacıyla kare dalga akımla çalışacak biçimde tasarlanırlar. Şekil 5.1'de SMFDC motorunun akım ve gerilim dalga şekli gösterilmektedir.



Şekil 5. 1. Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorunun akım ve gerilim dalga şekilleri

Bu tip motorlar;

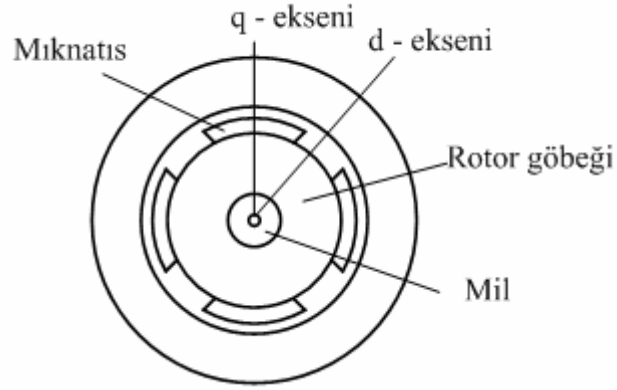
- Kollektör ve fırça yapısı olmadığı için yüksek verim,
- Kompakt yapı,
- Sinüzoidal zıt emk'lı motorlara göre daha düşük üretim maliyeti,
- Bir elektriksel çevrim için altı farklı komütasyon noktası,
- Komütasyon anlarında moment dalgalanmaması,

gibi özelliklere sahiptir.

Bu gibi avantajlarına rağmen mıknatıs teknolojisinin hala pahalı olması ve kontrolü için ek maliyet getirmesi gibi dezavantajları vardır.

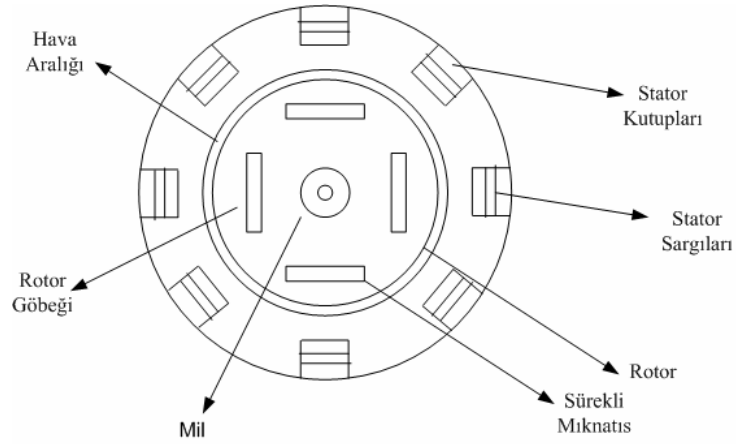
Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorları mıknatıs yerleşimine göre ikiye ayrılır;

#### 1. Rotor Yüzeyine Yerleştirilmiş Mıknatıs Yapısına Sahip Fırçasız DC Motor



Şekil 5. 2. Rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıs yapısına sahip SMFDC motorunun kesiti

#### 2. İç Gömülü Mıknatıs Yapısına Sahip Sürekli Mıknatıslı Fırçasız DC Motor

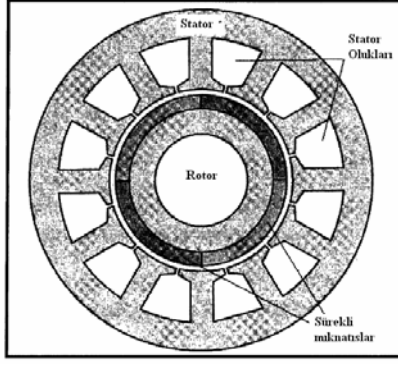


Şekil 5. 3. İç gömülü mıknatıs yapısına sahip SMFDC motorunun kesiti

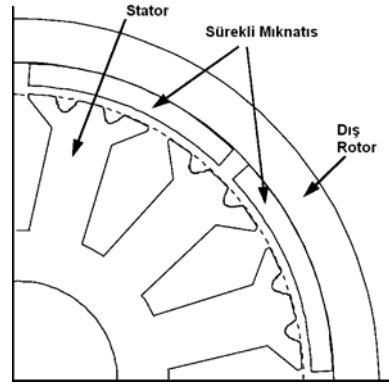
SMFDC motorları rotorun bulunduğu yere göre ikiye ayrılır;

#### 1. İç rotorlu SMFDC

#### 2. Dış rotorlu SMFDC



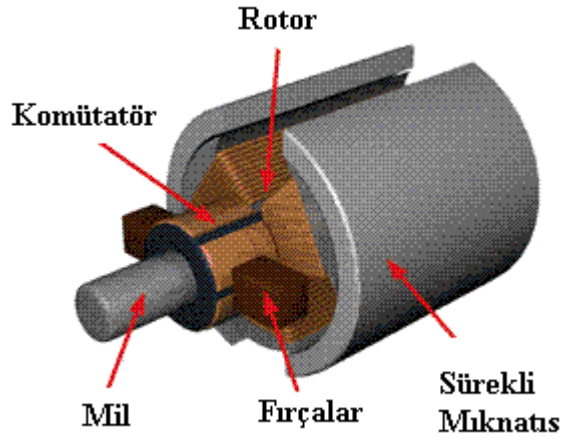
Şekil 5. 4. İç rotor yapısına sahip SMFDC



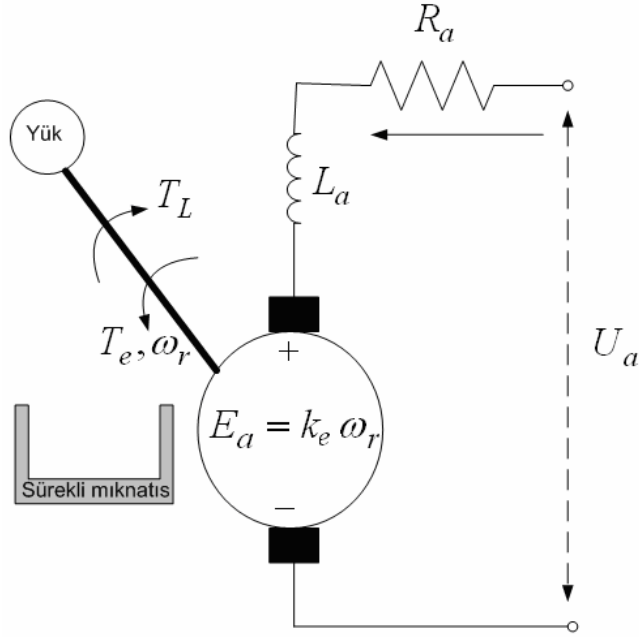
Şekil 5. 5. Dış rotor yapısına sahip SMFDC

### 5.1.2 Sürekli Mıknatıslı Fırçalı Doğru Akım Motoru

Sürekli mıknatıslı doğru akım motorunun diğer bir türü sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorudur. Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motoru kompakt yapı ve geniş çalışma hızı aralığı istenen yerlerde genellikle kullanılır, düşük hızlarda yüksek moment karakteristiği sağlar (Bullock, 1995). Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun statorunda mıknatıslar bulunmaktadır. Bu tip motorda sürekli mıknatıslar manyetik alanı oluşturur. Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun kesiti Şekil 5.6.'da gösterilmiştir.



Şekil 5. 6. Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motor kesiti



Şekil 5. 7. Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motoru

Sürekli mıknatıslı fırçalı DC motorlarında;

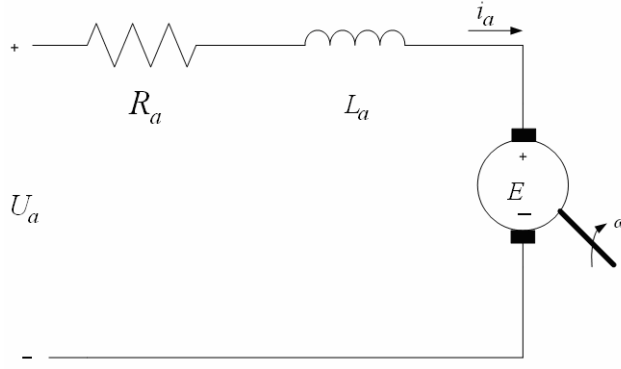
- Statorunda mıknatıslar bulunduğu için, statorunda bakır kaybı oluşmaz,
- Kontrolü, konvansiyonel DC motorların kontrolü gibi basittir,
- Kullanım alanları devir sayısı ve gücü düşük olan yerlerdir,
- Verim konvansiyonel DC motorlara göre oldukça yüksektir.

Devir sayısının ve gücünün düşük olması, bunun yanı sıra statordaki demir ve bakır kayıplarının olmaması sebebiyle bu tezde yapılan simülasyon çalışmasında sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motoru kullanılmıştır.

## 5.2 Sürekli Mıknatıslı Fırçalı Doğru Akım Makinasının Matematiksel Modeli

### 5.2.1 Elektriksel Kısım

Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorları üç tane basit elektriksel elemanın seri bağlanması ile modellenilebilir. Sürekli mıknatıslı fırçalı DC motorun eşdeğer devresi Şekil 5.8’de gösterilmektedir.



Şekil 5. 8. SMDC fırçalı motorunun rotor eşdeğer devresi

Eşdeğer devrede Kirchhoff kuralı uygulanırsa;

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E \quad (5.1)$$

Burada;

$U_a$ : Endüi gerilimi

$R_a$ : Endüi direnci

$L_a$ : Endüi endüktansı

$E$ : Zıt e.m.k

Kararlı durumda endüklenen e.m.k ifadesi;

$$E = k_e \omega \quad (5.2)$$

olarak ifade edilir.

Burada  $k_e$  hız sabiti veya gerilim sabiti olarak adlandırılır.  $k_e$ 'nin değeri motorun malzeme özelliklerine, geometrisine, yapısına bağlı olarak tanımlanır. Motorun fiziksel boyutları, bobin sarım sayısı ve stator manyetik alan yoğunluğu  $k_e$  katsayısını belirler.

$$k_e = p \Psi_M \quad (5.3)$$

olarak ifade edilir.

Motorun bakır kayıpları ihmal edilirse, motorun elektriksel çıkış gücü;

$$P = E_a i_a \quad (5.4)$$

şeklindedir.

### 5.2.2 Mekaniksel Kısım

Sistemde enerji dengesini sağlamak için, motor momentlerinin toplamının sıfır olması gerekir.

Bu durumda;

$$T_e - T_j - T_\omega - T_L = 0 \quad (5.5)$$

olur. Burada;

$T_e$ : Elektromanyetik moment

$T_\omega$ : Sürtünme Momenti

$T_j$ : Atalet Momenti

$T_L$ : Mekanik yük momentidir.

Elektromanyetik moment endüi sargılarından geçen akım ile doğru orantılı olup,

$$T_e = k_t i_a \quad (5.6)$$

ifade edilir. Burada  $k_t$ , moment katsayısıdır.

$$k_t = p\psi_M \quad (5.7)$$

$$T_j = J \frac{d\omega}{dt} \quad (5.8)$$

Burada  $J$ , rotor ataletini;  $\psi_M$  mıknatıs akısını ifade eder.

$$T_\omega = B\omega \quad (5.9)$$

Burada  $B$ , viskoz sürtünme katsayısıdır.

(5.7),(5.8) ve (5.9) ifadeleri (5.5) ifadesinde yerine yazılırsa;

$$k_t i_a - J \frac{d\omega}{dt} - B\omega - T_L = 0 \quad (5.10)$$

elde edilir.

### 5.2.3 Transfer Fonksiyonu

Elektriksel ve mekanik kısımlardan elde edilen eşitliklerle sistem için bir blok diyagramı oluşturulabilir. Her bir eşitlik için Laplace dönüşümü uygulanırsa;

$$sI_a(s) - i_a(0) = -\frac{R_a}{L_a}I_a(s) - \frac{k_e}{L_a}\omega + \frac{1}{L_a}U_a(s) \quad (5.11)$$

$$s\omega(s) - \omega(0) = \frac{k_t}{J}I_a(s) - \frac{B}{J}\omega(s) - \frac{1}{J}T_L(s) \quad (5.12)$$

Burada;

$i_a(0)$ : Akımın başlangıç değeri

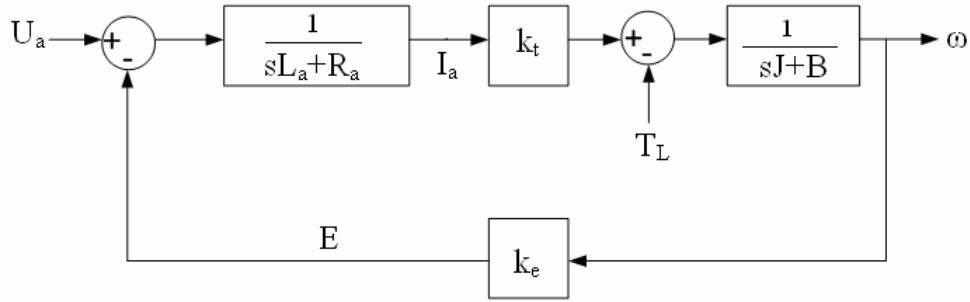
$\omega_e(0)$ : Hızın başlangıç değeri

Başlangıç koşulları sıfır kabul edilirse, akım ve hız eşitlikleri

$$I_a(s) = \frac{-k_e\omega(s) + U_a(s)}{L_a s + R_a} \quad (5.13)$$

$$\omega(s) = \frac{k_t I_a(s) - T_L(s)}{J s + B} \quad (5.14)$$

Yukarıdaki eşitlikler yardımıyla sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun blok diyagramı Şekil 5.9'daki gibi gösterilebilir.



Şekil 5. 9. Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun blok diyagramı

### 5.3 Sürekli Mıknatıslı Fırçalı Doğru Akım Motorunun Hız-Moment Değişimi

Sürekli durumda  $\omega L \ll R$  olduğundan  $L$  endüktansı ihmal edilirse;

$$U_a = E + R_a i_a \quad (5.15)$$

ifadesi elde edilir.

Denklemden E yerine  $p\omega\psi_M$  yazılıp,  $i_a$  yerine  $\frac{1}{p\psi_M}T_e$  yazılırsa;

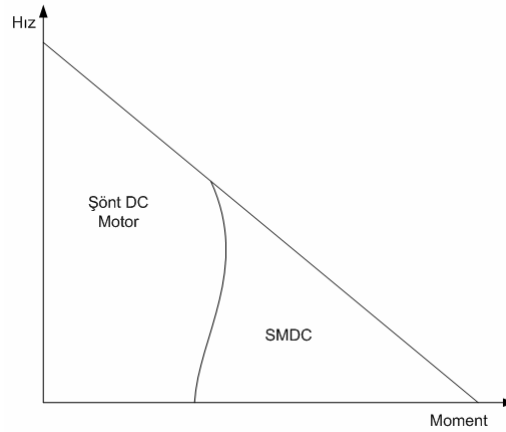
$$U_a = p\omega\psi_M + \frac{R_a}{p\psi_M} T_e \quad (5.16)$$

ifadesi elde edilir.

(5.16) ifadesinden  $\omega$  çekilirse;

$$\omega_e = \frac{U_a}{p\psi_M} - \frac{T_e R_a}{(p\psi_M)^2} \quad (5.17)$$

(5.17) ifadesine göre hız-moment eğrisi Şekil 5.10'da gösterilmektedir.



Şekil 5. 10. Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun hız-moment karakteristiği

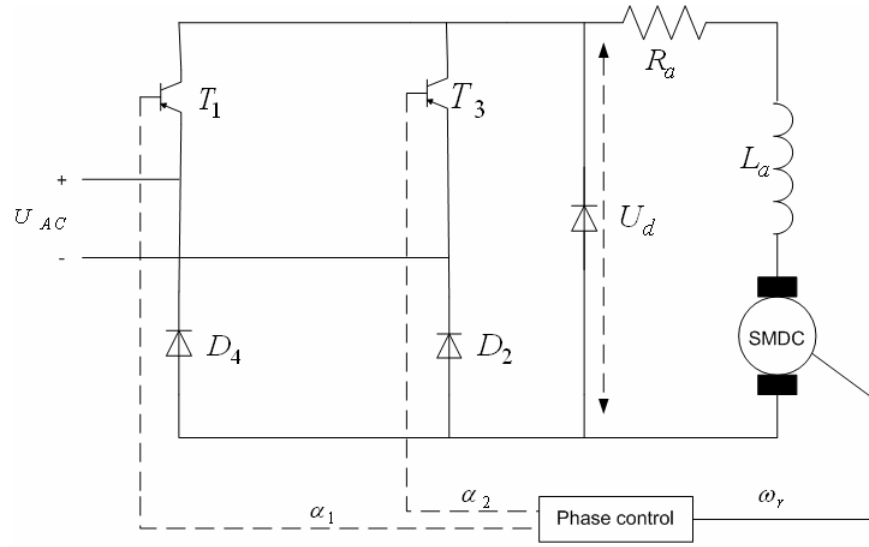
Şekil 5.10'da görüldüğü gibi sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun momentle hız değişimi DC şönt motor ile aynı hız moment karakteristiğine benzemektedir. Grafikten de anlaşıldığı gibi genellikle yüksek moment düşük hız istenilen yerlerde sürekli mıknatıslı doğru akım motoru, yüksek hız istenen yerlerde şönt DC motor kullanılması uygun olmaktadır.

#### 5.4 SMDC' nin Yarı Kontrollü Tam Dalga Doğrultucu ile Hız Kontrolü

Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunda hız kontrolü, uç geriliminin değişimi ile sağlanır. Genellikle, küçük güçlü motorlarda endüvi gerilimi darbe genişlik modülasyonu kullanılarak ayarlanır. Enkoder ile motor hızı algılanır ve motor hızını istenilen değerde tutabilmek için uç gerilimi kontrol edilir. Bu sayede motor devri çok hassas aralıklarda kontrol edilmiş olur.

Konvansiyonel DC motora direkt olarak DC gerilim uygulanabilir. Fakat sürekli mıknatıslı DC motora uygulanan gerilim, AC şebekeden elde edilen gerilimin doğrultulması ile uygulanır. Bundan dolayı tezde sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun hız kontrolü için yarı kontrollü tam dalga doğrultucu kullanılmıştır.

Yarı kontrollü tam dalga doğrultucu ile sürekli mıknatıslı motorun hız kontrol modeli Şekil 5.11’de görüldüğü gibidir. Şekilden de anlaşıldığı gibi, sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun hızına bağlı olarak tristörlerin tetikleme açıları belirlenir. Böylece gerilim ve akım çıkış değerleri tristörlerin tetikleme açısına göre belirlenir.



Şekil 5. 11. SMDC motorun yarı kontrollü tam dalga doğrultucu ile hız kontrol modeli

$U_d$  gerilimini  $U_{AC}$ 'e bağlı olarak yazılırsa,

$$U_d = (\cos \alpha + 1) \frac{U_{AC}}{\pi} \quad (5.18)$$

elde edilir. Burada  $\alpha$ ; yarı iletken elemanın tetikleme açısıdır.

## 6. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON GENERATÖR SİSTEMİNİN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN DÜZELTİLMESİ İÇİN GEREKLİ OLAN GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİ

Bu bölümde sürekli mıknatıslı SMDC-SMSG grubunun çıkışındaki geriliminin istenilen frekans ve genlikte olmasını sağlayan güç elektroniği düzenekleri ele alınacaktır.

### 6.1 Doğrultucular

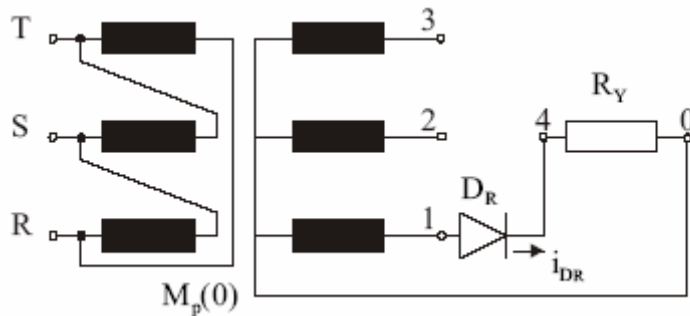
Sürekli mıknatıslı doğru akım motoru ile tahrik edilen sürekli mıknatıslı senkron generatörden alternatif akım üretilir. Bu akımın sisteme verilmeden önce doğrultulması gerekmektedir. Generatör sistemlerinde yükü beslemek için genellikle maliyet açısından en uygun olan kontrolsüz doğrultucular kullanılır.

#### 6.1.1 Kontrolsüz Doğrultucu

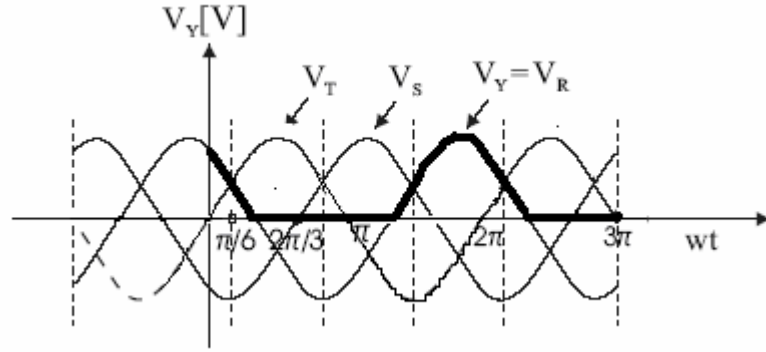
Bu doğrultucular denetimsiz yarı iletken olan diyotlarla tasarlanmaktadır. Doğrultucu devresi genelde üç fazlı bir transformatör üzerinden beslenmektedir. Her fazın çıkışına bir diyot bağlanarak katotlar birleştirilip yükün pozitif ucuna bağlanır. Dolayısıyla DC yükü veya DC üretici bu ortak katotların oluşturduğu uç ile transformatörün orta kutup noktası olan  $M_p$  ucu arasına bağlanır. (Şekil 6.1) Kontrolsüz doğrultucular yarım ve tam dalga kontrolsüz doğrultucu olmak üzere ikiye ayrılır.

##### 6.1.1.1 Yarım Dalga Kontrolsüz Doğrultucu

Şekil 6. 1.(a) da gösterilen, omik yüklü denetimsiz üç fazlı doğrultucuda diyotlardan ikisi, tahrip olma veya başka bir nedenle iletmiyorsa, yükü tek diyot beslemiş olur. Bu durumda doğrultucu çıkış gerilimi, Şekil 6. 1.(b) de gösterilmiş olan değişim gibi bir sinyal olup bu gerilimi yüke aktarır. Bu gerilimin ve yük akımının ortalama değeri,  $V_{Yort}=V_m/\pi$  ve  $I_{ort}=V_{Yort}/R_Y = V_m/\pi R_Y$  olarak hesaplanır.



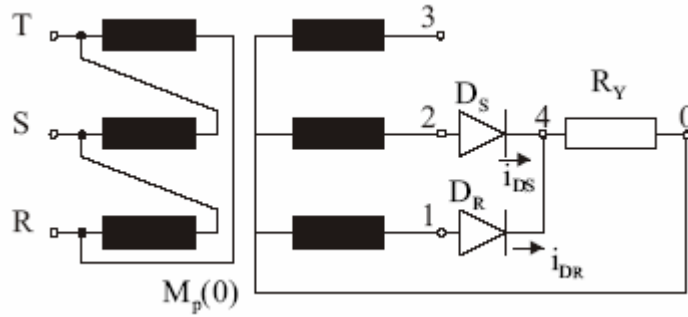
(a)



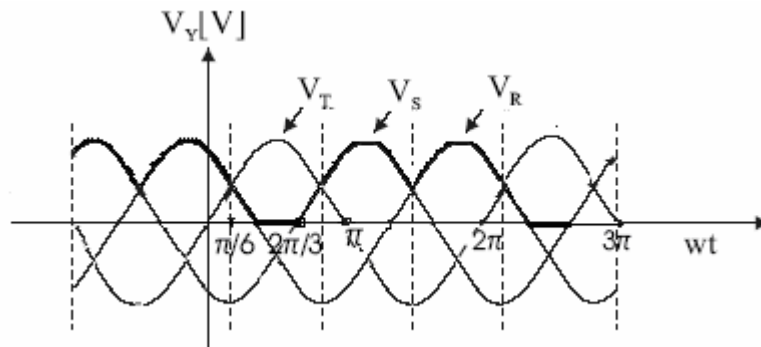
(b)

Şekil 6. 1 (a) Üç fazlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi (tek diyot iletimde)

(b) teorik giriş çıkış gerilimleri



(a)



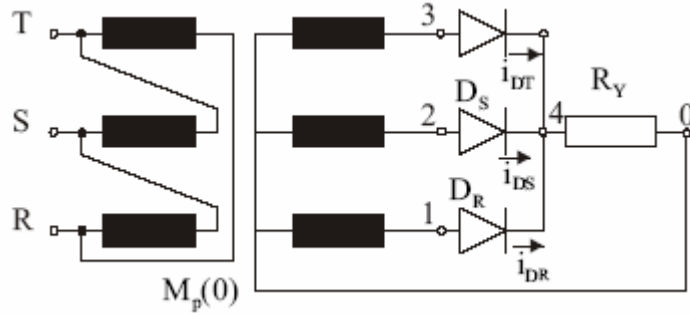
(b)

Şekil 6. 2 (a) Üç fazlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi (iki diyot iletimde)

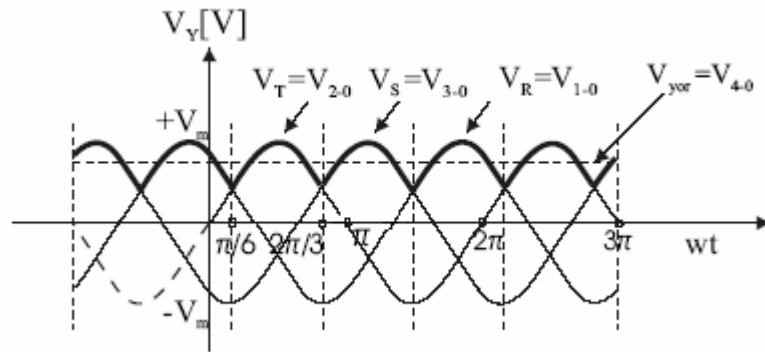
(b) teorik giriş çıkış gerilimleri

Şekil 6. 2. (a) da gösterildiği gibi, doğrultucuda diyotlardan biri, tahrip olma veya başka bir nedenle iletmiyorsa, yük diğer iki diyot tarafından beslenmiş olur. Bu tip çalışmada çıkış gerilimi, Şekil 6. 2. (b) de gösterilmiştir. Çıkış şekillerinden görüldüğü gibi  $\omega t = 0$  'da R fazı pozitif olduğundan  $D_R$  diyodu iletime girerek  $R_Y$  yükü üzerine transformator sekonderindeki

gerilimi aktarır. Bu sinyalden  $2\pi/3$  radyan ( $120^\circ$ ) geriden gelen S fazı,  $\omega t = 2\pi/3$  anında pozitif olmaya başladığından,  $D_S$  diyodu iletime girmek ister. Ancak  $D_S$ 'in katot ucu olan 4 no'lu noktada  $D_R$  diyodu üzerinden aktarılan gerilim;  $V_{R(\omega t=2\pi/3)} = V_m \sin(2\pi/3) = 0,866.V_m$  olduğundan  $D_S$  diyodu iletime giremez. Bu gerilim  $D_S$  diyodu anoduna göre ancak  $\omega t = 5\pi/6$  anında sıfır olur. Çünkü bu anda  $V_R = V_S = 0,866.V_m$  olup bu andan sonra ise  $V_R < V_S$  olacağından  $D_R$  kesime ve  $D_S$  iletime girerek 4 ile 0 arasındaki yük üzerine Şekil 6.2.(b) de gösterilen gerilim aktarılır ve buna benzer ( $R=1\Omega$  ise aynı) şekilde bir akım akar.  $\omega t = \pi$  anında  $V_{S(\omega t)} > 0V$  ve  $\pi \leq \omega t \leq 5\pi/3$  aralığında da bu gerilim pozitif olacağından  $D_S$  diyodu iletime girer.  $\omega t = 5\pi/3$  anında da  $V_{S(\omega t)} = 0V$  olacağından  $D_S$  de kesime girer.  $5\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi$  aralığında  $V_R$  diyodu iletime girer.  $\omega t = 2\pi$  'den sonra aynı işlemler  $T=2\pi$  periyotlu olarak tekrar eder.



(a)



(b)

Şekil 6. 3 (a) Üç fazlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi (üç diyot iletimde)

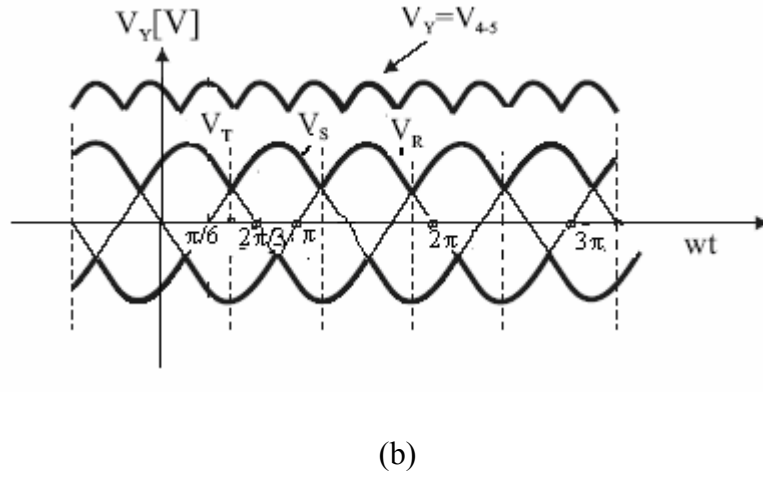
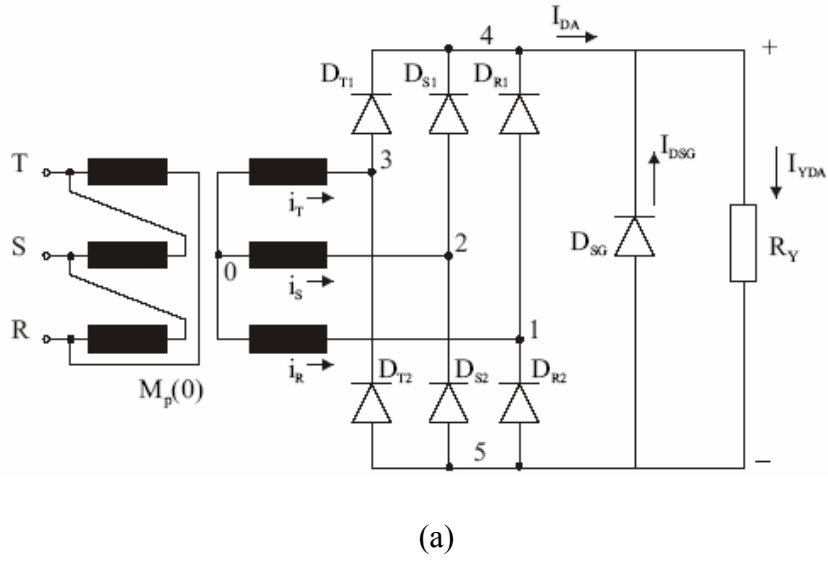
(b) teorik giriş çıkış gerilimleri

Şekil 6. 3 (a) 'da gösterilen üç fazlı yarım dalga denetimsiz doğrultucuda her üç diyotta devrede ise yüke aktarılan gerilim (b)'deki gibi olur (Abut, 2004).

### 6.1.1.2 Tam Dalga Kontrolsüz Doğrultucu

Şekil 6.4 'te verilen üç fazlı köprü (tam dalga) denetimsiz doğrultucu devresi, yarıiletken diyotlarla tasarlanır. Şekil 6. 4.(b)'de görüldüğü gibi devredeki yarı iletken diyotlardan 1 numaralıların katotları ve 2 numaralıların ise anotları ortak olup aynı potansiyelindedirler. Bu bağlantı şeklinde diyotların tümü için iki ayrı soğutucu kullanılabilir. Bu durumda anot potansiyellerinin anlık değerleri hangi diyotun iletme gireceğini belirler. Anot potansiyeli katoduna göre en büyük olan diyot iletme girer. Elemanlar üzerindeki gerilim düşümleri ihmal edilirse, diyotların katotları da sözü edilen büyük potansiyele geleceğinden, iletme giren diyot dışındaki grubun diğer iki diyotunun anot katot potansiyeli negatif olur. Şekil 6.4.(b)'de doğrultucu girişindeki faz ve faz arası gerilimlerinin zamanla değişimleri ve çıkışındaki yük gerilimin değişimi çalışma aralıklarında verilmiştir.

Şekil 6.4.(b)'de görüldüğü gibi  $0 \leq \omega t \leq \pi/6$ 'da katotları ortak olan diyotlardan anot potansiyeli en yüksek olan  $D_{T1}$  iletme girer ve anotları ortak olan diyotlardan ise katot potansiyeli en yüksek olan  $D_{S2}$  iletme girecek ve yük gerilimi  $V_{TS}$  olacaktır.  $30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$  aralığında ise katotları ortak olan diyotlardan anot potansiyeli en yüksek olan  $D_{T1}$  iletme girer ve anotları ortak olan diyotlardan ise katot potansiyeli en yüksek olan  $D_{R2}$  iletme girecek ve yük gerilimi  $V_{TR}$  olacaktır.  $90^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ$  aralığında ise katotları ortak olan diyotlardan anot potansiyeli en yüksek olan  $D_{S1}$  iletme girer ve anotları ortak olan diyotlardan ise katot potansiyeli en yüksek olan  $D_{R2}$  iletme girecek ve yük gerilimi  $V_{SR}$  olacaktır.  $150^\circ \leq \omega t \leq 210^\circ$  aralığında ise katotları ortak olan diyotlardan anot potansiyeli en yüksek olan  $D_{S1}$  iletme girer ve anotları ortak olan diyotlardan ise katot potansiyeli en yüksek olan  $D_{T2}$  iletme girecek ve yük gerilimi  $V_{ST}$  olacaktır.  $210^\circ \leq \omega t \leq 270^\circ$  aralığında ise katotları ortak olan diyotlardan anot potansiyeli en yüksek olan  $D_{R1}$  iletme girer ve anotları ortak olan diyotlardan ise katot potansiyeli en yüksek olan  $D_{T2}$  iletme girecek ve yük gerilimi  $V_{RT}$  olacaktır.  $270^\circ \leq \omega t \leq 330^\circ$  aralığında ise katotları ortak olan diyotlardan anot potansiyeli en yüksek olan  $D_{R1}$  iletme girer ve anotları ortak olan diyotlardan ise katot potansiyeli en yüksek olan  $D_{S2}$  iletme girecek ve yük gerilimi  $V_{RS}$  olacaktır.  $330^\circ \leq \omega t \leq 360^\circ$  aralığında ise katotları ortak olan diyotlardan anot potansiyeli en yüksek olan  $D_{T1}$  iletme girer ve anotları ortak olan diyotlardan ise katot potansiyeli en yüksek olan  $D_{S2}$  iletme girecek ve yük gerilimi  $V_{TS}$  olacaktır.  $\omega t = 360^\circ$  den sonra aynı işlemler  $T = 360^\circ$  peryotlu olarak tekrar eder.



Şekil 6. 4 (a) Üç fazlı köprü bağlı, omik yüklü denetimsiz doğrultucu devresi

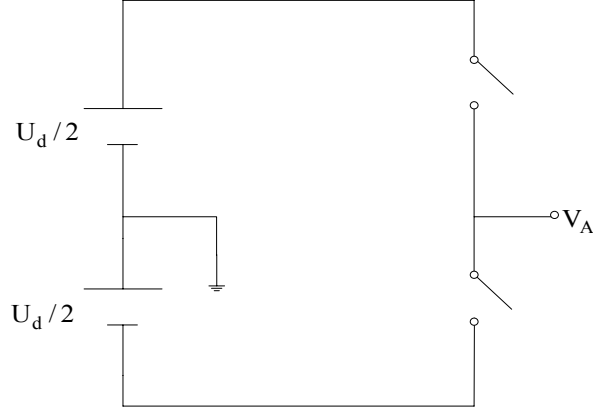
(b) Üç faz denetimsiz köprü doğrultucu çıkışı

## 6.2 İnverter

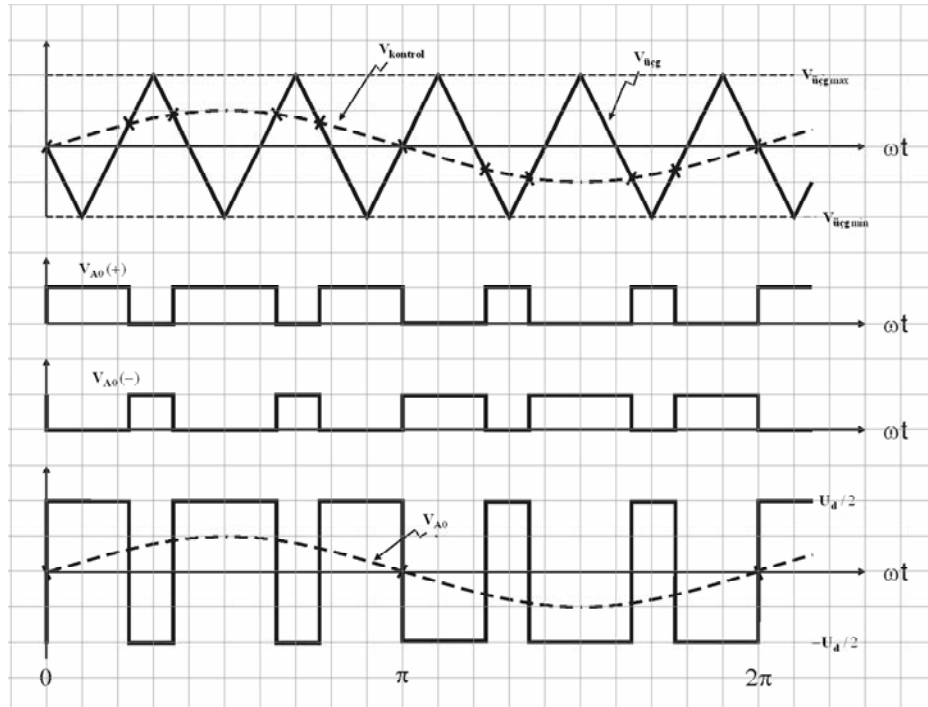
Çalışmanın bu kısmında, tüm sistem ile uyumlu olması için 10 kHz'lik işaret sinyali ile çalışan bir DC/AC dönüştürücü kullanılmıştır. Bu dönüştürücüde kullanılan IGBT güç elemanları, üçgen dalga bir sinyal ile 50 Hz'lik sinüsoidal bir dalganın karşılaştırılması ile tetiklenmiştir. Sistemde testere sinyal ile karşılaştırılmak üzere her bir faz için  $120^\circ$ 'lik faz farkı ile üç adet sinüsoidal dalga kullanılmıştır. Genel anlamda inverterler; doğru akımdan alternatif akım elde eden devrelerdir. Doğru akım kaynağından alternatif akım yükünü besler veya bir alternatif akım şebekesine güç aktarırlar. Bu çalışmada kontrol ve maliyet kolaylığından dolayı darbe genişlik modülasyonu yöntemine göre çalışan inverter modeli ele alınmıştır.

### 6.2.1 Darbe Genişlik Modülasyonunun Prensibi

Endüstride en yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemi PWM ve en yaygın olarak kullanılan PWM yöntemi de sinüsoidal PWM yöntemidir. Sinüsoidal PWM inverterlerde, bir sinüsoidal kontrol gerilimi ile daha yüksek frekanslı bir üçgen sinyalin karşılaştırılmasıyla kontrol sağlanır. Sinüsoidal gerilime, temel gerilim, modülasyon gerilimi veya kontrol gerilimi denilir. Üçgen sinyale, taşıyıcı dalga da denilmektedir. Şekil 6. 5’de tek fazlı inverter modeli görülmektedir. Şekil 6. 6’da darbe genişlik modülasyonun prensibi gösterilmektedir.



Şekil 6. 5. Tek fazlı inverter modeli



Şekil 6. 6. Darbe genişlik modülasyon prensibi

Şekil 6.6’da görüldüğü gibi, inverter çıkış gerilimi;

Eğer  $V_{\text{kontrol}} > V_{\text{üçg}}$  ise  $V_{A0} = U_d/2$ ,

Eğer  $V_{\text{kontrol}} < V_{\text{üçg}}$  ise  $V_{A0} = -U_d/2$  olur.

Ayrıca inverter çıkış gerilimi;

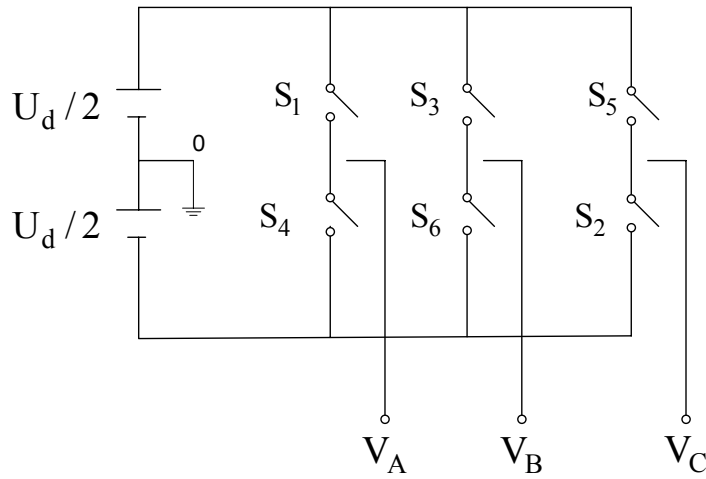
1. PWM frekansı üçgen dalga geriliminin ( $V_{\text{üçg}}$ ) frekansına eşittir.
2. Kontrol geriliminin ( $V_{\text{kontrol}}$ ) tepe değeri ayarlanarak kontrol edilir.
3. Temel frekans, kontrol geriliminin frekans tarafından kontrol edilir.

Kontrol gerilim ile üçgen dalga gerilimleri oranına modülasyon indeksi (m) denir.

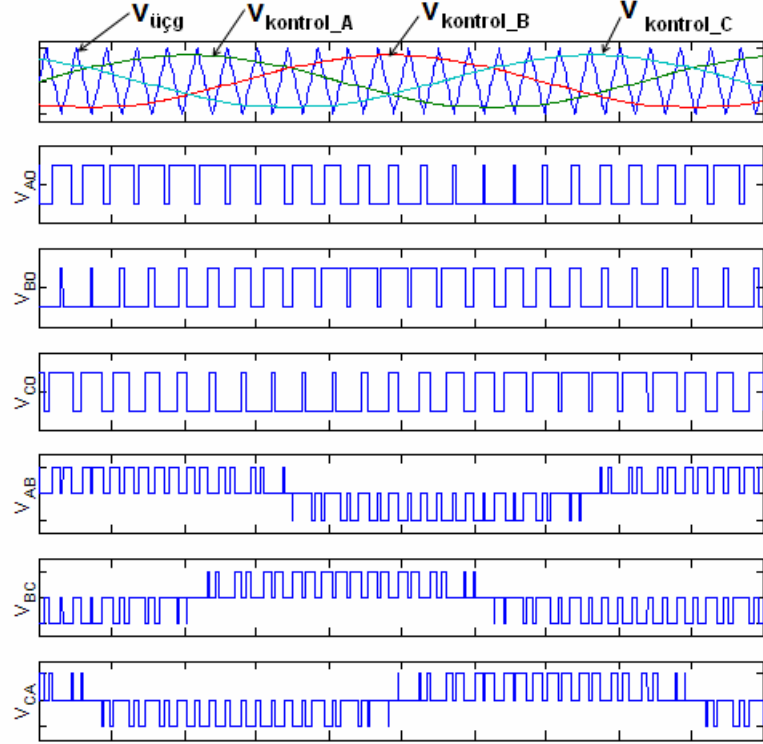
$$m = \frac{V_{\text{kontrol}}}{V_{\text{üçg}}} = \frac{(V_{A0})_{\text{max}}}{V_{\text{dc}}/2} \quad (6.1)$$

### 6.2.2 Üç Fazlı Sinüs PWM İnverter

Şekil 6.7’de PWM inverter ve Şekil 6.8’de üçgen dalga gerilim ve kontrol sinyal geriliminin şekli ve inverter faz-nötr ile faz-faz gerilimleri gösterilmektedir.



Şekil 6. 7. Üç fazlı PWM inverter



Şekil 6. 8. Üç fazlı PWM inverter gerilim dalga grafikleri

Şekil 6.8’de görüldüğü gibi üçgen dalganın frekansı PWM frekansına, kontrol sinyal geriliminin frekansı temel frekansa eşittir.

İnverter çıkış gerilimleri,

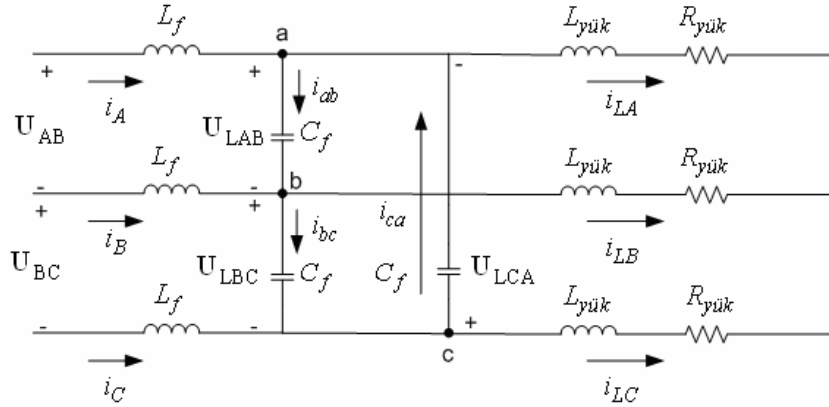
$$V_{\text{kontrol}} > V_{\text{üçg}} \text{ ise } V_{A0} = U_d/2$$

$$V_{\text{kontrol}} < V_{\text{üçg}} \text{ ise } V_{A0} = -U_d/2$$

olur.

### 6.3 Yük ve Filtre Modeli

Yük ve filtrenin akım ve gerilim eşitlikleri Şekil 6.9'dan elde edilir.



Şekil 6. 9. Yük ve LC filtre modeli

Şekil 6.9'de görüldüğü gibi, a,b ve c noktalarına Kirchoff akım kuralı uygulanırsa;

“a” noktası için,

$$i_A + i_{ca} = i_{ab} + i_{LA} \Rightarrow i_A + C_f \frac{dU_{LCA}}{dt} = C_f \frac{dU_{LAB}}{dt} + i_{LA} \quad (6.2)$$

“b” noktası için,

$$i_B + i_{ab} = i_{bc} + i_{LB} \Rightarrow i_B + C_f \frac{dU_{LAB}}{dt} = C_f \frac{dU_{LBC}}{dt} + i_{LB} \quad (6.3)$$

“c” noktası için,

$$i_C + i_{bc} = i_{ca} + i_{LC} \Rightarrow i_C + C_f \frac{dU_{LBC}}{dt} = C_f \frac{dU_{LCA}}{dt} + i_{LC} \quad (6.4)$$

(6.2) eşitliğinden (6.3) eşitliği çıkarılırsa,

$$\begin{aligned} i_A - i_B + C_f \left( \frac{dU_{LCA}}{dt} - \frac{dU_{LAB}}{dt} \right) &= C_f \left( \frac{dU_{LAB}}{dt} - \frac{dU_{LBC}}{dt} \right) + i_{LA} - i_{LB} \\ \Rightarrow C_f \left( \frac{dU_{LCA}}{dt} + \frac{dU_{LBC}}{dt} - 2 \cdot \frac{dU_{LAB}}{dt} \right) &= -i_A + i_B + i_{LA} - i_{LB} \end{aligned} \quad (6.5)$$

(6.3) eşitliğinden (6.4) eşitliği çıkarılırsa,

$$\begin{aligned}
i_B - i_C + C_f \left( \frac{dU_{LAB}}{dt} - \frac{dU_{LBC}}{dt} \right) &= C_f \left( \frac{dU_{LBC}}{dt} - \frac{dU_{LCA}}{dt} \right) + i_{LB} - i_{LC} \\
\Rightarrow C_f \left( \frac{dU_{LAB}}{dt} + \frac{dU_{LCA}}{dt} - 2 \cdot \frac{dU_{LBC}}{dt} \right) &= -i_B + i_C + i_{LB} - i_{LC}
\end{aligned} \tag{6.6}$$

(6.4) eşitliğinden (6.2) eşitliği çıkarılırsa,

$$\begin{aligned}
i_C - i_A + C_f \left( \frac{dU_{LBC}}{dt} - \frac{dU_{LCA}}{dt} \right) &= C_f \left( \frac{dU_{LCA}}{dt} - \frac{dU_{LAB}}{dt} \right) + i_{LC} - i_{LA} \\
\Rightarrow C_f \left( \frac{dU_{LAB}}{dt} + \frac{dU_{LBC}}{dt} - 2 \cdot \frac{dU_{LCA}}{dt} \right) &= -i_C + i_A + i_{LC} - i_{LA}
\end{aligned} \tag{6.7}$$

(6.5), (6.6) ve (6.7) eşitliklerini basitleştirmek için,

$$U_{LAB} + U_{LBC} + U_{LCA} = 0 \tag{6.8}$$

ifadesi kullanılır. (6.8) ifadesine dayalı olarak (6.5), (6.6) ve (6.7) ifadeleri düzenlenirse,

$$\frac{dU_{LAB}}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_{AB} - \frac{1}{3C_f} i_{LAB} \tag{6.9}$$

$$\frac{dU_{LBC}}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_{BC} - \frac{1}{3C_f} i_{LBC} \tag{6.10}$$

$$\frac{dU_{LCA}}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_{CA} - \frac{1}{3C_f} i_{LCA} \tag{6.11}$$

elde edilir. Burada  $i_{AB} = i_A - i_B$ ,  $i_{BC} = i_B - i_C$ ,  $i_{CA} = i_C - i_A$  'dır. LC filtre giriş kısmı için Kirchoff kuralı uygulanırsa,

$$\frac{di_{AB}}{dt} = -\frac{1}{L_f} U_{LAB} + \frac{1}{L_f} U_{AB} \tag{6.12}$$

$$\frac{di_{BC}}{dt} = -\frac{1}{L_f} U_{LBC} + \frac{1}{L_f} U_{BC} \tag{6.13}$$

$$\frac{di_{CA}}{dt} = -\frac{1}{L_f} U_{LCA} + \frac{1}{L_f} U_{CA} \tag{6.14}$$

elde edilir.

Yük tarafına Kirchoff uygulanırsa,

$$U_{LAB} = L_{yük} \frac{di_{LA}}{dt} + R_{yük} i_{LA} - L_{yük} \frac{di_{LB}}{dt} - R_{yük} i_{LB} \quad (6.15)$$

$$U_{LBC} = L_{yük} \frac{di_{LB}}{dt} + R_{yük} i_{LB} - L_{yük} \frac{di_{LC}}{dt} - R_{yük} i_{LC} \quad (6.16)$$

$$U_{LCA} = L_{yük} \frac{di_{LC}}{dt} + R_{yük} i_{LC} - L_{yük} \frac{di_{LA}}{dt} - R_{yük} i_{LA} \quad (6.17)$$

elde edilir.

(6.15) eşitliği (6.12) eşitliğinde, (6.16) eşitliği (6.13) eşitliğinde ve (6.17) eşitliği (6.14) eşitliğinde yerine yazılırsa,

$$\frac{di_{LAB}}{dt} = -\frac{R_{yük}}{L_{yük}} i_{LAB} + \frac{1}{L_{yük}} U_{LAB} \quad (6.18)$$

$$\frac{di_{LBC}}{dt} = -\frac{R_{yük}}{L_{yük}} i_{LBC} + \frac{1}{L_{yük}} U_{LBC} \quad (6.19)$$

$$\frac{di_{LCA}}{dt} = -\frac{R_{yük}}{L_{yük}} i_{LCA} + \frac{1}{L_{yük}} U_{LCA} \quad (6.20)$$

(6.9)'dan (6.14)'e kadar olan eşitlikler ile (6.18), (6.19) ve (6.20) eşitlikleri matriks formda yazılırsa,

$$\frac{dU_L}{dt} = \frac{1}{3C_f} I_{A0} - \frac{1}{3C_f} I_L \quad (6.21)$$

$$\frac{dI_{A0}}{dt} = -\frac{1}{L_f} U_L - \frac{1}{L_f} U_{A0} \quad (6.22)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = -\frac{1}{L_{yük}} U_L - \frac{R_{yük}}{L_{yük}} I_L \quad (6.23)$$

Burada,  $U_L = [U_{LAB} \ U_{LBC} \ U_{LCA}]^T$ ,  $I_{A0} = [I_{AB} \ I_{BC} \ I_{CA}]^T$ ,  $U_{A0} = [U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA}]^T$ ,  $I_L = [I_{LAB} \ I_{LBC} \ I_{LCA}]^T$  'dir. (6.21), (6.22) ve (6.23) eşitliklerini sürekli zamanda kararlı durum eşitliklerine çevirirsek,

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) \quad (6.24)$$

Burada,

$$X = \begin{bmatrix} U_L \\ I_{A0} \\ I_L \end{bmatrix}_{9 \times 1}, \quad A = \begin{pmatrix} 0_{3 \times 3} & \frac{1}{3C_f} I_{3 \times 3} & -\frac{1}{3C_f} I_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L_f} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L_{yük}} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & -\frac{R_{yük}}{L_{yük}} I_{3 \times 3} \end{pmatrix}_{9 \times 9}, \quad B = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L_f} I_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 3}, \quad u = [U_{A0}]_{3 \times 1}$$

olur.

$U_L$ ; yükün faz-faz gerilimi

$I_{A0}$ ; inverter çıkış akımı

$I_L$ ; Yük akımı

$U_{A0}$ ; İnverter çıkış gerilimi

olarak adlandırılır (Jung, 2005).

## 7. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLA TAHRİK EDİLEN SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN ÇIKIŞ DEĞERLERİNİN MATLAB/SIMULINK İLE ELDE EDİLMESİ

Bu bölümde sürekli mıknatıslı doğru akım motoru ile tahrik edilen sürekli mıknatıslı senkron generatörün d-q matematiksel modeli ve çıkış gerilimi ayarı için doğrultucu-inverter grubu simulink ile modellenmiş ve sonuçları irdelenmiştir.

### 7.1 Sürekli Mıknatıslı Doğru Akım Motoru ve Kontrolünün Simulink Modeli

5. bölümde verilmiş olan sürekli mıknatıslı doğru akım motorunun matematiksel denklemlerine göre simulink modeli aşağıda oluşturulmuştur.

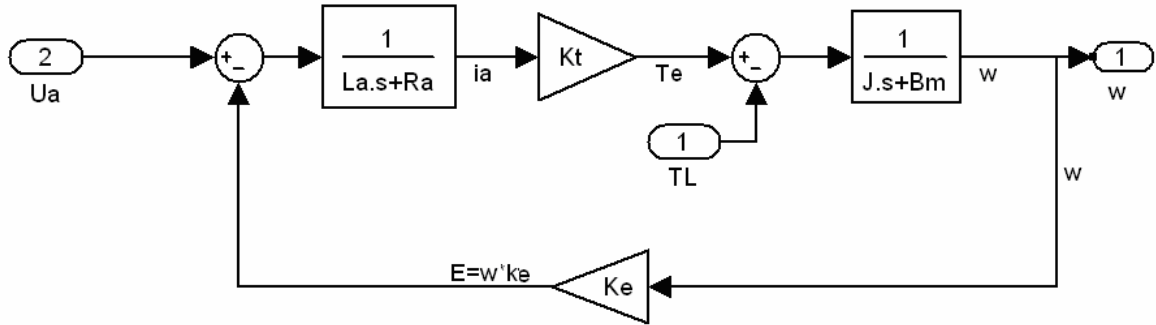
Denklem (7.1), (7.2), (7.3) ve (7.4)'e göre sürekli mıknatıslı DC motorun matematiksel simulink modeli Şekil 7.1'de verilmiştir.

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E \quad (7.1)$$

$$E = k_e \omega \quad (7.2)$$

$$k_e = p \psi_m \quad (7.3)$$

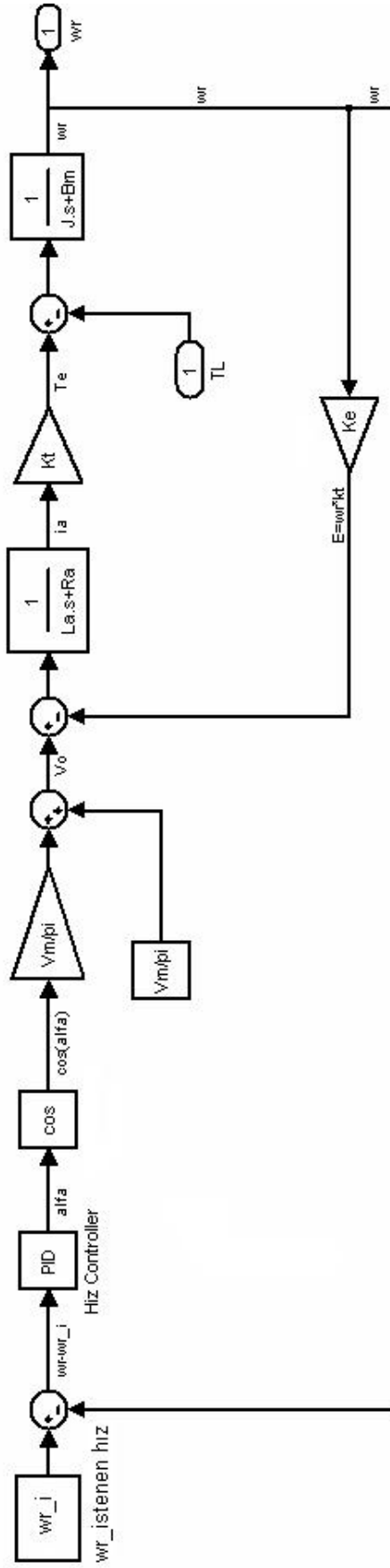
$$k_t i_a - J \frac{d\omega}{dt} - B\omega - T_L = 0 \quad (7.4)$$



Şekil 7. 1. Sürekli mıknatıslı doğru akım motorunun simulink modeli

Bu tezde sürekli mıknatıslı doğru akım motorunun hızı tam dalga yarı kontrollü doğrultucu ile faz kontrol yöntemine göre kontrol edilmiştir. Denklem (7.5)'e göre sürekli mıknatıslı DC motorun hız kontrolü Şekil 7.2'de verilmiştir.

$$U_a = (\cos \alpha + 1) \frac{U_{ACmax}}{\pi} \quad (7.5)$$



Şekil 7.2 . Sürekli mıknatıslı DC motorun hız kontrol modeli

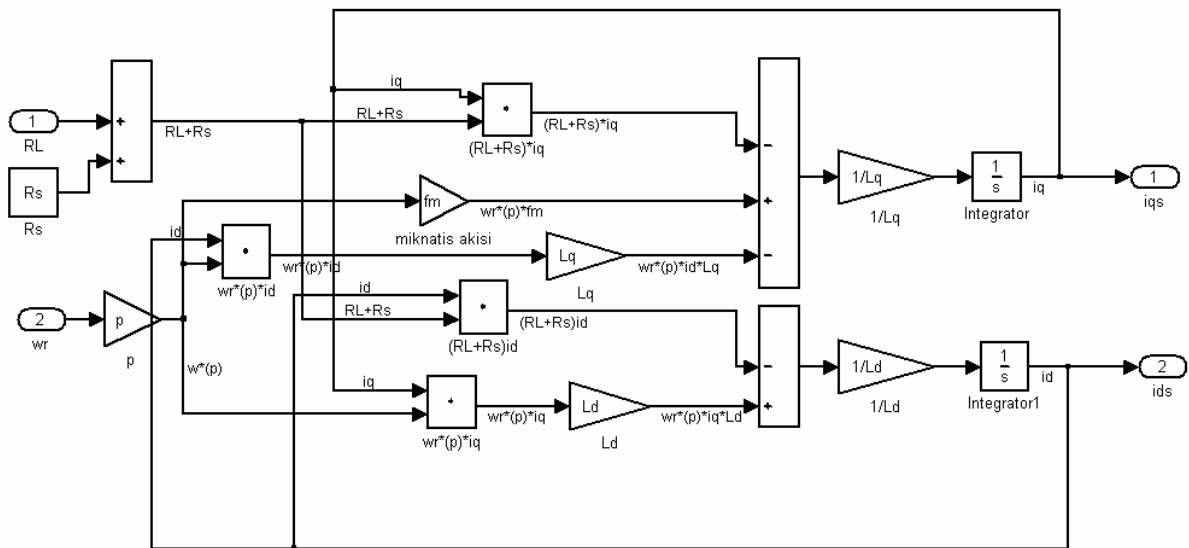
## 7.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün Matematiksel Simulink Modeli

4. bölümde verilmiş olan sürekli mıknatıslı senkron generatörün matematiksel denklemlerine göre simulink modeli aşağıda oluşturulmuştur.

Denklem (7.6) ve (7.7)'e göre sürekli mıknatıslı senkron generatörün d-q modeli Şekil 7.3'te verilmiştir.

$$u_{sd} = -i_{sd}R_s - L_{sd}\frac{di_{sd}}{dt} + \omega_r L_{sq}i_{sq} \quad (7.6)$$

$$u_{sq} = -i_{sq} R_s - L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r (-L_{sd} i_{sd} + \psi_m) \quad (7.7)$$

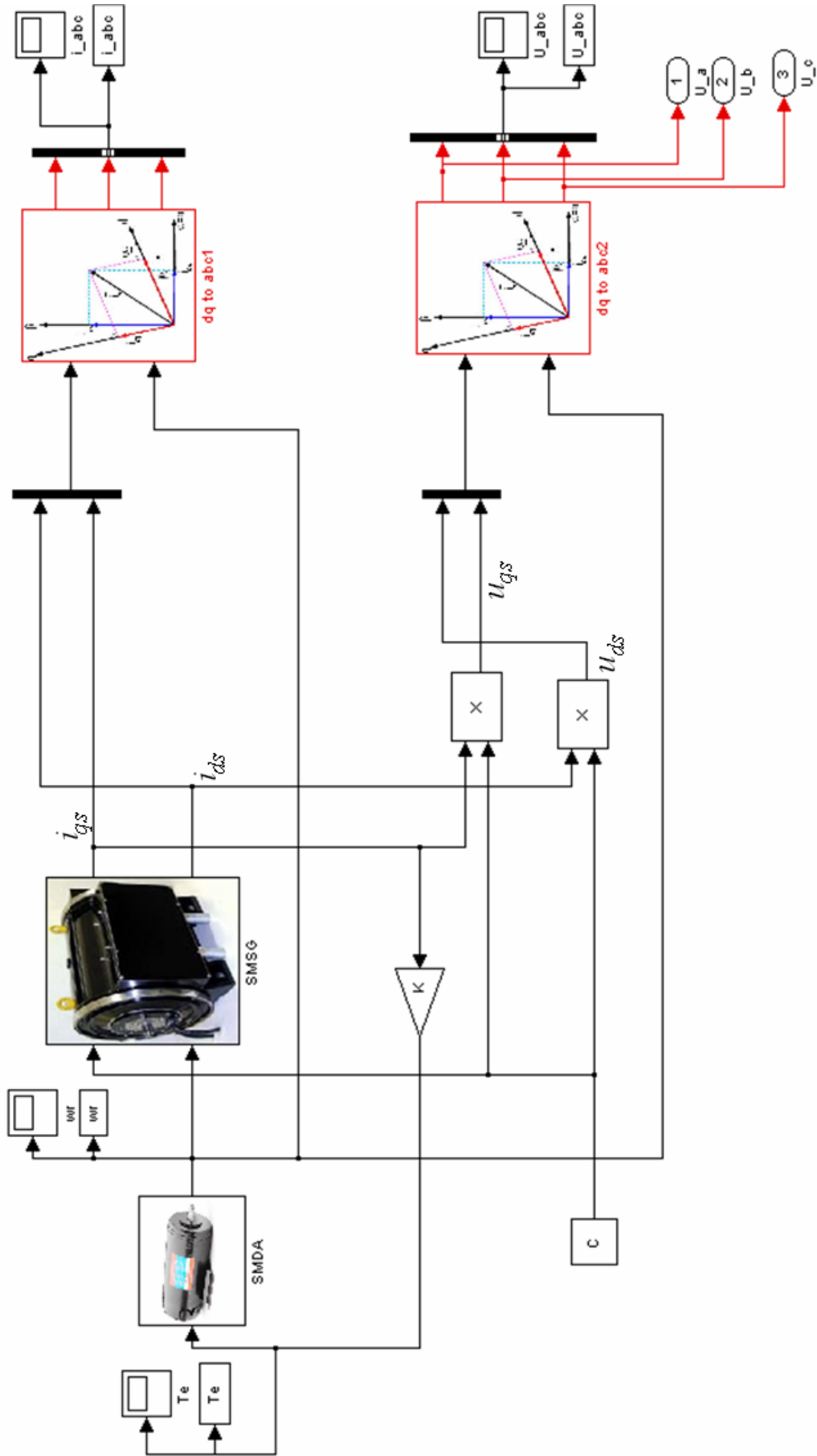


Şekil 7. 3. Sürekli mıknatıslı senkron generatörün d-q modeli

### 7.3 Sürekli Mıknatıslı DC Motor ile Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün Kuplajının Simulink Ortamında Oluşturulması

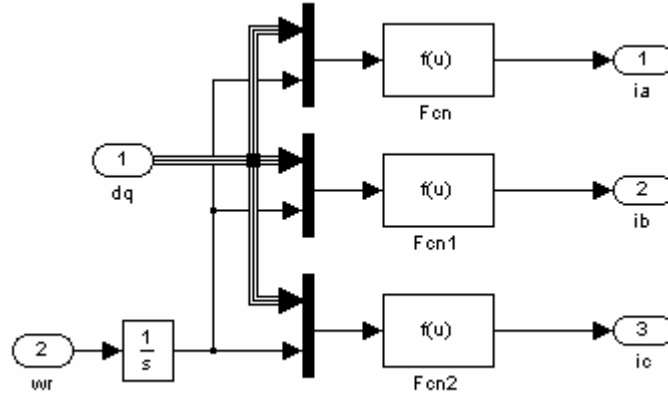
Motor-generatör grubunun simulink modeli Şekil 7.4’de gösterilmiştir. Sürekli mıknatıslı doğru akım motorunun yük momenti, sürekli mıknatıslı senkron generatörün elektromanyetik momentine eşittir.

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_M i_{sq} \quad (7.8)$$



Şekil 7. 4. Motor-Generator Sistemi Simulink diagramı

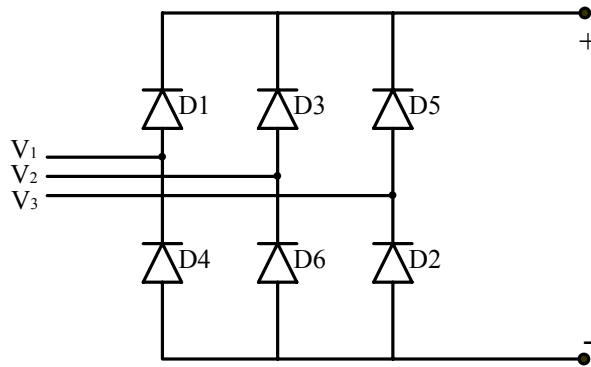
Simulink modelinde dq-abc dönüşüm bloğu Şekil 7.5’de verilmiştir.



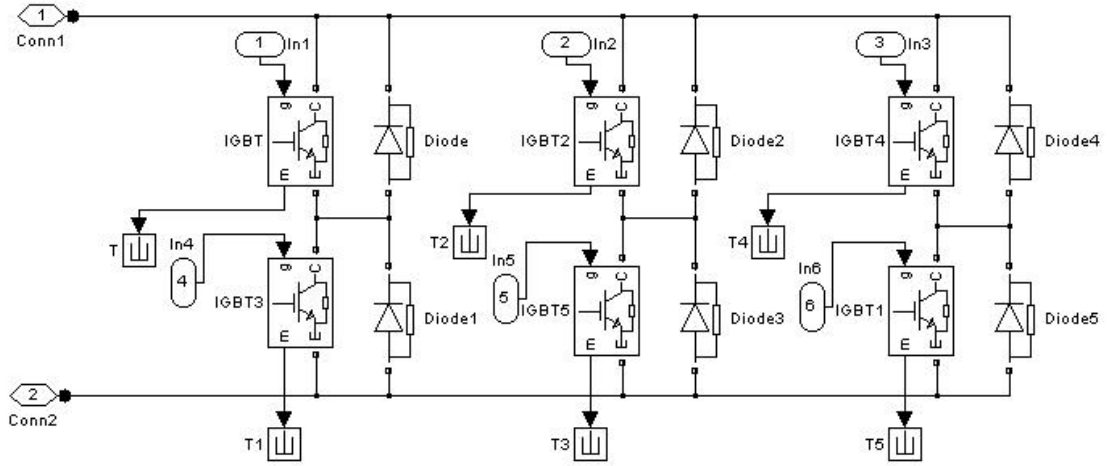
Şekil 7. 5. Park ve Clarke (dq-abc) dönüşüm bloğu

#### 7.4 Doğrultucu, İnverter ve LC Filtre Bloklarının Simulink ile Oluşturulması

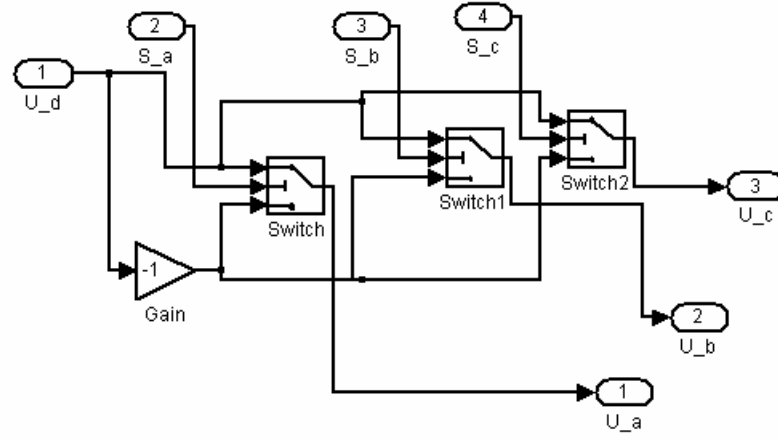
6. bölümde doğrultucu ve inverterin çalışma prensipleri anlatılarak LC filtrenin yük ile matematiksel ifadeleri verilmiştir. Doğrultucu ve inverter blokları çalışma prensibine uygun olarak lojik kapılar kullanılarak, Simulink ortamında matematiksel model oluşturulmuştur. Yük ve LC filtrenin, simulink modeli durum değişkenleri bloğu kullanılarak oluşturulmuştur. Şekil 7.6, 7.7 ve 7.8’ de doğrultucu ve inverterin elektriksel modeli gösterilmiştir.



Şekil 7.6. Üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun elektriksel modeli



Şekil 7. 7. Üç fazlı inverterin elektriksel modeli

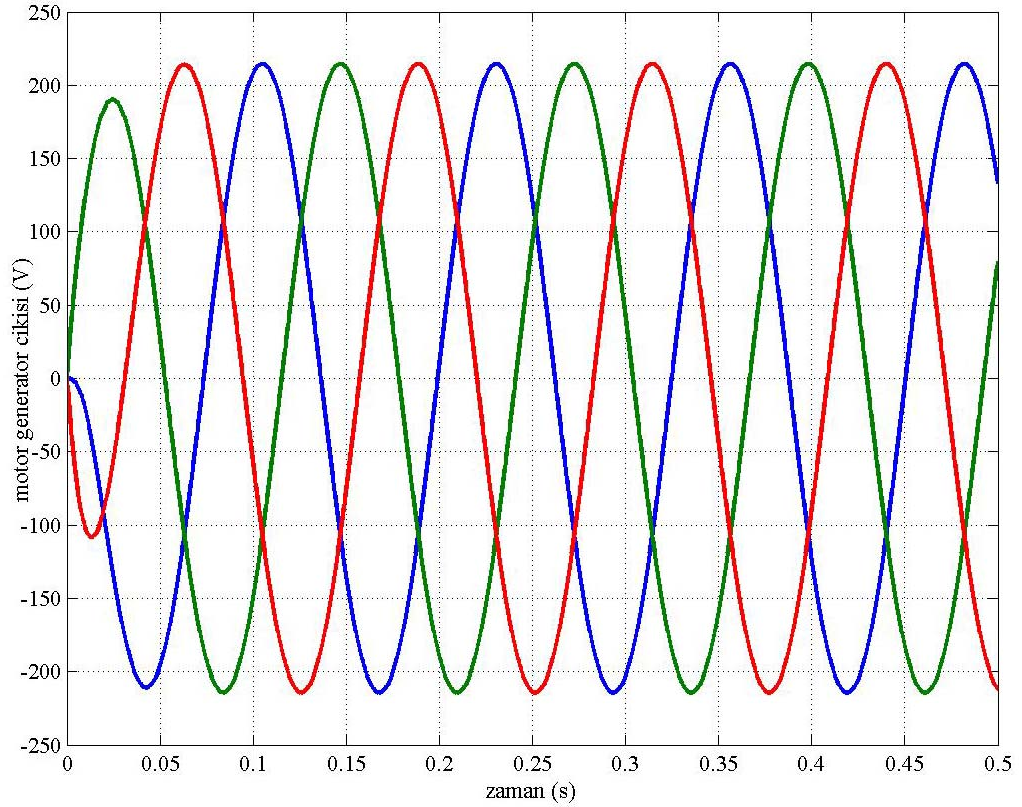


Şekil 7. 8. Üç fazlı inverterin matematiksel modeli

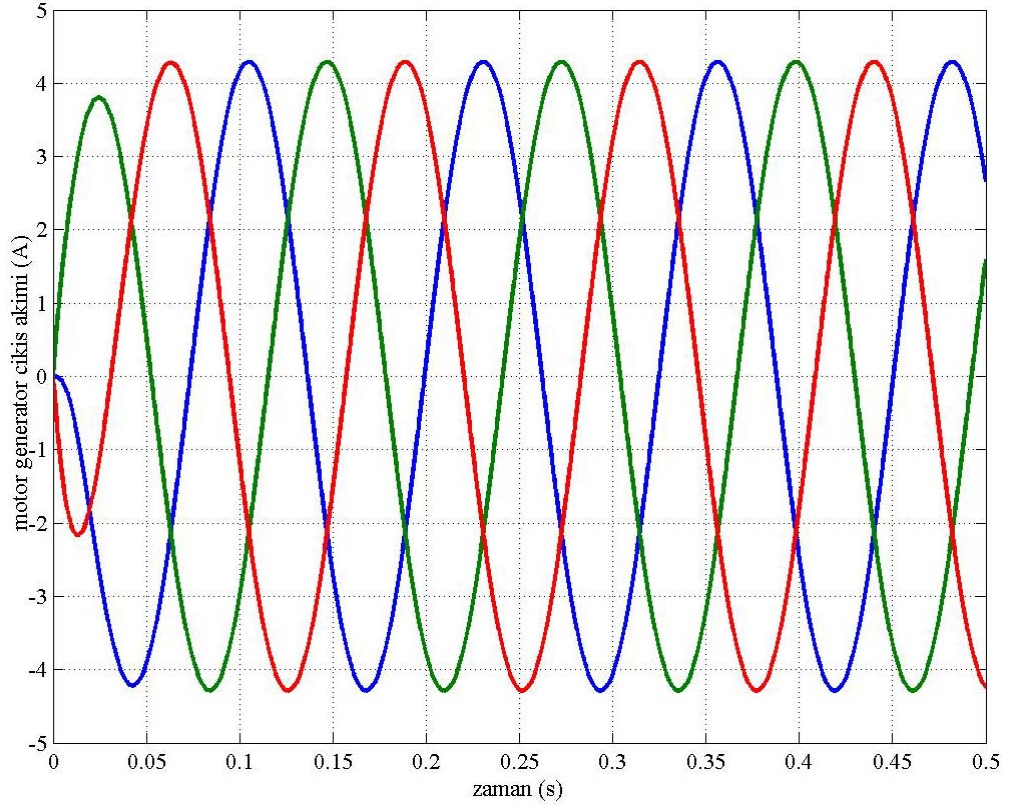
Şekil 7.9. Motor-Generatör Sisteminin Çıkış Gerilim Kontrolünün Simulink Diyagramı

### 7.5 Simulasyon sonuçları

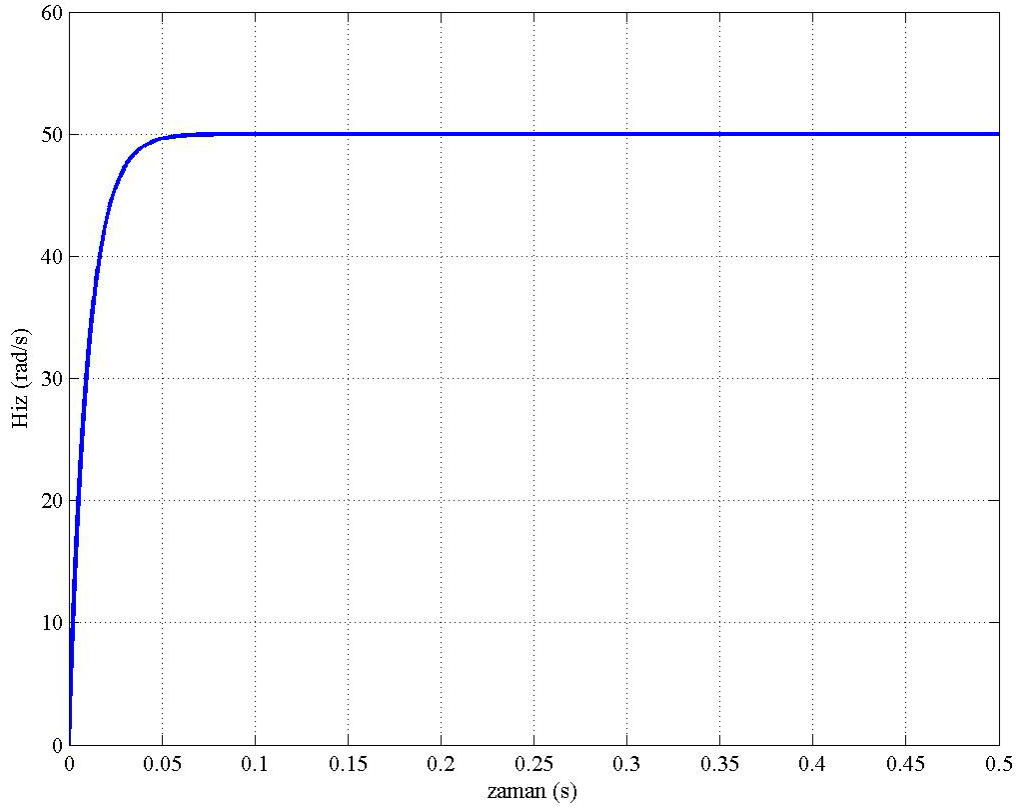
Simülasyonda kullanılan parametrelere sahip olan sürekli mıknatıslı senkron generatör yuvarlak rotorludur ve faz gerilimi 3 kW'lık, 450d/d, 220V,  $R_s=0.3\Omega$ ,  $\psi_M=0.33\text{Wb}$ ,  $L_{sd}=50\text{mH}$ ,  $L_{sq}=50\text{mH}$  ve  $p=4$  dür. Sürekli mıknatıslı doğru akım motorunun değerleri ise; 3kW, 450 d/d 220V,  $R_a=0.95\ \Omega$ ,  $L_a=17.5\ \text{mH}$ ,  $B_m=0.00115\ \text{Nm-s-rad}^{-1}$ ,  $J=0.0063\ \text{kg-m}^2$  şeklindedir. Aşağıda sistemin dinamik cevapları verilmiştir.



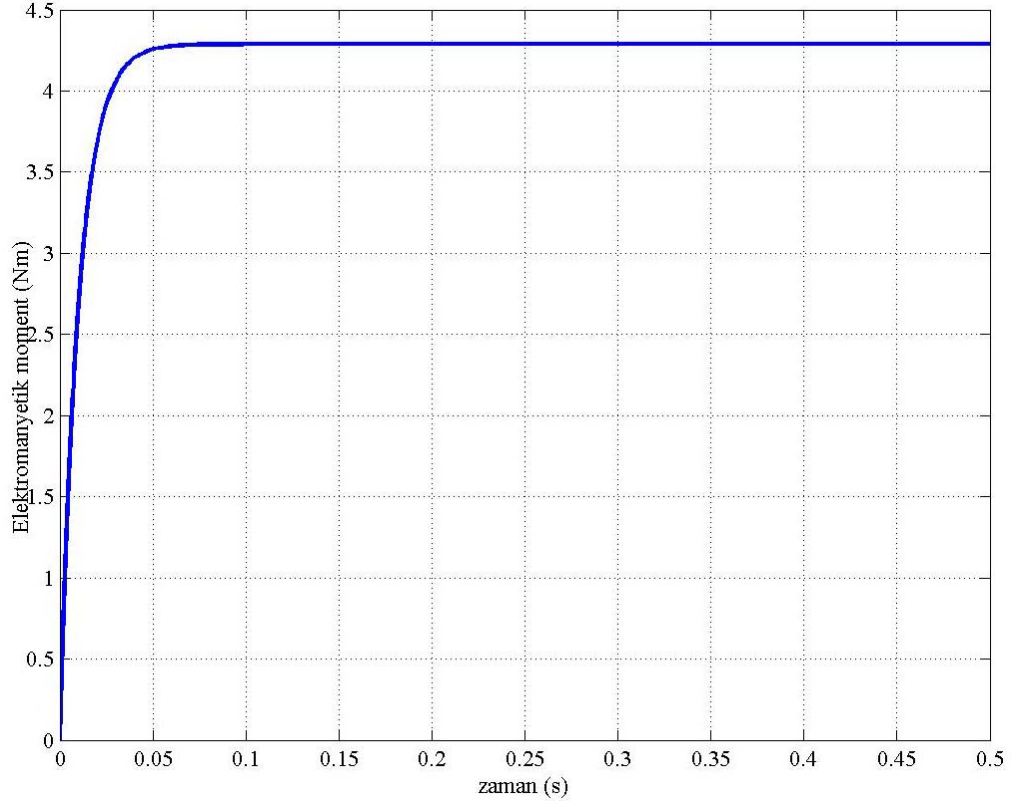
Şekil 7. 10. Motor-Generatör grubunun çıkış gerilimi



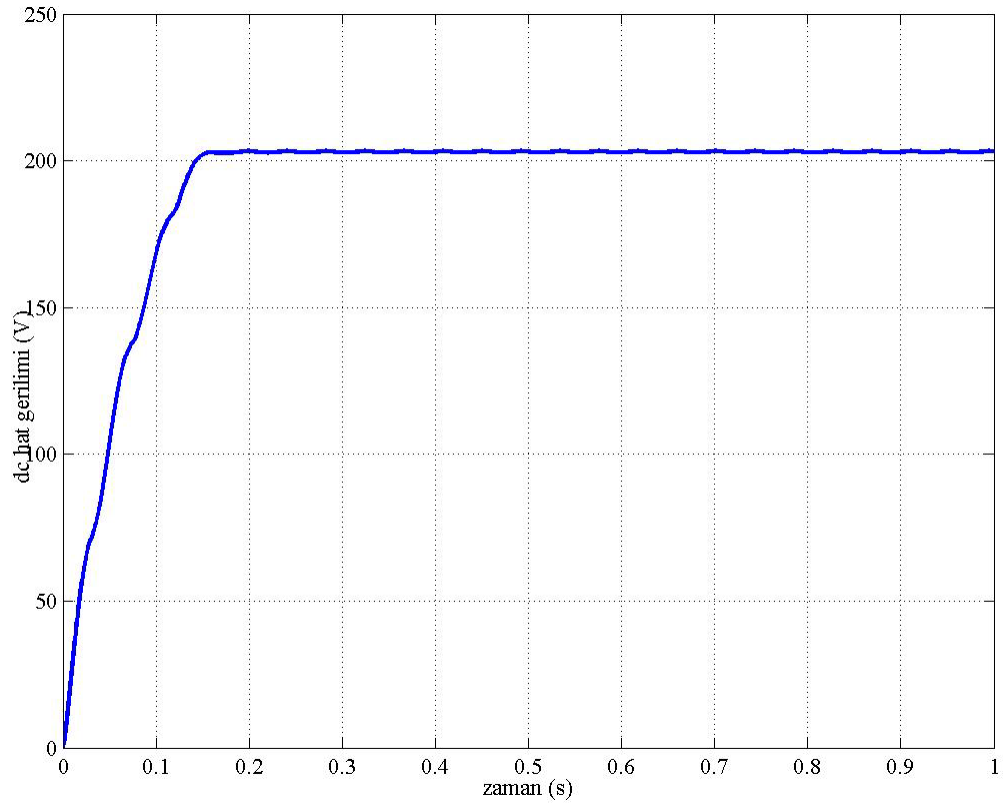
Şekil 7. 11. Motor-Generatör grubunun çıkış akımı



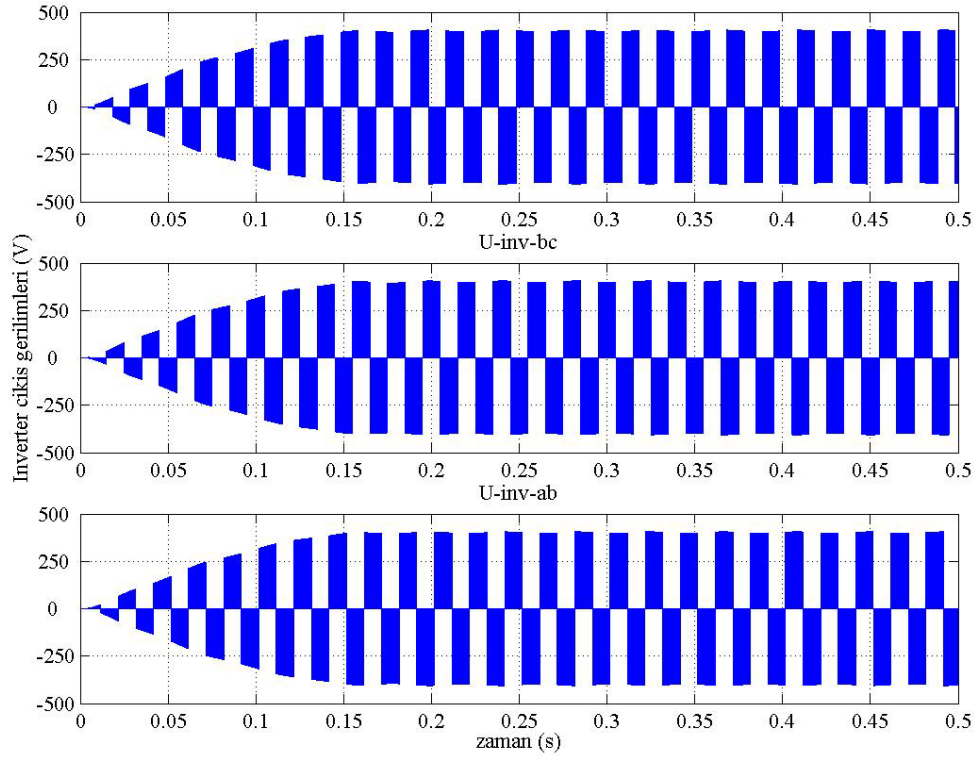
Şekil 7. 12. Motor-Generatör grubunun dönüş hızı



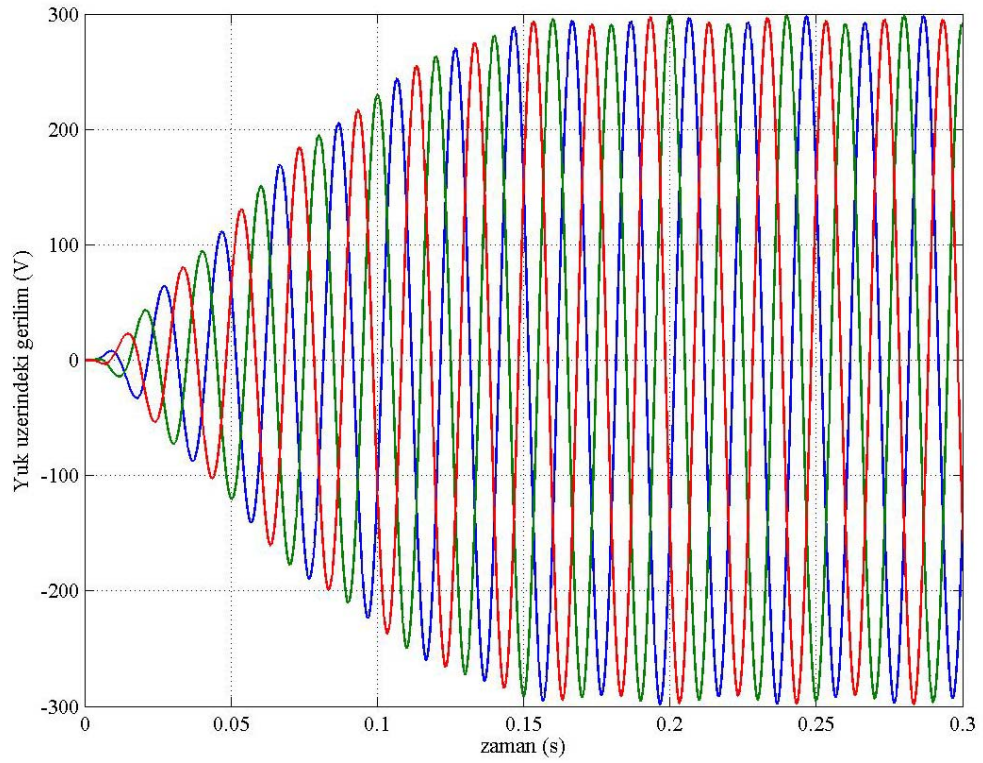
Şekil 7.13. Sürekli mıknatıslı senkron generatör tarafından üretilen elektromanyetik moment



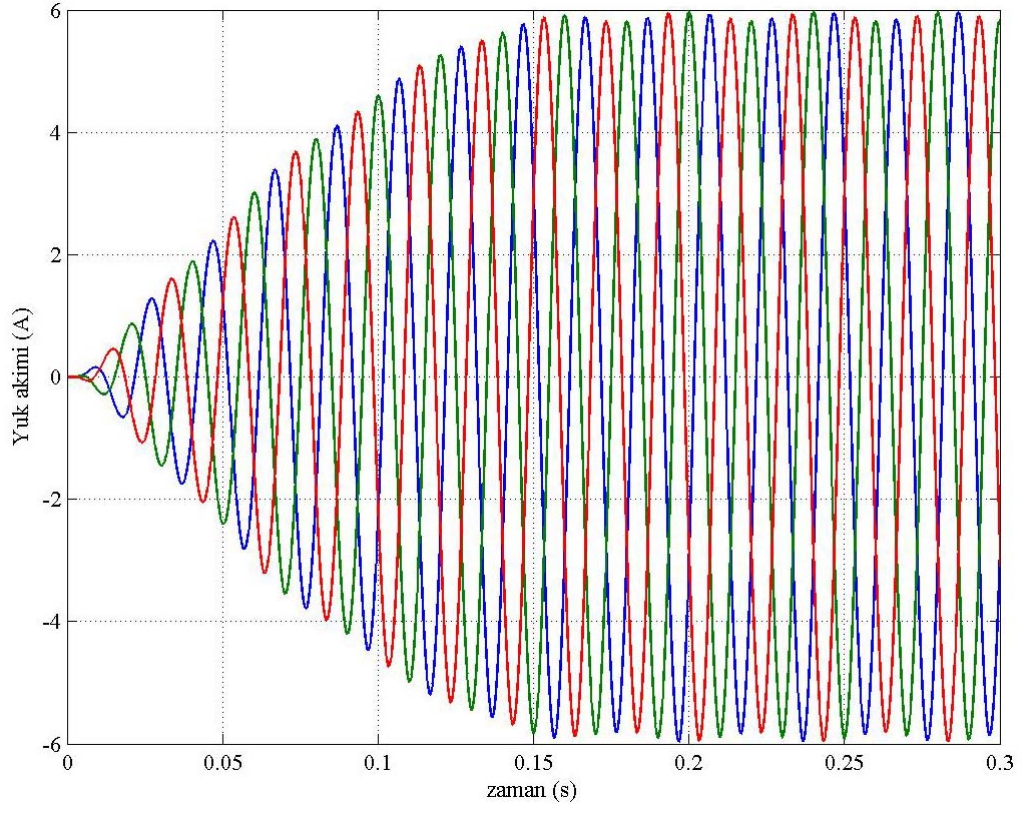
Şekil 7.14. Doğrultucu çıkış gerilimi



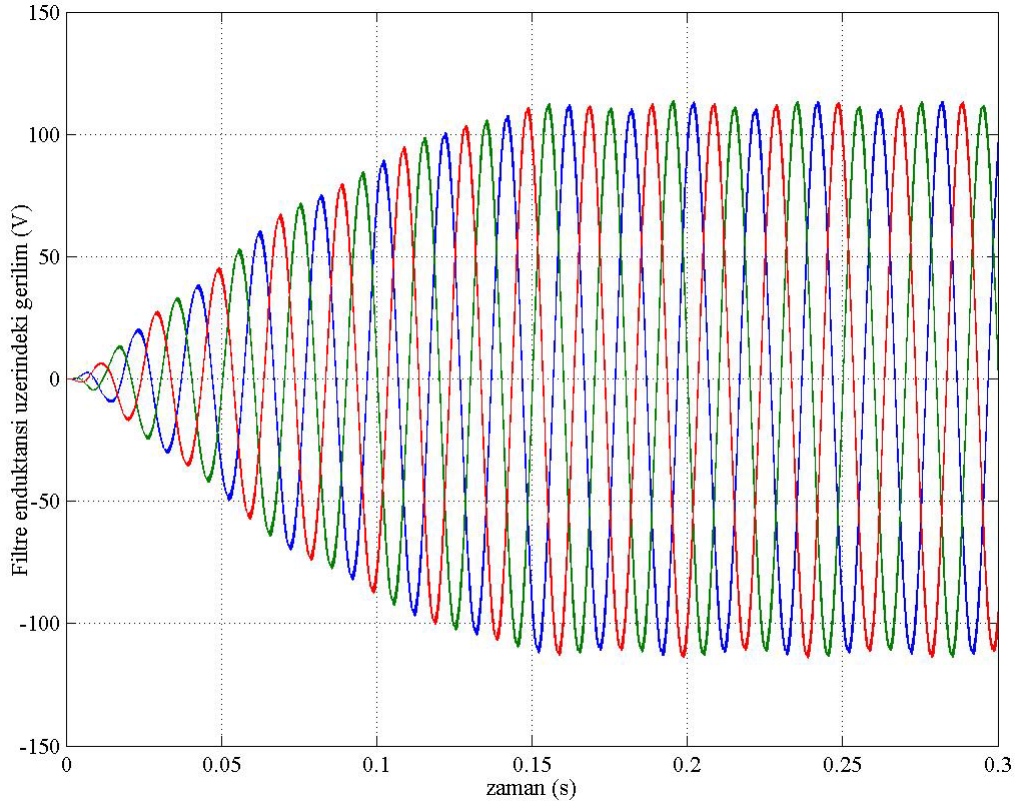
Şekil 7.15. İnverter çıkış gerilimi



Şekil 7.16. Yük üzerindeki gerilim

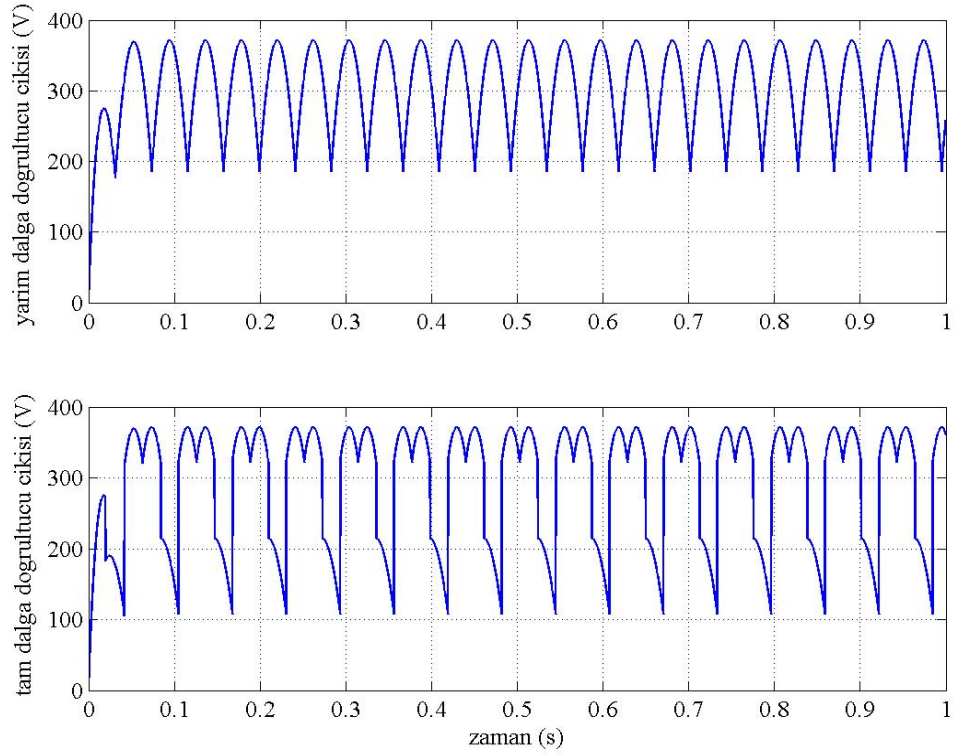


Şekil 7.17. Yük üzerindeki akım

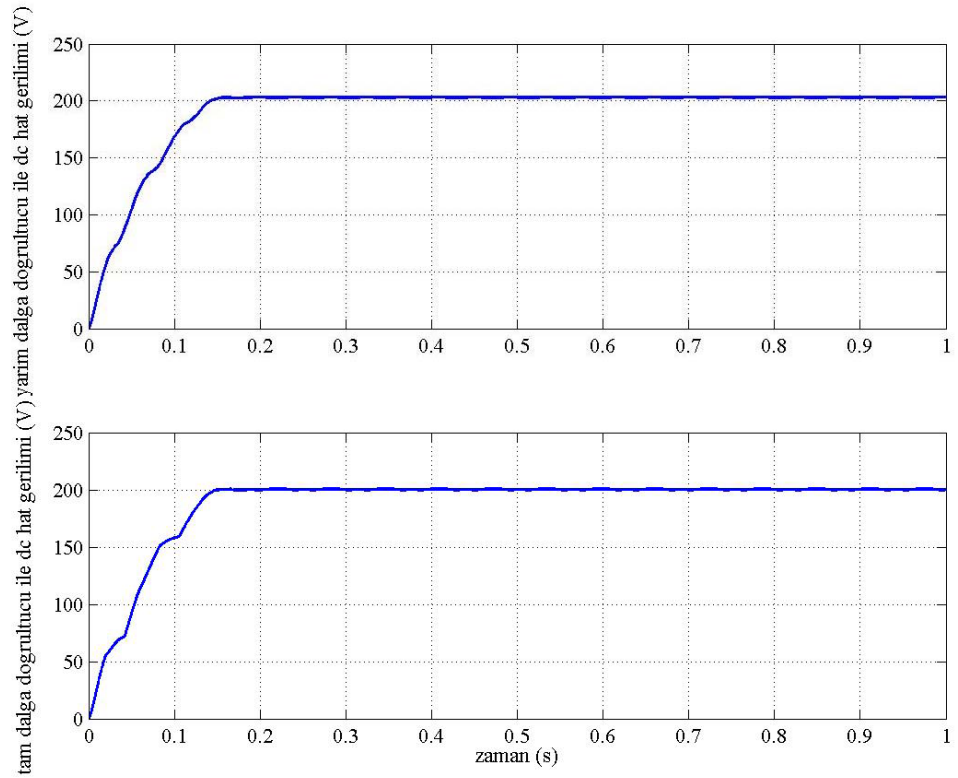


Şekil 7.18. Filtre endüktansı üzerindeki gerilim

Şekil 7.17 ve 7.18 'den görüldüğü gibi motor-generatör grubunun ürettiği gerilim ve akımın frekans ve genliğini değiştirerek istenilen frekansta ve genlikte yük beslenebilmektedir.



Şekil 7.19. Doğrultucu çıkış gerilimlerinin karşılaştırılması



Şekil 7. 20. DC hat gerilimlerin karşılaştırılması

Şekil 7.19 ve 7.20’de görüldüğü gibi sistemde tam dalga kontrolsüz doğrultucu kullanılarak elde edilen simülasyon sonuçları yarım dalga kontrolsüz doğrultucu sonuçları ile karşılaştırıldığında tam dalga kontrolsüz doğrultucunun çıkış geriliminde dalgalanmaların daha fazla olduğu görülmüştür. Bu nedenle, önerilen sistemde yarım dalga kontrolsüz doğrultucu kullanılması daha uygundur. Ancak büyük güçlerde yarım dalga kontrolsüz doğrultucu gerek ekonomiklik ve gerekse işlevsel anlamda yetersiz kalacağından tam dalga kontrolsüz doğrultucunun kullanımı daha uygun olacaktır.

## 8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Günümüzde gerek artan enerji ihtiyacını karşılamak, gerekse üretilen ya da tüketilen enerjinin verimli kullanılmasını sağlamak için yapılan araştırma çalışmaları hızlanmıştır. Ancak tüketilen enerjinin verimli kullanılması ile birlikte üretilen enerjinin en yüksek performansta ve verimde üretilmesi enerji açığının büyümesini engellemiş olacaktır.

Bu çalışmada; elektrik enerjisi üretiminde kullanılan sürekli mıknatıslı senkron generatörün düşük güçlü uygulamalarda gerilim kontrolü incelenmiş ve gerçekleştirilmiştir. Sürekli mıknatıslı DC motor ile tahrik edilen sürekli mıknatıslı senkron generatörlerin oluşturduğu bu sistem MATLAB/Simulink programında matematiksel model olarak modellenmiş ve simule edilmiştir.

Sürekli mıknatıslı senkron generatörlerin, geleneksel senkron generatörlere göre en önemli üstünlüğü uyarmanın sürekli mıknatıslarla sağlanması ve dolayısıyla uyarma sargılarına ve ayrı bir uyarma kaynağına ihtiyaç duymamasıdır. Bu özellik makine kayıplarını azaltacağından ve boyutunu küçülttüğünden dolayı sürekli mıknatıslı senkron generatörler yüksek verime ve yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Yüksek güç yoğunluğuna bağlı olarak küçük hacimli olmaları birçok düşük güçlü uygulamada sürekli mıknatıslı senkron generatörü avantajlı hale getirir. Ancak rotorunda mıknatısların bulunması nedeniyle gerilim ayarının yapılması güçleşir.

Bu çalışmada gerilim kontrolünün yapılabilmesi için doğrultucu ve inverter gibi güç elektroniği devrelerinin teorisi kullanılarak SMDC-SMSG tahrik sisteminin simülasyonu yapılmıştır. Matematiksel olarak modellenen doğrultucu ve inverter devreleri SMDC-SMSG tahrik sisteminin çıkışını kontrol etmek için kullanılmıştır. 3 kW'lık bir yükü beslemesi amaçlanan sistemde SMSG'nin uçlarındaki gerilim frekansı 25 Hz ve faz-nötr gerilimi 220V'dur. Ancak 50Hz'lik, 300V'luk yükü beslemek için bir frekans dönüştürücü modellenerek SPWM metodu ile gerilimin frekans ve genliği ayarlanmıştır. Bu frekans dönüştürücü için doğrultucu kısmında yarım dalga kontrolsüz doğrultucu ve inverter kısmında SPWM inverter kullanılmıştır. Böylece gerçekleştirilen frekans dönüştürücüde kullanılan kontrol yönteminin diğer generatör sistemlerine nazaran daha fazla kontrol kolaylığı sağladığı görülmüştür. Bunun yanı sıra, karmaşık yapıya sahip olmayan SPWM inverter ve daha az sayıda ve nispeten daha ucuz güç elektroniği elemanları içeren yarım dalga kontrolsüz doğrultucu ile maliyetin düşük tutulması hedeflenmiştir.

Sistem modellenmesinin her aşamasında sadece matematiksel denklemlerin kullanılması

sistemin simülasyon ortamında anlamlı ve açık bir şekilde temsil edilmesi sağlanmıştır. Bu bağlamda elde edilen sonuçların salt matematiksel modelden elde edilmesi neticesinde parametre hassasiyeti ve elektriksel modellerde kullanılması zorunlu olan bloklara bağlı kalmadan da sistemin gerçekleştirileceği teorik olarak ispatlanmıştır.

Simulasyon sonuçlarından görüldüğü gibi generatörden elde edilen gerilim sinuzoidal olup, faz-nötr gerilimi 220V'tur. Doğrultucu çıkışında DC hat gerilimi yaklaşık olarak 380V elde edilip invertre uygulanmıştır. İnverter çıkışında 300V'luk yük beslenmiştir. Doğrultucu çıkışındaki dalgalanmaları azaltmak için 200  $\mu$ F bir kondansatör kullanılmıştır. İnverter çıkışındaki dalgalanmaları azaltmak için de LC filtre kullanılmıştır. Böylece yükü beslemek için gerekli olan 300 V, 50 Hz'lik saf sinüs gerilimi elde edilmiştir.

Sistemde doğrultucu olarak iki farklı tip doğrultucu incelenmiştir. Yarım dalga kontrolsüz doğrultucu ve tam dalga kontrolsüz doğrultucu karşılaştırıldığında yarım dalga kontrolsüz doğrultucunun çıkışının daha az dalgalı olduğu ve sistemin maliyeti açısından da uygun olduğu görülmüştür.

Bu çalışmada SMDC-SMSG tahrik sisteminin modeli oluşturularak gerilim kontrolü gerçekleştirilmiştir. Ayrıca SMDC-SMSG durum uzay modelleri kullanıldığından motor-generatör parametreleri değiştirilerek farklı değerler için aynı frekans dönüştürücü kullanılarak sistemin çalışması gözlemlenebilir hale gelmiştir.

Bundan sonraki çalışmalarda frekans dönüştürücü bloğundaki inverter tetikleme sinyalleri uzay vektör darbe modülasyonu tekniğiyle oluşturulacaktır. Dolayısıyla inverter çıkışındaki gerilim dalga şekli düzeltilecek ve nominal gerilime ulaşma süresi kısılacaktır.

## KAYNAKLAR

- Abut, N., (2004) “Güç Elektroniği: Güç Yarı iletkenleri ve Dönüştürücüler” Birsen Yayınevi, İstanbul.
- Atan, Ö., (2007), “Fırçasız Doğru Akım Motorunun Modellenmesi ve PWM Yöntemi ile Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Boldea, I., (2006), “Variable Speed Generator”, Taylor&Francis Group, LLC, Boca Raton, Florida, USA.
- Bullock, R. (1995), “Applying PMDC Motors”, Power Transmission Design, Massachusetts Institute of Technology.
- Chen, Li, H., Polinder, Z., (2009) “Optimization of Multibrid Permanent-Magnet Wind Generator Systems” IEEE Transactions on Industrial. Applications, Vol 24, No 1, 82-92.
- Chen, M-H., Yeh, S.-N., Hwang, J.C., (2006) “Design of Single-phase Three- level Inverters For Wind Power Systems With Double- Winding Permanent-Magnet Synchronous Generators” The World Wind Energy Conference and exhibition, India.
- Chen, Y., Pillay, P., (2005), “PM Wind Generator Topologies”, IEEE Transactions on Industrial. Applications, Vol 41, No 6, 1619-1626.
- Chen, Y., Nayar, C., (1998), “Design and FE Analysis of Outer-Rotor PM Generator for Directly-Coupled Wind Turbine Applications”, IEEE Industrial Applications Conference Vol 1, 387-394.
- Chen, Y., Pillay, P., Khan A., (2004), “PM Wind Generator Comparison of Different Topologies”, IEEE Industrial Applications Conference Vol 3, 1405-1412.
- Çopçuoğlu, O., Önbilgin, G., (2007), “Yel Enerjisi Dönüşüm Sistemleri için Uygun Generatör Türlerinin Değerlendirilmesi”, IV. Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu, Gaziantep.
- Dodrill B., Kelley B., (2005), “Measurements with a VSM Permanent magnet Materials”
- Duru, T., (1997), “Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Magnetik Analizi ve Modellenmesi”, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- Gautam, N. Singh, S. N. Rentschler, A. Schneider, T. Binder, A. (2007) “Modelling and Analysis of Parallel Connected Permanent Magnet Synchronous Generators in a Small Hydropower Plant” Institute of Engineers, Vol 88, 33-38.
- Grabic, S., Celanovic, N., Katic, V. A., (2008) “Permanent Magnet Synchronous Generator Cascade for Wind Turbine Application” IEEE Transactions on Industrial. Applications, Vol 23, No 3, 1136-1142.
- Jung, J., (2005), “Sine-PWM Inverter”, Phd. Student Project, The Ohio State University, U.S.A
- Lampola, P., (2000), “Directly Driven, Low-Speed Permanent-Magnet Generators for Wind Power Applications”, M.Sc. Thesis, Helsinki University of Technology, Finland.
- Lyshevski, S., (1999), “Electromechanical Systems, Electric Machines and Applied Mechatronics”, CRC Press, Boca Raton, Florida, USA.
- Magcraft Technical Guide, (2007), “Permanent Magnet Selection and Design Handbook”.

Özçira, S., (2007), “Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları”, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Süregevil, T., Akpınar, E., (2004), “Modelling of a 5-kW wind energy conversion system with induction generator and comparison with experimental results” Renewable Energy, vol 30, issue 6, 913-929.

Svoboda, J., (2004), “Magnetic Techniques for The Treatment of Materials”, Kluwer Academic Publishers, U.S.A.

The Mathworks, (2008), “The MathWorks Inc., Simulink: Dynamic System Simulation for MATLAB Modeling, Simulation, Implementation, Massachusetts, U.S.A.

Tuncay, R., Üstün, Ö., Yılmaz, M., (2004), “Fırçasız Doğru Akım Makinasının MATLAB/Simulink Ortamında Modellenmesi ve Algılayıcısız Kontrolü”, Conference For Computer Aided Engineering and System Modelling with Exhibition, İstanbul.

**ÖZGEÇMİŞ**

Doğum tarihi 16.10.1984

Doğum yeri Batman

Lise 1998-2002 Batman Yabancı Dil Ağırlıklı Lisesi

Lisans 2002-2007 Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak.  
Elektrik Mühendisliği Bölümü,  
Elektrik Tesisleri Anabilim Dalı

Yüksek Lisans 2007-2009 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı,  
Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı