



**T.C.  
DÜZCE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YENİLENEBİLİR ENERJİ ÜRETİM SİSTEMLERİ İÇİN  
KESİNTİSİZ GEÇİŞLİ ŞEBEKE BAĞLANTILI 3-FAZLI 4-KOLLU  
GELİŞMİŞ T-TİPİ EVİRİCİ UYGULAMASI**

**EMRE AVCI**

**DOKTORA TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**DANIŞMAN  
DR. ÖĞR. ÜYESİ MEHMET UÇAR**

**DÜZCE, 2019**

**T.C.**  
**DÜZCE ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YENİLENEBİLİR ENERJİ ÜRETİM SİSTEMLERİ İÇİN**  
**KESİNTİSİZ GEÇİŞLİ ŞEBEKE BAĞLANTILI 3-FAZLI 4-KOLLU**  
**GELİŞMİŞ T-TİPİ EVİRİCİ UYGULAMASI**

Emre AVCI tarafından hazırlanan tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

**Tez Danışmanı**

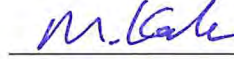
Dr. Öğr. Üyesi Mehmet UÇAR  
Düzce Üniversitesi

**Jüri Üyeleri**

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet UÇAR  
Düzce Üniversitesi



Prof. Dr. Murat KALE  
Düzce Üniversitesi



Prof. Dr. Ali ÖZTÜRK  
Düzce Üniversitesi



Prof. Dr. Engin ÖZDEMİR  
Kocaeli Üniversitesi



Doç. Dr. Murat KARABACAK  
Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi



Tez Savunma Tarihi: 24/12/2019

## BEYAN

Bu tez çalışmasının kendi çalışmam olduğunu, tezin planlanmasından yazımına kadar bütün aşamalarda etik dışı davranışımın olmadığını, bu tezdeki bütün bilgileri akademik ve etik kurallar içinde elde ettiğimi, bu tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara kaynak gösterdiğimi ve bu kaynakları da kaynaklar listesine aldığımı, yine bu tezin çalışılması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarımı ihlal edici bir davranışımın olmadığını beyan ederim.

24/12/2019

  
Emre AVCI

## TEŞEKKÜR

Doktora öğrenimimde ve bu tezin hazırlanmasında gösterdiği her türlü destek ve yardımdan dolayı çok değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Mehmet UÇAR'a en içten dileklerle teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca değerli katkılarını esirgemeyen tez izleme komite üyeleri Prof. Dr. Murat KALE'ye ve Doç. Dr. Uğur HASIRCI'ya şükranlarımı sunarım. Bu çalışma boyunca yardımlarını ve desteklerini esirgemeyen çalışma arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışması süresince fedakârlık gösteren ve bana destek olan sevgili eşim Aysel AVCI'ya sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Tüm çalışmalarım süresince beni cesaretlendiren ve yetiştiren çok kıymetli annem Nezahat AVCI'ya ve babam Celalettin AVCI'ya ithaf olunur.

Bu tez kapsamında yapılan çalışmalar, 215E357 numaralı TÜBİTAK 3001 Başlangıç Ar-Ge Projesi ve Düzce Üniversitesi BAP-2016.06.03.516 numaralı Hızlı Destek Projesi kapsamında desteklenmiştir.

**24/12/2019**

**Emre AVCI**

# İÇİNDEKİLER

## Sayfa No

|  |      |
|--|------|
| ŞEKİL LİSTESİ .....  | vii  |
| ÇİZELGE LİSTESİ.....   | xii  |
| KISALTMALAR.....   | xiii |
| SİMGELER.....  | xiv  |
| ÖZET.....  | xv   |
| ABSTRACT.....  | xvi  |
| EXTEND ABSTRACT.....   | xvii |
| 1. GİRİŞ.....  | 1    |
| 2. 3-FAZLI 4-KOLLU AT-NPC EVİRİCİ SİSTEMİ.....                                   | 9    |
| 2.1. AT-NPC EVİRİCİ ANAHTARLAMA KONFIGÜRASYONU VE<br>KOMÜTASYONU .....           | 9    |
| 2.2. 3-FAZLI 4-KOLLU RB-IGBT TABANLI AT-NPC 3-SEVİYELİ<br>EVİRİCİ.....           | 12   |
| 3. LABORATUVAR PROTOTİPİNİN KURULUMU.....  | 15   |
| 3.1. DENEYDE KULLANILAN KAYNAK VE YÜK KARAKTERİSTİĞİ.....                        | 18   |
| 3.2. DSK UYGULAMA GELİŞTİRME KARTI.....  | 28   |
| 3.3. IGBT GÜÇ DEVRESİ VE SÜRÜCÜ KARTLARI.....                                    | 29   |
| 3.4. AKIM VE GERİLİM ÖLÇÜM KARTLARI.....   | 33   |
| 3.5. AA SİNYAL DÜZENLEYİCİ KARTLARI.....   | 35   |
| 3.6. AŞIRI AKIM-GERİLİM KORUMA KARTI.....  | 36   |
| 3.7. STATİK ANAHTAR MODÜLÜ VE TAMPON KARTI.....                                  | 37   |
| 3.8. MODEL TABANLI OTOMATİK GÖMÜLÜ KOD ÜRETİMİ VE DSK<br>KARTINA YÜKLENMESİ..... | 39   |
| 4. ADA MODLU ÇALIŞMA.....  | 46   |
| 4.1. PMR TABANLI GERİLİM KONTROL TEKNİĞİ.....                                    | 48   |
| 4.2. PMR TABANLI ÇİFT DÖNGÜLÜ KONTROLÇÜ TASARIMI.....                            | 51   |
| 4.3. 3-FAZLI 4-KOLLU 3-SEVİYELİ AT-NPC EVİRİCİ MODÜLASYON<br>TEKNİĞİ.....        | 59   |
| 4.4. ADA MODLU ÇALIŞMA BENZETİM SONUÇLARI.....                                   | 60   |
| 4.5. ADA MODLU ÇALIŞMA DENEYSEL SONUÇLARI.....                                   | 65   |

|  |            |
|--|------------|
| <b>5. ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA.....</b>   | <b>72</b>  |
| <b>5.1. PR TABANLI AKIM KONTROL TEKNİĞİ.....</b>                                   | <b>72</b>  |
| <b>5.2. ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA BENZETİM SONUÇLARI.....</b>                      | <b>77</b>  |
| <b>5.3. ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA DENEYSEL SONUÇLARI.....</b>                      | <b>80</b>  |
| <b>6. ADA MODLU VE ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA.....</b>                              | <b>86</b>  |
| <b>6.1. KASKAT KESİNTİSİZ TRANSFER KONTROL TEKNİĞİ.....</b>                        | <b>87</b>  |
| <b>6.2. ADA MODLU VE ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA BENZETİM<br/>    SONUÇLARI.....</b> | <b>92</b>  |
| <b>6.3. ADA MODLU VE ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA DENEYSEL<br/>    SONUÇLARI.....</b> | <b>95</b>  |
| <b>7. SONUÇLAR.....</b>  | <b>105</b> |
| <b>8. KAYNAKLAR.....</b>   | <b>107</b> |
| <b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>   | <b>114</b> |

## ŞEKİL LİSTESİ

|   | <u>Sayfa No</u> |
|---|-----------------|
| Şekil 1.1. Çift yönlü anahtarın a) Geleneksel IGBT b) RB-IGBT ile oluşturulması..   | 2               |
| Şekil 1.2. a) Klasik tip NPC b) T-tipi NPC evirici yapıları.....  | 3               |
| Şekil 1.3. Tek-fazlı AT-NPC evirici yapısı.....   | 4               |
| Şekil 1.4. Adalama tespit yöntemleri.....   | 5               |
| Şekil 1.5. Pasif adalama tespit yöntemleri.....   | 6               |
| Şekil 1.6. Şebeke bağlantılı FV sistemde ada modu çalışma blok diyagramı.....   | 6               |
| Şekil 2.1. Endüktif yüklü bir eviricinin akım ve çıkış gerilim dalga şekilleri.....   | 10              |
| Şekil 2.2. AT-NPC yapısında pozitif gerilim ve akım için komütasyon yolu.....   | 11              |
| Şekil 2.3. AT-NPC yapısında pozitif gerilim ve negatif gerilim için komütasyon yolu.....  | 11              |
| Şekil 2.4. AT-NPC yapısında negatif gerilim ve akım için komütasyon yolu.....   | 12              |
| Şekil 2.5. AT-NPC yapısında negatif gerilim ve pozitif akım için komütasyon yolu.....   | 12              |
| Şekil 2.6. 3-fazlı 4-kollu RB-IGBT tabanlı AT-NPC 3-seviyeli evirici genel blok diyagramı.....  | 13              |
| Şekil 2.7. PSIM/Thermal Module kullanarak Fuji Electric 4MBI300VG-120R-50 (IGBT) tanımlanması.....  | 13              |
| Şekil 2.8. PSIM/Thermal Module kullanarak Fuji Electric 4MBI300VG-120R-50 (RB-IGBT) tanımlanması.....   | 14              |
| Şekil 3.1. 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sistemi deneysel blok diyagramı.....   | 15              |
| Şekil 3.2. 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sistemi laboratuvar prototipinin fotoğrafı.....  | 16              |
| Şekil 3.3. Deneysel panosu sağ taraf üst bölüm fotoğrafı.....   | 17              |
| Şekil 3.4. Deneysel panosu sağ taraf alt bölüm fotoğrafı.....   | 17              |
| Şekil 3.5. 3-fazlı 10 kVA kademeli transformatör fotoğrafları, a) Önden görünüş, b) Üstten görünüş.....   | 18              |
| Şekil 3.6. 3-fazlı 10 kVA varyak fotoğrafı.....   | 19              |
| Şekil 3.7. Ayarlanabilir omik yük fotoğrafı.....  | 20              |
| Şekil 3.8. Endüktif yük fotoğrafı.....  | 20              |
| Şekil 3.9. 1-fazlı ve 3-fazlı diyotlu doğrultucuların fotoğrafı.....  | 21              |
| Şekil 3.10. Tektronix MDO3024 4-kanallı 200 MHz sayısal osiloskop ve MDO3PWR güç ölçüm ve analiz uygulama modülü.....                                 | 21              |
| Şekil 3.11. MDO3PWR güç ölçüm ve analiz uygulama modülü osiloskop ekran görüntüsü.....  | 22              |
| Şekil 3.12. a) Pintek DP25 diferansiyel prob ve Fluke 80i10s akım probu, b) Tektronix THDP0200 diferansiyel prob ve Tektronix TCP0020 akım probu..... | 22              |

|  |    |
|--|----|
| Şekil 3.13. 3-fazlı RL tipi dengesiz doğrusal yük bağlantı şeması.....   | 23 |
| Şekil 3.14. 3-fazlı RL tipi dengesiz doğrusal yükün deneysel a) 3-faz gerilim ve 1-faz akımı b) 3-faz ve nötr akımı dalga şekilleri ve c) Güç analizi. ....                  | 24 |
| Şekil 3.15. 3-fazlı 4-telli şebekeden beslenen 1-fazlı diyotlu doğrultucu devre şeması.....  | 25 |
| Şekil 3.16. 1-fazlı diyotlu doğrultucu tip doğrusal olmayan yükün 3-faz gerilim ve a-fazı akım dalga şekilleri. ....   | 26 |
| Şekil 3.17. 1-fazlı diyotlu doğrultucu tip doğrusal olmayan yükün a-fazı güç kalitesi değerleri.....   | 26 |
| Şekil 3.18. 1-fazlı diyotlu doğrultucu tip doğrusal olmayan yükün 3-faz akım ve nötr akımı dalga şekilleri. ....   | 27 |
| Şekil 3.19. 1-fazlı diyotlu doğrultucu tip doğrusal olmayan yükün a-fazı akımı THB değeri. ....  | 27 |
| Şekil 3.20. 1-fazlı diyotlu doğrultucu tip doğrusal olmayan yükün nötr akımı THB değeri.....   | 27 |
| Şekil 3.21. TMS320F28335 uygulama geliştirme kartının fotoğrafı ve klemens bağlantıları.....   | 29 |
| Şekil 3.22. IGBT modülü ve eşdeğer devresi. ....   | 29 |
| Şekil 3.23. 2SC0108T IGBT sürücü ve 2BB0108T ara yüz kartı.....  | 30 |
| Şekil 3.24. Sürücü yarım köprü çalışma modu sinyalleri. ....   | 30 |
| Şekil 3.25. 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sisteminin a) Soğutucu üzerine monte edilen IGBT modülleri, b) Tamamlanmış güç devresi ve IGBT sürücü kartları fotoğrafları. .... | 31 |
| Şekil 3.26. Sayısal sinyal düzenleyici kartı blok diyagramı. ....  | 32 |
| Şekil 3.27. Sayısal sinyal düzenleyici kartı fotoğrafı.....  | 32 |
| Şekil 3.28. Ön-şarj dirençleri ve RC pasif filtre fotoğrafı.....   | 32 |
| Şekil 3.29. Hall etkili gerilim sensörü devre bağlantı şeması. ....  | 33 |
| Şekil 3.30. Hall etkili akım sensörü devre bağlantı şeması.....  | 33 |
| Şekil 3.31. a) AA akım ölçüm kartı fotoğrafı, b) AA gerilim ölçüm kartı fotoğrafı, c) Üst üste monte edilen akım (alt kat) ve gerilim (üst) ölçüm kartı fotoğrafı. ....      | 34 |
| Şekil 3.32. Gerçekleştirilen DA akım-gerilim ölçüm kartı fotoğrafı. ....   | 34 |
| Şekil 3.33. Akım ve gerilim sinyal düzenleyici kartı blok diyagramı.....   | 35 |
| Şekil 3.34. Gerçekleştirilen akım (alt kat) ve gerilim (üst kat) sinyal düzenleyici kartı fotoğrafı a) Üst görünüş b) Yan görünüş. ....                                      | 36 |
| Şekil 3.35. Aşırı akım ve gerilim koruma kartı blok diyagramı. ....  | 37 |
| Şekil 3.36. Gerçekleştirilen aşırı akım ve gerilim koruma kartı fotoğrafı. ....  | 37 |
| Şekil 3.37. a) Statik anahtar modülü ve b) Tampon kartının fotoğrafı.....  | 38 |
| Şekil 3.38. Statik anahtar ile 3-fazlı RL yükün devreye alınması/çıkartılması. ....  | 39 |
| Şekil 3.39. 4 çıkışlı anahtarlamalı güç kaynağı fotoğrafı.....   | 39 |
| Şekil 3.40. PSIM ortamında gömülü kod üretim süreci. ....  | 41 |
| Şekil 3.41. 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici denetim sistemi için PSIM tabanlı gömülü kod üretim blok diyagramı.....   | 41 |
| Şekil 3.42. PSIM yazılımında benzetim parametrelerinin ayarlanması. ....   | 42 |

|  |    |
|--|----|
| Şekil 3.43. PSIM yazılımında ADC modülü için yapılan parametre ayarları. ....  | 42 |
| Şekil 3.44. PSIM yazılımında sayısal çıkış modülü için yapılan parametre ayarları. ...   | 43 |
| Şekil 3.45. PSIM yazılımında F2833x serisi kartlar için giriş ve çıkışların atanması. .  | 44 |
| Şekil 3.46. PSIM/SimCoder yazılımı ile üretilen kodların CCS yazılımına yüklenmesi. ....   | 45 |
| Şekil 3.47. 3-fazlı 4-kollu AT-NPC eviricinin faz-faz çıkış gerilim dalga şekli. ....  | 45 |
| Şekil 4.1. Ada modlu çalışma durumunda sistemin genel blok diyagramı. ....   | 47 |
| Şekil 4.2. Ada mod çalışma sistem model blok diyagramı. ....   | 49 |
| Şekil 4.3. PR kontrolcülerin frekans cevapları a) İdeal PR b) Sönümlü PR. ....   | 50 |
| Şekil 4.4. Sönümlü PR kontrolcünün farklı $K_p$ değerlerinde frekans cevapları ( $K_i = 10$ ). ....  | 51 |
| Şekil 4.5. Sönümlü PR kontrolcünün farklı $K_i$ değerlerinde frekans cevapları ( $K_p = 1$ ) ....  | 51 |
| Şekil 4.6. Evirici çıkış gerilim kontrolü için çift döngülü PMR kontrolcü blok diyagramı. ....   | 52 |
| Şekil 4.7. Bobin akımı geri beslemeli iç döngü model yapısı. ....  | 52 |
| Şekil 4.8. Sabit dış döngü oransal katsayısı ile farklı iç döngü oransal katsayıları ( $K_{PWM}K_{cp} = 2, 10, 20$ ) için açık çevrim sistem frekans cevabı. ....                    | 53 |
| Şekil 4.9. İç döngü kök yer eğrisi. ....   | 54 |
| Şekil 4.10. Sabit dış döngü oransal katsayısı ile farklı iç döngü oransal katsayıları ( $K_{PWM}K_{cp} = 2, 10, 20$ ) için kapalı çevrim sistem frekans cevabı. ....                 | 54 |
| Şekil 4.11. Önerilen sistem için PMR tabanlı dış döngü kontrolcüsünün tek faz modeli. ....   | 55 |
| Şekil 4.12. Kapalı çevrim sistemin ( $v_{out}(s)/v_{ref}(s)$ ) $G_{PMR}(s) = K_p$ şartında $K_p = 4, 0, 2, 0, 61$ için frekans cevabı. ....  | 56 |
| Şekil 4.13. Tüm sistemin $G_{PMR}(s) = K_p$ şartında kök yer eğrisi. ....  | 56 |
| Şekil 4.14. Sistemin $G_{PMR}(s) = K_p$ ile farklı $K_{ih}$ değerleri için frekans cevabı. ....  | 58 |
| Şekil 4.15. Tasarlanan PMR kontrolcüyle birlikte sistemin açık çevrim frekans cevabı. ....   | 58 |
| Şekil 4.16. 3-seviyeli 4-kollu evirici için TTDGM tekniği blok diyagramı. ....   | 59 |
| Şekil 4.17. Ada modlu çalışma için PSIM benzetim blok diyagramı. ....  | 61 |
| Şekil 4.18. Ada modda RL tipi doğrusal yük koşulunda benzetim sonuçları a) Yük gerilimleri ve a-fazı yük akımı b) Yük akımları ve nötr kol akımı. ....                               | 63 |
| Şekil 4.19. 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yüklerin bağlantısı. ....   | 63 |
| Şekil 4.20. Ada modda 1-faz diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda benzetim sonuçları a) Yük gerilimleri ve a-fazı yük akımı b) Yük akımları ve nötr kol akımı. .... | 64 |
| Şekil 4.21. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda yük gerilimleri ve a-fazı akımı. ....  | 65 |
| Şekil 4.22. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda a-fazı yük gerilim THB değeri. ....  | 66 |
| Şekil 4.23. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda c-fazı yük gerilim THB değeri. ....  | 66 |

|   |    |
|---|----|
| Şekil 4.24. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda a-fazı güç kalitesi değerleri.....                          | 67 |
| Şekil 4.25. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda c-fazı güç kalitesi değerleri.....                          | 67 |
| Şekil 4.26. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda yük akımları ve nötr akımı.....                             | 68 |
| Şekil 4.27. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda yük gerilimleri ve a-fazı akımı..... | 69 |
| Şekil 4.28. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda a-fazı yük gerilim THB değeri.....   | 69 |
| Şekil 4.29. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda a-fazı yük akım THB değeri. ....     | 70 |
| Şekil 4.30. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda a-fazı güç kalitesi değerleri. ....  | 70 |
| Şekil 4.31. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda yük akımları ve nötr akımı. ....     | 71 |
| Şekil 5.1. Şebeke bağlantılı çalışma durumunda sistemin genel blok diyagramı.....   | 72 |
| Şekil 5.2. Şebeke bağlantılı mod kontrol blok diyagramı. ....   | 73 |
| Şekil 5.3. Şebeke bağlantılı çalışma modu için tasarlanan kontrolcü blok diyagramı. ....                                  | 73 |
| Şekil 5.4. LCL filtrenin çeşitli sönüm direnç değerleri için frekans cevabı. ....   | 74 |
| Şekil 5.5. Temel SOGI-QSG tekniğinin tek faz gösterimi. ....  | 75 |
| Şekil 5.6. Temel SOGI-PLL yapısı. ....  | 75 |
| Şekil 5.7. a) $G_\alpha(s)$ , b) $G_\beta(s)$ $k = 2, 1, 57, 1, 0, 5$ ( $\omega_0 = 100\pi$ ) frekans cevapları.....      | 76 |
| Şekil 5.8. Tasarlanan akım kontrolcüsünü içeren sistemin açık çevrim frekans cevabı. ....                                 | 77 |
| Şekil 5.9. Şebeke bağlantılı çalışma için PSIM benzetim blok diyagramı. ....  | 78 |
| Şekil 5.10. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke akımı ve gerilimi ile yük akımı ve evirici akımı. ....              | 79 |
| Şekil 5.11. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz evirici akımları.....                             | 79 |
| Şekil 5.12. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı yük gerilimi ve 3-faz yük akımları. ....                                   | 80 |
| Şekil 5.13. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz şebeke akımları.....                              | 80 |
| Şekil 5.14. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi, evirici akımı, yük akımı ve şebeke akımı.....             | 81 |
| Şekil 5.15. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı evirici akımı THB değeri. ....   | 81 |
| Şekil 5.16. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı yük akımı THB değeri.....  | 82 |
| Şekil 5.17. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke akımı THB değeri. ....  | 82 |
| Şekil 5.18. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz evirici akımı. ....                               | 83 |
| Şekil 5.19. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı yük gerilimi ve 3-faz yük akımı. ....                                      | 83 |
| Şekil 5.20. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz şebeke akımı. ....                                | 84 |
| Şekil 5.21. Şebeke bağlantılı çalışmada 3-faz yük akımları ve nötr akımı.....   | 84 |

|             |  |     |
|-------------|--|-----|
| Şekil 6.1.  | Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışmada sistemin genel blok diyagramı. ....   | 87  |
| Şekil 6.2.  | Önerilen kaskat kesintisiz transfer kontrol tekniği. ....  | 87  |
| Şekil 6.3.  | Kaskat kesintisiz transfer akış diyagramı. ....  | 88  |
| Şekil 6.4.  | Şebeke gerilim ve frekans parametrelerinin tespiti. ....   | 89  |
| Şekil 6.5.  | Ada modlu çalışma faz açısı üretimi. ....  | 90  |
| Şekil 6.6.  | Senkronizasyon blok diyagramı. ....  | 91  |
| Şekil 6.7.  | Referans şebeke akımlarının üretilmesi. ....   | 91  |
| Şekil 6.8.  | Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışma için PSIM benzetim blok diyagramı. ....   | 93  |
| Şekil 6.9.  | Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışmada şebeke gerilimleri, senkronizasyon sinyali, şebeke ile yük faz açıları ve şebeke akımları. ....             | 94  |
| Şekil 6.10. | Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı kaynak ile yük gerilimi, 3-faz yük gerilimleri ve 3-faz yük akımları. ....                           | 94  |
| Şekil 6.11. | Deneysel çalışmada şebeke gerilimlerinin geldiği durumda senkronizasyonun sağlanmasıyla 3-faz şebeke gerilim ve S2 statik anahtar sinyalleri. ....   | 96  |
| Şekil 6.12. | Deneysel çalışmada şebeke gerilimlerinin kesildiği durumda senkronizasyonun sağlanmasıyla 3-faz şebeke gerilim ve S2 statik anahtar sinyalleri. .... | 96  |
| Şekil 6.13. | Ada modlu çalışma durumunda 3-faz yük gerilimi deneysel dalga şekli. ....  | 97  |
| Şekil 6.14. | Ada modlu çalışma durumunda a-fazı deneysel yük gerilimi THB değeri. ....  | 97  |
| Şekil 6.15. | Ada modlu çalışma durumunda 3-faz deneysel dengesiz yük akımları. ....   | 98  |
| Şekil 6.16. | Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçiş şebeke gerilimi, yük gerilimi, S1 anahtar ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları. ....                      | 99  |
| Şekil 6.17. | Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçiş 3-faz şebeke akımları ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları. ....  | 99  |
| Şekil 6.18. | Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçiş 3-faz yük akımları ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları. ....   | 100 |
| Şekil 6.19. | Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçtikten sonra şebeke gerilimi, yük gerilimi, S1 anahtar sinyali ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları. ....    | 101 |
| Şekil 6.20. | Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçtikten sonra a-fazı yük gerilimi THB değeri deney sonuçları. ....   | 101 |
| Şekil 6.21. | Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçtikten sonra şebeke gerilimi, şebeke akımı, S1 anahtar sinyali ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları. ....    | 102 |
| Şekil 6.22. | Şebeke bağlantılı moddan ada moda geçiş şebeke gerilimi, yük gerilimi, S1 anahtar sinyali ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları. ....                | 103 |
| Şekil 6.23. | Şebeke bağlantılı moddan ada moda geçiş 3-faz şebeke akımları ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları. ....  | 103 |
| Şekil 6.24. | Şebeke bağlantılı moddan ada moda geçiş 3-faz yük akımları ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları. ....   | 104 |

## ÇİZELGE LİSTESİ

|  | <u>Sayfa No</u> |
|--|-----------------|
| Çizelge 2.1. AT-NPC evirici yapısının anahtarlama durumları.....                   | 9               |
| Çizelge 2.2. AT-NPC evirici anahtarlama durumlarıyla çıkış gerilimleri.....        | 10              |
| Çizelge 3.1. 3-fazlı kademeli transformatör teknik özellikleri.....                | 18              |
| Çizelge 4.1. Ada modlu çalışma sistem parametreleri.....                           | 62              |
| Çizelge 5.1. Şebeke bağlantılı çalışma için sistem parametreleri.....              | 78              |
| Çizelge 6.1. Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışma için sistem parametreleri..... | 92              |



## KISALTMALAR

|         |  |
|---------|--|
| AA      | Alternatif Akım  |
| AT-NPC  | Advanced T-NPC (Gelişmiş T-NPC)  |
| ÇSE     | Çok Seviyeli Evirici   |
| DA      | Doğru Akım   |
| DGM     | Darbe Genişlik Modülasyonu   |
| DSK     | Digital Signal Controller (Sayısal İşaret Denetleyici Kart)                        |
| FV      | Fotovoltaik  |
| FWD     | Free Wheeling Diode (Serbest Geçiş Diyodu)   |
| FZCD    | Filtered Zero Cross Detection (Filtrelenmiş Sıfır Geçiş Tespiti)                   |
| GKE     | Gerilim Kaynaklı Eviriciler  |
| GPIO    | General Purpose Input Output (Genel Amaçlı Giriş-Çıkış)                            |
| HSD     | High-Side Device (Yüksek Gerilim Tarafındaki Eleman)                               |
| IGBT    | Insulated Gate Bipolar Transistor (İzole Kapı İki Kutuplu Transistör)              |
| LF      | Loop Filter (Döngü Filtresi)   |
| MSD     | Mid-Point Side Device (Orta Noktadaki Eleman)                                      |
| N       | Negatif  |
| NDZ     | Non Detecton Zone (Algılanamayan Bölge)  |
| NPC     | Neutral Point Clamped (Nötr Nokta Bağlantılı)                                      |
| P       | Pozitif  |
| PCC     | Point of Common Coupling (Ortak Bağlantı Noktası)                                  |
| PD      | Phase Detector (Faz Tespitçisi)  |
| PLL     | Phase Locked Loop (Faz Kilitlemeli Döngü)  |
| PMR     | Proportional Multi Resonant (Oransal Çoklu Rezonans)                               |
| PR      | Proportional Resonant (Oransal Rezonans)   |
| QSG     | Quadrature Signal Generation (Karelemeli Sinyal Üretimi)                           |
| RB-IGBT | Revers Blocking IGBT (Ters dayanımlı IGBT)   |
| SOGI    | Second Order Generalized Integrator (İkinci Dereceden Genelleştirilmiş İntegratör) |
| SRÇ     | Senkron Referans Çerçeve   |
| SSR     | Solid State Relay (Statik Anahtar)   |
| SW      | Switching (Anahtarlama)  |
| T-NPC   | T-type NPC (T-tipi NPC)  |
| THB     | Toplam Harmonik Bozulma  |
| TTDGM   | Taşıyıcı Tabanlı Darbe Genişlik Modülasyonu  |
| VCO     | Voltage Controlled Oscillator (Gerilim Kontrollü Osilatör)                         |

## SİMGELER

|                             |  |
|-----------------------------|--|
| $C_1$ ve $C_2$              | DA Bara Kapasiteleri                                       |
| $C_a = C_b = C_c = C$       | Filtre Kapasiteleri  |
| $f_c$                       | 0dB Geçiş Frekansı   |
| $f_{sw}$                    | Anahtarlama Frekansı                                       |
| $G_\alpha(s)$               | QSG Yapısının Çıkış Transfer Fonksiyonu                    |
| $G_\beta(s)$                | QSG Yapısının Ortogonal Çıkış Transfer Fonksiyonu          |
| $G_{CC}(s)$                 | İç Döngü Transfer Fonksiyonu                               |
| $G_{PMR}(s)$                | PMR Kontrolcü Transfer Fonksiyonu                          |
| $h$                         | Harmonik Katsayısı   |
| $I_0$                       | Yük Akımı  |
| $i_{Eabc}$                  | Evirici Akımları   |
| $i$                         | Şebeke Akımı   |
| $K_i$                       | Dış Döngü İntegratör Katsayısı                             |
| $K_p$                       | Dış Döngü Oransal Katsayısı                                |
| $K_{PWM}$                   | PWM Katsayısı  |
| $K_{cp}$                    | İç Döngü Oransal Katsayısı                                 |
| $L_a = L_b = L_c = L$       | Filtre Endüktansı  |
| $L_{F1}$                    | Şebeke Bağlantılı Durumda Evirici Tarafı Filtre Endüktansı |
| $L_{F2}$                    | Şebeke Bağlantılı Durumda Şebeke Tarafı Filtre Endüktansı  |
| $r_a = r_b = r_c = r$       | Filtre Bobin Eşdeğer Dirençleri                            |
| $R_d$                       | Filtre Sönümlenme Direnci                                  |
| $V_A = V_B = V_C = V_{out}$ | Filtrelenmiş Evirici Gerilimleri                           |
| $V_K$                       | Şebeke Nominal Gerilimi                                    |
| $V_O$                       | Evirici Çıkış Gerilimi                                     |
| $V_{DA}$                    | DA Bara Gerilimi   |
| $v_\alpha$                  | SOGI-QSG Çıkış Sinyali                                     |
| $v_\beta$                   | SOGI-QSG Ortogonal Çıkış Sinyali                           |
| $v_{Eabc}$                  | Evirici Gerilimleri  |
| $\Omega$                    | Ohm  |
| $\mu$                       | mikro  |
| $\omega_0$                  | SOGI-PLL Yapısının Köşe Frekansı                           |
| $\omega_{bw}$               | İstenilen Band Genişliği                                   |
| $\theta_K$                  | Şebeke Gerilimi Faz Açısı                                  |
| $\theta_Y$                  | Yük Gerilimleri Faz Açısı                                  |
| $\theta_{kompanze}$         | Şebeke Hatası Öncesi Şebeke Faz Açısı                      |
| $\triangle\theta$           | Yük ile Şebeke Gerilimi Arasındaki Faz Hatası              |
| $\zeta$                     | Sönümlenme Katsayısı                                       |

## ÖZET

### YENİLENEBİLİR ENERJİ ÜRETİM SİSTEMLERİ İÇİN KESİNTİSİZ GEÇİŞLİ ŞEBEKE BAĞLANTILI 3-FAZLI 4-KOLLU GELİŞMİŞ T-TİPİ EVİRİCİ UYGULAMASI

Emre AVCI

Düzce Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet UÇAR

Aralık 2019, 113 sayfa

Alçak gerilim uygulamalarında verimliliği artırmak amacıyla 3-seviyeli T-tipi Nötr Noktası Bağlantılı (T-NPC) evirici yapısı sıkça kullanılmaktadır. Son zamanlarda, orta bacadaki çift yönlü anahtarda düşük iletim kayıplarına sahip ters blokeli IGBT (Reverse Blocking IGBT, RB-IGBT) kullanılması ile daha verimli olan gelişmiş T-NPC (Advanced T-NPC, AT-NPC) evirici yapısı geliştirilmiştir. Şebeke hatası durumunda evirici şebekeden ayrıldığında, geleneksel 3-fazlı 3-kollu eviricilerin faz gerilimleri dengesiz yükler tarafından etkilenir. Bu tez çalışmasının amacı alçak gerilim yenilenebilir enerji üretim sistemleri için ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışabilen, bu çalışma modları arasında kesintisiz transfer sağlayabilen 3-fazlı 4-kollu AT-NPC yapısında 3-seviyeli eviricinin tasarımı, denetimi ve gerçekleştirilmesidir. Önerilen 3-fazlı 4-kollu evirici sistemiyle ada modunda 1-fazlı ve dengesiz 3-fazlı yük gruplarının dağıtık üretim üniteleri tarafından beslenmesi sağlanmaktadır. Önerilen evirici şebeke bağlantılı çalışmada Proportional Resonant (PR) tabanlı akım kontrollü olarak, ada modlu çalışmada ise Proportional Multi Resonant (PMR) tabanlı gerilim kontrollü olarak tasarlanmıştır. Bu çalışma modları arasında kesintisiz transfer sağlayabilmek için kaskat kesintisiz transfer yöntemi önerilmiştir. 3-seviyeli 4-kollu evirici için Taşıyıcı Tabanlı Darbe Genişlik Modülasyonu (TTDGM) tekniği ile 20 kHz anahtarlama sinyalleri üretilmiştir. 3-fazlı 4-kollu AT-NPC tipi 3-seviyeli evirici sisteminin deneysel testleri için 2,5 kVA gücünde bir laboratuvar prototipi kurulmuştur. Önerilen sistemin PSIM yazılımı aracılığıyla benzetimi ve PSIM/SimCoder yazılımı ile de model tabanlı gömülü kodlarının üretimi yapılmıştır. Eviricinin gerçek zamanlı denetimi ise TMS320F28335 sayısal işaret denetleyici kart (Digital Signal Controller, DSK) ile gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak önerilen kontrol yöntemi sayesinde evirici sistemi hem ada modlu hem de şebeke bağlantılı olarak çalıştırılmış ve bu çalışma modları arasında kesintisiz transfer gerçekleştirilmiştir.

**Anahtar sözcükler:** Çok seviyeli evirici, AT-NPC evirici, RB-IGBT, Kesintisiz transfer, PR kontrol.

## ABSTRACT

### APPLICATION OF GRID-CONNECTED 3-PHASE 4-LEG ADVANCED T-TYPE INVERTER FOR RENEWABLE ENERGY GENERATION SYSTEMS WITH SEAMLESS TRANSITION

Emre AVCI

Düzce University

Graduate School of Natural and Applied Sciences, Department of Electrical-Electronics  
and Computer Engineering

Doctoral Thesis

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Mehmet UÇAR

December 2019, 113 pages

In order to increase efficiency of the inverter, 3-level T-type Neutral Point Clamped (T-NPC) inverter structure is frequently used in low voltage applications. Recently, Advanced T-NPC (AT-NPC) inverter structure has been developed by using Reverse Blocking IGBT (RB-IGBT) with low conduction losses in the middle leg bidirectional switch. When the inverter disconnects from the grid in the event of a grid failure, the phase voltages of conventional 3-phase 3-leg inverters are affected by unbalanced loads. The object of this thesis is to design, control and implement a 3-level high efficiency inverter in 3-phase 4-leg AT-NPC topology capable of being operated in islanding and grid connected modes and of seamless transferring between these modes, for low voltage renewable disturbed generation systems. With the proposed 3-phase 4-leg inverter system, 1-phase and unbalanced 3-phase load groups in islanding mode can be fed by distributed generation units. The inverter is designed as current controlled based on Proportional Resonant (PR) controller in grid connected mode operation and designed as voltage controlled based on Proportional Multi Resonant (PMR) controller in islanding mode operation. In order to provide seamless transfer between these operating modes, cascade seamless transfer method is proposed by combined these control techniques in this work. For the 3-level inverter, 20 kHz switching signals are generated with Carrier Based PWM (CBPWM) technique. A laboratory prototype 2,5 kVA rated power of 3-phase 4-leg AT-NPC type 3-level inverter system has been installed. Simulation studies of the proposed system have been carried out via PSIM software and model-based embedded codes generation for Digital Signal Controller (DSC) have been carried out with PSIM/SimCoder software. The real time controlling of the inverter system is achieved with TMS320F28335 DSC card. As a result, with the proposed control method, the inverter is operated in both island mode and grid connected mode and seamless transfer between these operating modes has been realized.

**Keywords:** Multi-level inverter, AT-NPC inverter, RB-IGBT, Seamless transfer, PR control.

## **EXTENDED ABSTRACT**

### **APPLICATION OF GRID-CONNECTED 3-PHASE 4-LEG ADVANCED T-TYPE INVERTER FOR RENEWABLE ENERGY GENERATION SYSTEMS WITH SEAMLESS TRANSITION**

Emre AVCI

Düzce University

Graduate School of Natural and Applied Sciences, Department of Electrical-Electronics  
and Computer Engineering

Doctoral Thesis

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Mehmet UÇAR

December 2019, 113 pages

#### **1. INTRODUCTION**

Renewable distributed energy generation systems must ensure a sustainable and reliable operation in line with the electricity grid. Distributed generators are usually connected to the grid via an inverter. Therefore, controlling the inverters in terms of quality and continuity of the power generation is one of the most important issues for distributed generator-based systems. In many studies, inverters are classified according to their input source type, employed control technique, grid interactivity, output voltage level and so forth. Among the output voltage level categorized inverters, multilevel inverters can generate a sinusoidal waveform that has lower harmonic distortion level according to 2-level inverters. Neutral Point Clamped (NPC), cascade H-bridge and flying capacitor inverter are well-known multi-level inverter topologies in the literature. Especially in low voltage applications, 3-level T-type NPC (T-NPC) inverter topology is one of the most favored topologies among the multi-level inverters. Additionally, T-NPC inverter topology offers low total harmonic distortion and has simple operational principles, which are advantages of conventional NPC topology and 2-level topology, respectively. Different from the T-NPC inverter, in the Advanced T-NPC (AT-NPC) inverter, Reverse Blocking IGBTs (RB-IGBTs) are substituted for the conventional IGBTs at the midpoint of the

structure. With this way, the T-NPC inverter structure has been transformed into a more efficient AT-NPC structure as the switching and conduction losses are reduced.

Conventionally, distributed generator inverters are operated as a current source and as a voltage source in grid-connected mode and islanded mode, respectively. For these two operating modes, two different control methods have been developed for output voltage control in islanded mode and current control in grid connected mode. But, since two different control methods are used for two operating modes, it is necessary to change the control technique from grid-connected mode to islanded mode or vice versa when the grid status is changed. In the case of a grid failure, grid-connected inverters must be able to detect the grid interruption and to disconnect the distributed generation system quickly from the grid. Therefore, the load voltage quality can be distorted during this transition process as the control system is changed when the islanding occurs. In the islanded mode operation, inverters must provide sinusoidal output voltage to 3-phase/1-phase, linear/non-linear and balanced/unbalanced load groups. 4-leg power converters are an innovative solution for supplying voltage to the unbalanced 3-phase load.

In this thesis, a combined seamless transfer control method is proposed to ensure the smooth transition between the grid connected and the islanded modes of operation for the 3-phase 4-leg AT-NPC inverter. In the case of non-linear local loads, the proposed control strategy is capable of providing sinusoidal grid current in the grid-connected operation and the sinusoidal load voltage in islanded operation of the inverter.

## **2. MATERIAL AND METHODS**

In the thesis, a combined seamless transfer control method is developed in the abc plane consisting of an outer grid current control loop with Proportional Resonant (PR) controller and an inner load voltage control loop with Proportional Multi Resonant (PMR) controller. The PR controller is used to follow the reference inverter current with a low total harmonic distortion value. The used 3-phase 4-leg AT-NPC inverter system has three main operation modes: islanding, grid synchronization and grid-connected modes.

In the operation, the state of the grid voltage is firstly investigated in order to decide a suitable mode operation for the inverter. The effective value of the grid voltage is

calculated and monitored to decide mode operation. In addition to the effective value of the grid voltage, the grid frequency is also monitored using a second-order generalized integrator-based phase-locked loop. According to predetermined limits, if the amplitude and frequency of the grid voltage is in range predetermined limits, the inverter can operate in grid connected mode and transfers power to the grid. Otherwise, the inverter is disconnected from the grid and is operated in islanded mode.

### **3. RESULTS AND DISCUSSIONS**

In this study, a TMS320F28335 digital signal controller based real-time control algorithm is implemented for the 3-level 4-leg AT-NPC inverter system. The model based embedded codes of the controller and modulation techniques are produced by PSIM/SimCoder. In the experimental studies, 110V phase-neutral effective voltage value is used. The 4MBI300VG-120R-50 module is employed on the power stage of the 3-phase 4-leg AT-NPC inverter system. For the 3-level inverter, 20kHz switching signals are generated with carrier-based PWM technique. The experimental results are measured with Tektronix MDO3024 oscilloscope and analyzed with Tektronix MDO3PWR power analysis application module.

The performance of the seamless control algorithm in islanded operation is investigated under unbalanced RL-type local load condition. The inverter supplies balanced 110V, 50Hz nominal voltage with %2,87 total harmonic distortion value to the load unit.

In order to examine the transition performance of the system, the grid voltage is suddenly appeared at the inverter output terminal. Then switching on signal for the transfer switch is generated by synchronizing with the operation of phase locked loop and synchronization algorithms. The measured results show that after the grid is recovered, synchronization is performed quickly and the inverter is switched to grid-connected mode. And also, a smooth transition is achieved during the transfer without interrupting the voltage at the load terminals.

After a seamless transition from the islanded mode to the grid-connected mode, the inverter starts current controlled operation and should follow the reference currents synchronized with the grid voltage. In order to examine the performance of the presented algorithm in

grid-connected mode, the grid voltages and inverter currents were measured. The measured waves confirm that the inverter system can be well synchronized with the grid voltage.

#### **4. CONCLUSION AND OUTLOOK**

In distributed generator for the microgrids, inverters are operated as a current source in grid-connected mode and as a voltage source in islanded mode. During the mode transition period, it is necessary to make a seamless transfer of the inverter between the grid-connected and islanded modes. In this study, dual-mode operation and seamless transfer of the 3-level 4-leg AT-NPC inverter system is achieved. In order to ensure the smooth transition between the operating modes, a combined seamless transfer control technique is proposed. The method has enabled the inverter to supply the local loads with nominal voltage and low total harmonic distortion value in islanded operation. In the transferring process from islanded mode to grid-connected mode, the grid synchronization is completed quickly which ensures the smooth and uninterrupted transition without distorting the voltage waveform at the local load terminals. In grid-connected mode operation, the inverter can feed both unbalanced local load unit and the grid with the current that is in phase with grid voltage. Finally, the dual-mode operation of the inverter is validated by the simulation and experimental results.

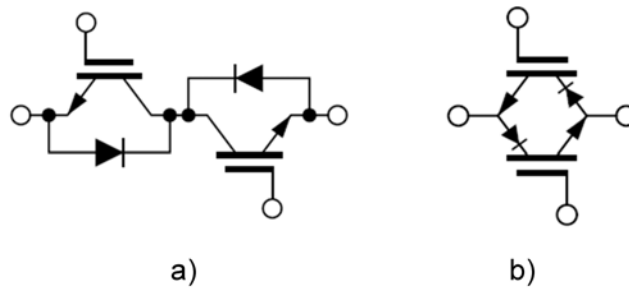
## 1. GİRİŞ

Dağıtık üretimin en önemli özelliklerinden birisi enerji üreten kaynakların sisteme genellikle evirici üzerinden bağlanmasıdır. Bu eviriciler üretilmiş Doğru Akım (DA) gücünü Alternatif Akım (AA) şebekesine aktarmaktadır. Bu nedenle eviricilerin, üretilen gücün kalitesi ve sürekliliği açısından kontrol edilmesi dağıtık üretimin en önemli konuları arasında bulunmaktadır. Literatürde dağıtık üretimde kullanılan farklı evirici çeşitleri ve kontrol yöntemleri bulunmaktadır [1]. Eviriciler giriş kaynağı tipi, şebeke etkileşimi, kontrol tekniği, çıkış gerilim seviyesi vb. temelinde kategorize edilmiştir. Bir evirici şebekeye bağlı olarak çalışırken aktardığı güç şebeke güç kalitesi bağlantı standartlarına uymak zorundadır [2]. Günümüzde rüzgâr türbinleri ve güneş enerjili sistemler gibi uygulamalarda Gerilim Kaynaklı Eviriciler (GKE) yaygın olarak kullanılmaktadır [3], [4]. Sistemin kararlı çalışma durumunda kayıplarının az olması ve sistem performansının yüksek olması için GKE'nin çıkış harmoniklerinin düşük olması ve anahtarlama hızının yüksek olması gerekmektedir. Yarıiletken anahtarlama elemanlarında anahtarlama hızlarının artmış olması, yüksek anahtarlama frekansı gerektiren denetim yöntemlerinin kullanılmasına olanak sağlamıştır [5]. Bununla birlikte, bir evirici tasarlamak ve geliştirmek için verimlilik ve güvenilirlik başlıca unsurlardır.

Çok Seviyeli Eviriciler (ÇSE), 2-seviyeli eviriciler ile karşılaştırıldığında daha düşük harmonik bozulmayla bir sinüzoidal dalgaya çok yakın bir çıkış dalga formu oluşturabilir. Bu özelliklerden dolayı ÇSE'ler yüksek verimlilik ve yüksek güç kalitesi uygulamalarında sıklıkla tercih edilir. Bu nedenle ÇSE'lerin etkinliğini arttırmak için araştırmalar devam etmektedir. Temelde ÇSE'lerin nötr nokta bağlantılı (Neutral Point Clamped, NPC), uçan kondansatör ve kaskat H-köprü tipi topolojileri bulunmaktadır. Bu topolojilerin birçok modifikasyonu ve kombinasyonu, yüksek verimlilik gereksinimlerini karşılamak üzere araştırılmıştır. Bunların arasında, T-tipi NPC (T-NPC) eviriciler en çok tercih edilen topolojilerden biridir [6]. Orta çalışma anahtarlama çalışma frekansına kadar (<24 kHz), T-NPC eviriciler diğer ÇSE'lerden daha verimlidir [7]. Buna ek olarak, T-NPC eviricilerin düşük Toplam Harmonik Bozulma (THB) (klasik NPC eviricilerin

avantajı) ve basit çalışma prensipleri vardır (2-seviyeli eviricilerin avantajı) [6]. Ayrıca, 3-seviyeli NPC dönüştürücüde kullanılan modülasyon stratejisi, T-NPC dönüştürücüye de uygulanabilmektedir [8].

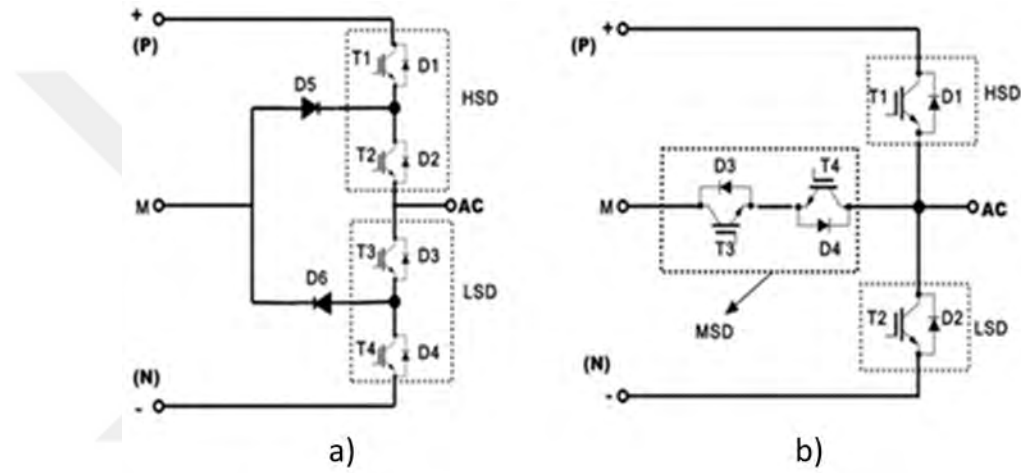
Topolojik farklılıkların yanı sıra kullanılan yarıiletken anahtarların iç yapısı, modülasyon ve anahtarlama teknikleri de eviricilerin verimliliği açısından önemli faktörlerdir. Endüstriyel uygulamalarda geleneksel İzole Kapı İki Kutuplu Transistör (IGBT) yapısı halen en çok tercih edilen anahtarlama elemanlarından biridir [9]. Bununla birlikte, geleneksel IGBT'nin ters gerilim dayanım kabiliyeti çok düşüktür. Bu nedenle klasik IGBT'ler çeşitli uygulamalarda Serbest Geçiş Diyodu (Free Wheeling Diode, FWD) ile birlikte kullanılmaktadır. Hem ters hem de ileri gerilim dayanım özelliklerini sağlamak için ters dayanımlı IGBT (Reverse Blocking IGBT, RB-IGBT) tasarlanmıştır [10], [11]. Ayrıca, T-NPC dönüştürücü gibi bazı uygulamalarda çift yönlü anahtar, iki adet anti-paralel FWD'li iki adet geleneksel IGBT kullanılarak oluşturulmuştur. Öte yandan, iki yönlü anahtar, FWD'ler gerektirmeyen yalnızca iki RB-IGBT ile de oluşturulabilmektedir [9], [12]. Geleneksel IGBT ve RB-IGBT ile oluşturulan iki yönlü anahtar yapısı Şekil 1.1'de gösterilmiştir. T-NPC eviricinin DA-bara orta noktasında geleneksel IGBT yerine RB-IGBT kullanılarak gelişmiş T-NPC (Advanced T-NPC, AT-NPC) evirici yapısı elde edilmiştir. Anahtarlama ve iletim kaybını azaltıldığı için bu yapı T-NPC eviricilerden daha verimli olmaktadır [9], [12].



Şekil 1.1. Çift yönlü anahtarın a) Geleneksel IGBT b) RB-IGBT ile oluşturulması.

Son zamanlarda 2-seviyeli eviricilerin yerini çıkış THB değeri düşük olan ÇSE'ler almaktadır. Özellikle 3-seviyeli ve yüksek verimli eviriciler düşük gerilim uygulamalarında daha sık tercih edilmektedir. Düşük THB değeri eviricinin boyutlarını azaltan ve toplam verimi yükselten filtre gereksinimlerini azaltmaktadır. Yüksek gerilimli topolojiler arasında

en popüler olan topolojilerden biri NPC evirici topolojisidir. T-NPC eviricilerde (NPC topolojisinden türemiş bir yapı) düşük gerilim uygulamalarında geniş yer bulmaktadır. Klasik NPC ve T-NPC topoloji yapıları Şekil 1.2 a) ve b)'de sırasıyla görülmektedir. Şekil 1.2 (b)'de T2 ve T4 anahtarlarının ortak emiter bağlantılı yapısı verilmiştir. Ortak kollektörlü bağlantının ekstra sürücü gerektirmesi nedeniyle ortak emiterli konfigürasyonu daha kullanışlıdır. T-NPC ve 2-seviyeli eviriciler düşük iletim kayıpları ve basit anahtarlama tekniklerinin kullanılabilirliği gibi ortak avantajları bulunmaktadır. Ayrıca T-NPC eviricilerin 3-seviyeli eviricilerle düşük anahtarlama kaybı ve yüksek kaliteli çıkış gerilimi gibi ortak avantajı da vardır [6], [13], [14].

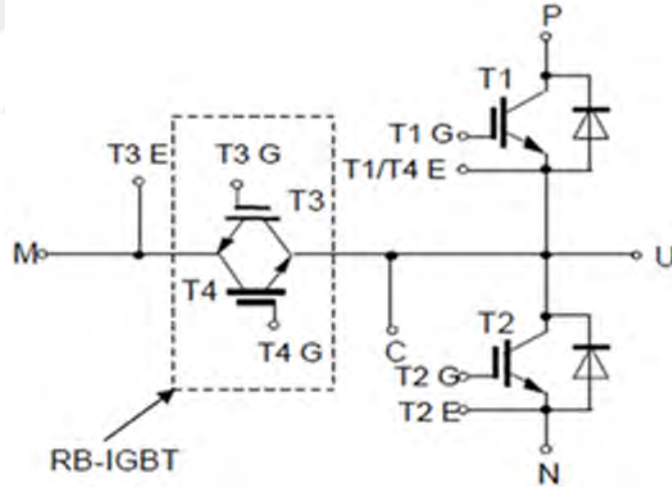


Şekil 1.2. a) Klasik tip NPC b) T-tipi NPC evirici yapıları.

Düşük gerilim uygulamalarında, örneğin 650 V DA bağlantı gerilimi, T-NPC yapısındaki eviriciler yüksek gerilim tarafındaki eleman (High-Side Device, HSD), T1/D1, ve düşük gerilim tarafındaki eleman (Low-Side Device, LSD), T2/D2, tüm DA-bara gerilimini bloke etmesi gereklidir. Diğer taraftan, orta noktadaki elemanlar (Mid-Point Side Devices, MSDs), T3/D3, T4/D4, tüm DA-bara gerilimini bloke etmek zorunda değildirler. Bu durumda MSD'lerin sadece DA-bara geriliminin yarısını bloke etmesi yeterlidir. Buda T-NPC topolojisinde MSD'lerin düşük gerilime dayanıklı seçilebilmesi anlamına gelmektedir. Sonuç olarak MSD'ler seri bağlı iki anahtar olmasına rağmen düşük anahtarlama ve iletim kayıpları sağlamaktadır. Orta ve yüksek gerilim uygulamalarında AA kısım ne zaman pozitif (P) veya negatif (N) terminallere bağlanırsa, seri bağlı anahtar sayısı bloke edilecek gerilim bu anahtarlar arasında paylaşılacağından önemlidir. Fakat, düşük gerilim uygulamalarında, bloke edilecek gerilim değeri modern yarı iletkenler için

çok yüksek değildir. NPC evirici çalışmasında iletim yolu iki adet anahtarlama elemanı içermektedir. Bunun tersine T-NPC evirici çalışmasında iletim yolu sadece HSD veya LSD anahtarlama elemanını içerir. Bu nedenle NPC topolojisi yerine T-NPC topolojisinin kullanılması iletim kayıplarını önemli ölçüde azaltacaktır. Bu nedenle T-NPC topolojisi NPC topolojisinden daha avantajlıdır.

T-NPC topolojisinde her MSD bir IGBT ve bir ters bağlı diyot içermektedir ki buda orta bağlantı kolunun iki IGBT ve iki diyot içermesi demektir. T-NPC eviricinin orta bağlantı kolu AA terminale kenetlendiğinde iki yarı iletkenin (T3, D4 veya T4, D3) ileri polarlama gerilim düşümü meydana gelmektedir. T-NPC topolojisinin bu dezavantajı AT-NPC yapısındaki gibi RB-IGBT'lerin orta bağlantı kolunda kullanılmasıyla ortadan kaldırılır. Şekil 1.3'de tek-fazlı AT-NPC evirici topolojisi verilmektedir. AT-NPC evirici topolojisi orta bağlantı kolunda RB-IGBT'lerin kullanılması nedeniyle iletim kayıpları T-NPC eviriciden düşüktür. Dahası RB-IGBT'lerin sızıntı akımı da klasik IGBT'lerden daha az olmaktadır [15].

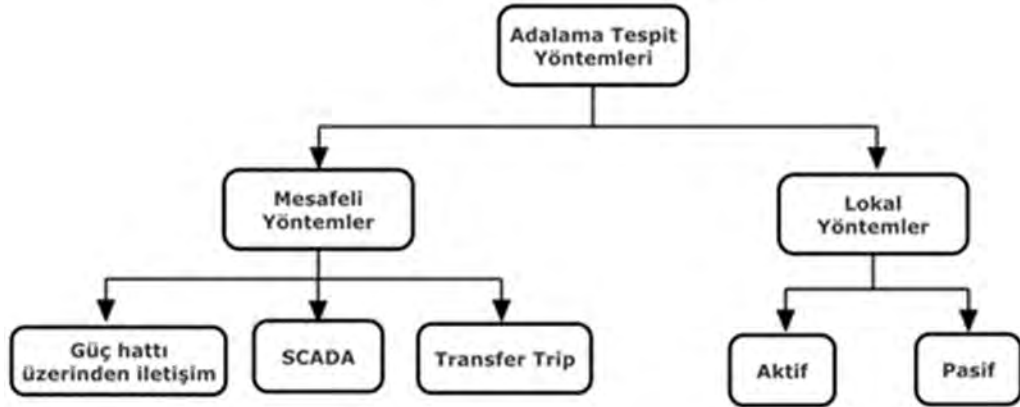


Şekil 1.3. Tek-fazlı AT-NPC evirici yapısı.

Normal şartlarda 3-kollu güç dönüştürücülerinin şebekeye bağlı olması durumunda sistemde bulunan 3-fazlı yüklerin dengeli olup olmaması dönüştürücünün çalışmasında herhangi bir soruna yol açmamaktadır. Ancak şebeke arızası nedeniyle 3-kollu güç dönüştürücüsü şebekeden ayrılırsa, geleneksel 3-kollu güç dönüştürücülerinin faz gerilimleri dengesiz yükler tarafından etkilenir. Bu dengesiz yükü taşımak için bir transformatör, verimliliği, boyutu ve ağırlığı gibi dezavantajlarına rağmen 3-kollu güç

dönüştürücülerinin çıkışına bağlanabilir. Ancak, güç yarı iletkenlerinin gelişmesiyle birlikte, performans maliyet oranı sürekli düşmüştür. Böylece 4-kollu güç dönüştürücüleri dengesiz 3-fazlı yükleri taşımak için yenilikçi bir çözüm olmaktadır [16–19].

Yenilenebilir enerji üretim sistemlerinin elektrik şebekesi ile uyumlu çalışması, sürdürülebilir ve güvenilir bir çalışmanın sağlanması gerekmektedir. Bir elektrik dağıtım sisteminin güç sisteminin kalan kısmından izole edilmesi halinde enerji akışının halen kendisine bağlı bulunan dağıtık üretim kaynakları tarafından devam ettirildiği ada modu çalışma durumu, şebeke bağlantılı dağıtık üretim sistemlerinin şebeke ile olan etkileşiminde karşılaşılan problemlerin en önemlisidir [20]. Bir dağıtım sistemi, genellikle güç üreten herhangi bir aktif kaynağa sahip olmadığından bir arıza durumunda güç sağlayamamaktadır. Ancak dağıtık üretim sisteminde ada modu çalışma durumu meydana geldiğinde, mümkün olan en kısa sürede dağıtık üretim sisteminin elektrik şebekesinden ayrılması gerekmektedir. Ada modu çalışma durumu, dağıtık üretim sistemlerinde çalışan personele ya da şebekeye güvenlik açısından problem oluşturmaktadır. Bu nedenle ada modu çalışma durumunun hızlı ve doğru bir şekilde tespit edilmesi gerekmektedir [21]. Şekil 1.4’de adalama tespit yöntemleri sınıflandırılmaktadır.



Şekil 1.4. Adalama tespit yöntemleri.

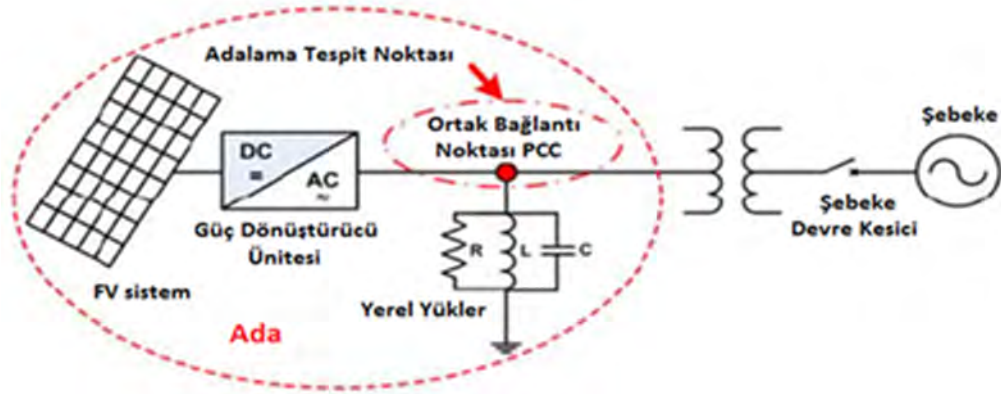
Genel olarak, gerilim ve frekans gibi dağıtık üretim tarafındaki sistem parametrelerinin ölçülmesine dayalı olarak sistemin parametrelerindeki değişimden faydalanarak ada modu çalışma durumunun oluşup oluşmadığı tespit edilmektedir. Ada modu çalışma durumu meydana geldiğinde, bu parametrelerde büyük miktarda değişim olmaktadır. Şebeke bağlantılı durum ile ada modu çalışma durumu arasındaki fark, bu parametreler için belirlenen eşik değerleri ile karşılaştırılmaktadır. Ada modu çalışma durumunu

sistemdeki diğer arızalardan ayırmak için eşik değerler dikkatli belirlenmelidir. Bu yöntem genellikle hızlı olmakla birlikte ada modu çalışmanın tespitinde hatalara neden olan büyük bir algılanamayan bölgeye (Non Detecton Zone, NDZ) sahiptir [22]. Şekil 1.5’de pasif adalama tespit yöntemleri verilmektedir.



Şekil 1.5. Pasif adalama tespit yöntemleri.

Şebeke bağlantılı bir Fotovoltaik (FV) sistemde ada modu çalışma durumu blok diyagramı Şekil 1.6’da gösterilmiştir. Burada ortak bağlantı noktası (Point of Common Coupling, PCC), şebeke ve evirici arasındaki ortak bağlantı noktasıdır. FV paneli tarafından üretilen güç yükün harcadığı güçten daha küçük olduğu durumda, PCC noktasındaki gerilim eşdeğer giriş ve çıkış gücünü dengelemek amacı ile artırılması gerekmektedir. Eğer güneş panelinden üretilen güç ile yük gücü birbirine eşit ise ada modu çalışmayı tespit etmek oldukça zordur [23].



Şekil 1.6. Şebeke bağlantılı FV sistemde ada modu çalışma blok diyagramı.

Dağıtık üretim sistemlerinde ada modlu ve şebeke etkileşimli olmak üzere iki tip evirici kullanılmaktadır. Ada modlu eviriciler, elektrik enerjisinin ulaşmadığı bölgelerde elektrik enerjisi ihtiyacını karşılamak için dağıtık üretim sistemleri şebekeden bağımsız, yani ada modunda çalışmaktadır. Ada modunda çalışan dağıtık üretim sisteminde, üretilen enerjinin

ihyaıtan fazla olması durumunda, fazla enerji bataryalara depolanır. Şebeke etkileşimli eviricilerde ise üretilen tüm veya fazla enerji doğrudan Şebekeye aktarılmaktadır. Bu durumda Şebekeye aktarılan akımın Şebeke gerilimi ile aynı fazda olması gerekmektedir. Birim güç faktörünün sağlanması için Şebeke geriliminin faz ve frekans bilgisinin bilinmesi gereklidir. Bu parametreleri tespit etmek için Faz Kilitlemeli Döngü (Phase Locked Loop, PLL) yapıları kullanılmaktadır.

Şebeke etkileşimli eviricilerin Şebeke kesintisi durumunda Şebekenin kesildiğini tespit edip dağıtık üretim sistemini Şebekeden hızlı bir Şekilde ayırması gerekmektedir [5], [24]. Adalama meydana geldikten sonra yük geriliminin ne Şebeke tarafından düzenlendiği ve nede evirici tarafından kontrol edildiği bir periyot meydana gelir ve bu zaman aralığında yük geriliminin kalitesi ktleŐebilmektedir. Literatürde dağıtık üretim eviricileri için Şebeke bağlantılı moddan ada modlu çalışmaya veya tersi çalışmaya kesintisiz geçiş yöntemleri ile ilgili çalışmalar mevcuttur [4], [25–27]. Eviricinin Şebeke bağlantılı modda bir kontrol sistemi tarafından akım kaynağı olarak kontrol edildiği ve ada modda da baŐka bir kontrol sistemi tarafından gerilim kaynağı olarak kontrol edildiği çalışmalar bulunmaktadır [3], [28], [29]. Ancak kontrol sistemi adalama meydana geldiğinde deđiŐtirildiđinden yük geriliminin kalitesi bu geçiş sırasında kötüleŐmektedir. Bu durumda, adalama meydana geldikten sonra statik anahtarın kapanma işlemi hızlandırılarak yük gerilimi kalitesi iyileŐtirilebilmektedir [30]. Alternatif bir geçiş kontrol stratejisinde eviricinin hem ada modda hem de Şebeke bağlantılı modda her zaman gerilim kaynağı olarak kontrol edilerek yük geriliminin kalitesi modlar arası geçiş süresince yükseltilmiŐtir [31]. Diğer bir çalışmada ada moddan Şebeke bağlantılı moda geçiş süresince ani Şebeke akımı sanal bir endüktans sunularak bastırılmaktadır [32]. Dolaylı akım kontrolü kullanılan geçiş kontrol stratejisinde ise Şebeke akımı kapasitör geriliminin ayarlanmasıyla kontrol edilmiş olup yük gerilimi her zaman i kapasite akım döngüsü ile ayarlandığı için modlar arası geçiş süresince yük geriliminin kalitesi iyileŐtirilmiŐtir [33–35]. Tek fazlı evirici için dolaylı akım kontrol tekniği uygulanan bir çalışmada ise Şebeke akımının tepe değeri Şebeke akım döngüsüne geri besleme yapılmıştır [34]. Bu durumda Şebeke akımının anlık değeri kullanılmadığı için Şebeke akım dalga Şekli bozuk olabilmektedir. 3-fazlı evirici için Şebeke akımının anlık değeri Şebeke akım döngüsünde kullanılarak Şebeke akım dalga Şekli iyileŐtirilmiŐtir [35]. Fakat sinüs ve kosinüs tablosu gibi lineer olmayan bileşenler nedeniyle kontrol sistemi komplekstir ve kompanzatör tasarımı zordur [36]. Kontrol

sisteminin sinüs ve kosinüs tabloları kullanılmadan geliştirildiği ve kompanzatörlerin klasik doğrusal kontrol teorisine göre tasarlandığı çalışmalarda [33], [37], [38] yük gerilimi iç gerilim döngüsü tarafından direkt olarak ayarlanmadığından yük geriliminin dalga şekli özellikle doğrusal olmayan yüklerde daha fazla kötüleşebilmektedir [36].

Bu tez çalışması kapsamında alçak gerilim yenilenebilir enerji üretim sistemleri için ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışabilen, birbiri arasında kesintisiz geçiş sağlayabilen 3-fazlı 4-kollu AT-NPC tipi 3-seviyeli yüksek verimli eviricinin tasarımı ve denetimi gerçekleştirilmiştir. Sistemin tasarımı ve PSIM ortamında benzetimi yapıldıktan sonra deneysel laboratuvar prototipi kurulmuştur. Eviricinin akım ve gerilim kontrolü, geliştirilen algoritmaların PSIM/Simcoder ile model tabanlı gömülü kod üretimi yapılarak ve üretilen C kodları TMS320F28335 sayısal işaret denetleyici (Digital Signal Controller, DSK) kartına yüklenerek gerçek zamanlı olarak yürütülmüştür. Tüm sistemin entegrasyonu sağlanarak deneysel çalışma modu testleri ve performans iyileştirme çalışmaları yapılmış olup elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

## 2. 3-FAZLI 4-KOLLU AT-NPC EVİRİCİ SİSTEMİ

### 2.1. AT-NPC EVİRİCİ ANAHTARLAMA KONFIGÜRASYONU VE KOMÜTASYONU

Uygulamada eviricinin kontrolü çeşitli tekniklerle belirli limitler içerisinde sağlanmaktadır. Anahtarlama sinyalleri ise bu kontrol teknikleri ile üretilmektedir ve bu sinyaller anahtarlama konfigürasyonunu oluşturmaktadır. Dahası, kısa devre gibi zararlı durumlara karşı önlemler anahtarlama sinyalleri üretirken alınabilmektedir. Bu nedenlerle evirici anahtarlama durumlarının incelenmesi oldukça önemlidir. AT-NPC evirici topolojisinde, 4 anahtar kullanılmaktadır ve buna bağlı olarak 16 farklı anahtarlama kombinasyonu ortaya çıkmaktadır. AT-NPC evirici için olası tüm anahtarlama durumları Çizelge 2.1’de verilmiştir. Bu tablodaki ilk 8 anahtarlama durumu evirici çalışması için uygundur ve herhangi bir zararlı etkisi yoktur. Fakat diğer durumlarda DA gerilimin tamamının veya yarısının kısa devre olması gibi bozucu etkiye sahiptir [39]. Bu nedenler tüm anahtarlama durumları değerlendirildikten sonra komütasyon ve akım yolları incelenir.

Çizelge 2.1. AT-NPC evirici yapısının anahtarlama durumları.

| Anahtar | Anahtarlama Durumları |       |       |       |       |       |       |       |       |          |          |          |          |          |          |          |
|---------|-----------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
|         | $S_1$                 | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ | $S_5$ | $S_6$ | $S_7$ | $S_8$ | $S_9$ | $S_{10}$ | $S_{11}$ | $S_{12}$ | $S_{13}$ | $S_{14}$ | $S_{15}$ | $S_{16}$ |
| T1      | 0                     | 1     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        |
| T2      | 0                     | 0     | 1     | 0     | 0     | 0     | 1     | 0     | 1     | 1        | 0        | 1        | 1        | 1        | 0        | 1        |
| T3      | 0                     | 0     | 0     | 1     | 0     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1        | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        |
| T4      | 0                     | 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        |

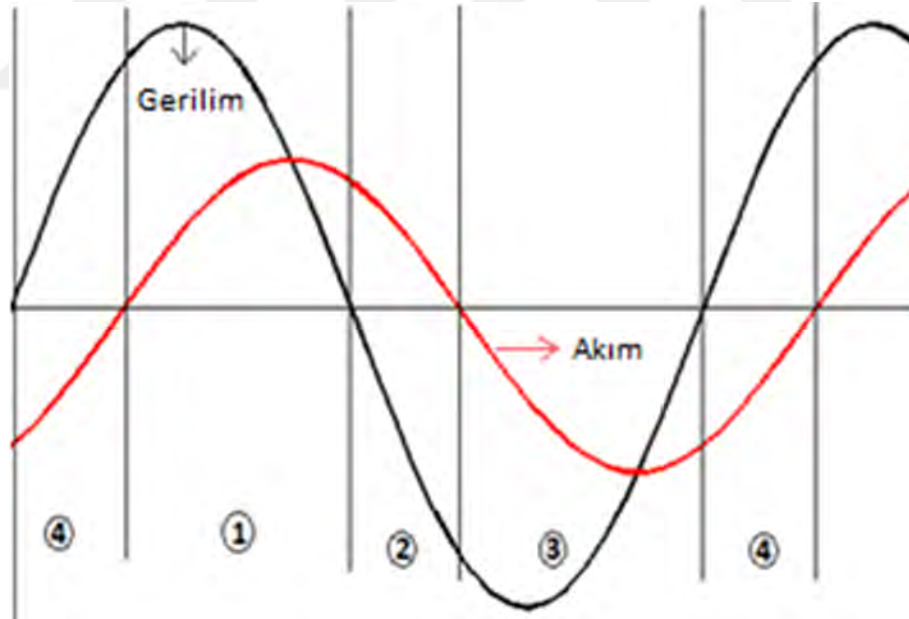
AT-NPC evirici çıkışı  $+V_{DA}/2$ ,  $-V_{DA}/2$  ve 0 gerilim çıkışlarına göre sırasıyla P, N ve M’ye bağlanır. Bu çıkış gerilim seviyeleri kolayca elde edilebilir. Örneğin, sadece T1 anahtarı kapatılarak pozitif gerilim seviyesi elde edilebilir. Benzer şekilde sadece T2 anahtarı kapatılarak negatif gerilim seviyesi elde edilebilir. Fakat böyle bir metotta akım yönü düşünülmemiştir. Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) (Pulse Width Modulation, PWM) gibi bir modülasyon stratejisi bahsedilen çıkış gerilim seviyelerini akım yönünden bağımsız

olarak elde etmek için kullanılırlar. Çizelge 2.2’de AT-NPC evirici çıkış gerilim seviyeleri anahtarlama konfigürasyonlarıyla birlikte verilmiştir. Bu konfigürasyonlar sinüzoidal DGM tekniği ile elde edilmiştir ve akım yönünden bağımsızdır. Örneğin eğer T1 ve T4 anahtarları (SW) ve T3 açık durumda ise evirici çıkışı ( $V_O$ ) akım yönünden bağımsız olarak  $+V_{DA}/2$  gerilim değerini gösterir.

Çizelge 2.2. AT-NPC evirici anahtarlama durumlarıyla çıkış gerilimleri.

| $V_O$       | T1  | T2  | T3 | T4 |
|-------------|-----|-----|----|----|
| $+V_{DA}/2$ | SW  | OFF | ON | SW |
| 0           | SW  | OFF | ON | SW |
| 0           | OFF | SW  | SW | ON |
| $-V_{DA}/2$ | OFF | SW  | SW | ON |

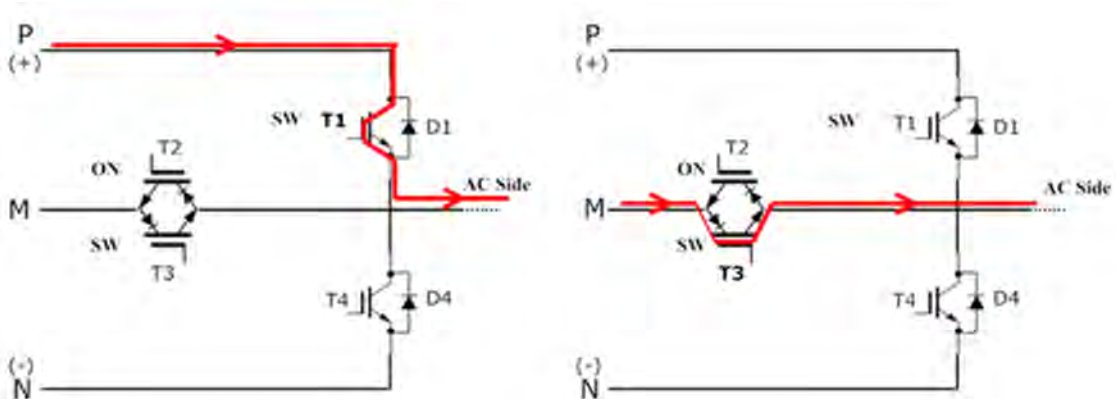
Akım yönünden bağımsız olma durumunun detaylı incelenmesi için Şekil 2.1’deki gibi endüktif bir yükün bağlı olduğu durum ele alınabilir. Şekilde akım ve gerilim aynı fazda olmadığı için 4 farklı çalışma bölgesi oluşmaktadır.



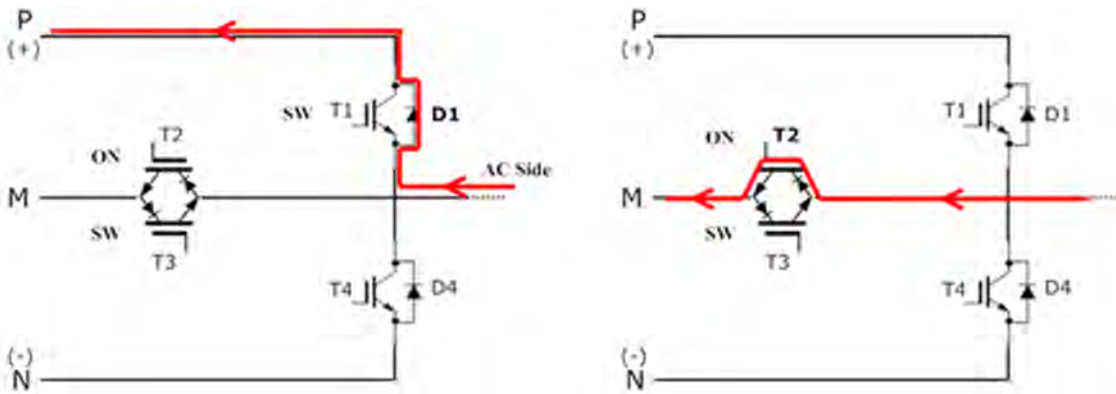
Şekil 2.1. Endüktif yüklü bir eviricinin akım ve çıkış gerilim dalga şekilleri.

Şekil 2.1’de verilen çalışma bölgesi 1’de gerilim ve akım pozitifdir. Eğer T1 ve T4 birbirlerine zıt olarak anahtarlarırsa pozitif ve orta nokta gerilim seviyesi (0) evirici çıkışında gözlemlenir. Fakat pozitif gerilim bölgesinde akım yönü çalışma bölgesi 4’de olduğu gibi negatife değişebilir. Bu durumda T3 her zaman açık durumda tutularak akım

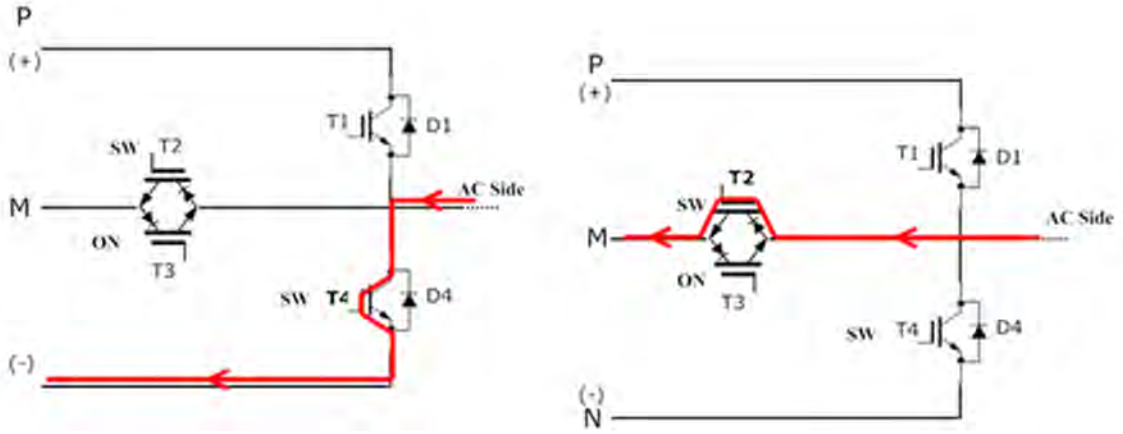
yolu sağlanmış olur. Şekil 2.2 ve Şekil 2.3’de pozitif gerilim seviyesinde sırasıyla pozitif ve negatif akım yönleri için akım yolları gösterilmektedir. Pozitif yöndeki akım durumunda akım T1 ve T4 anahtarları üzerinden akarken negatif yönde D1 ve T3 anahtarları üzerinden akmaktadır. Çalışma bölgesi 3’de gerilim ve akım negatiftir. Şekil 2.4’de görüldüğü gibi T2 ve T3 anahtarları bu bölgedeki negatif gerilim seviyesi için ters olarak anahtarlanmaktadır. Fakat akım yönü çalışma bölgesi 2’deki gibi pozitif yöne döner. Pozitif akım yönü sağlamak için ise T4 anahtarı her zaman açık durumda tutulur. Şekil 2.4 ve Şekil 2.5’de negatif çıkış gerilim seviyesinde sırasıyla pozitif ve negatif akım yolları gösterilmektedir. Negatif akım yönünde akım T2 ve T3 anahtarlarından geçerken pozitif akım yönünde D2 ve T4 anahtarları üzerinden akmaktadır.



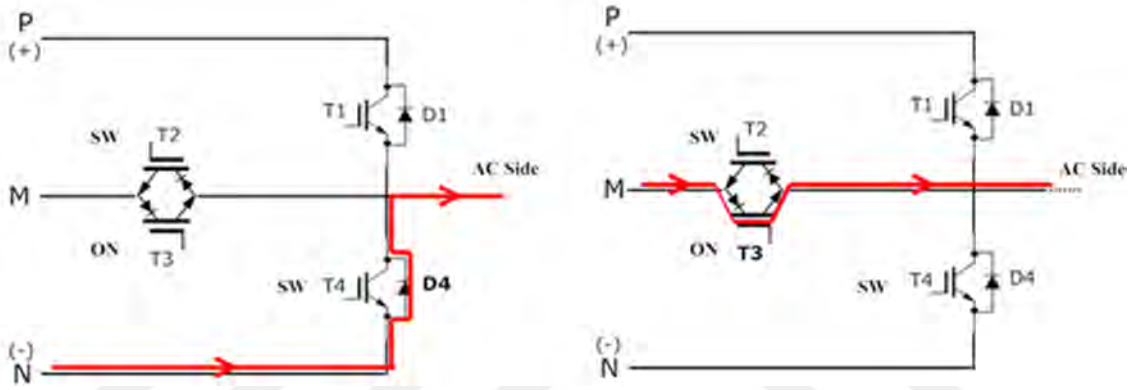
Şekil 2.2. AT-NPC yapısında pozitif gerilim ve akım için komütasyon yolu.



Şekil 2.3. AT-NPC yapısında pozitif gerilim ve negatif gerilim için komütasyon yolu.



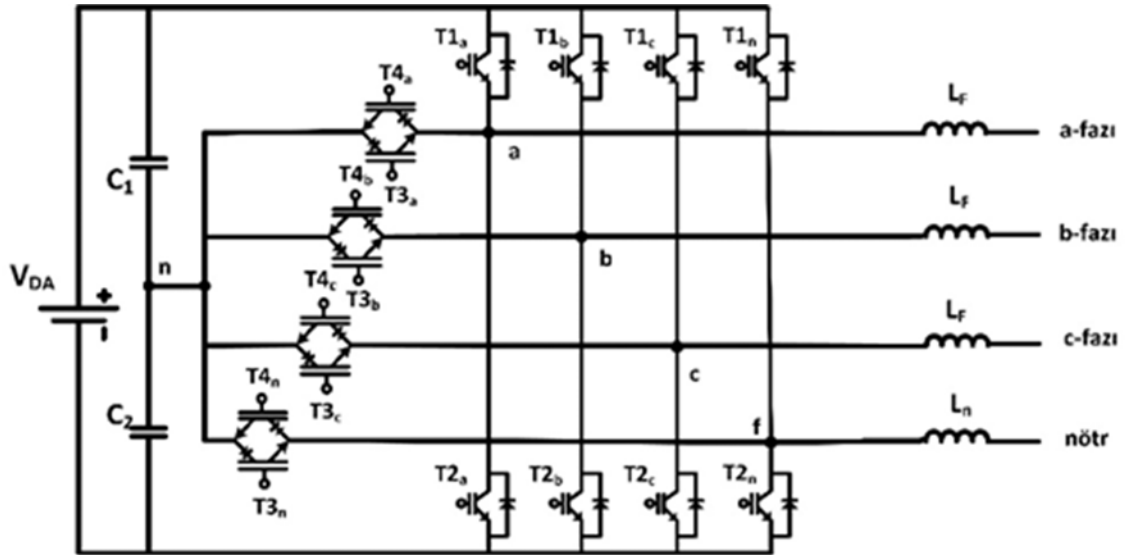
Şekil 2.4. AT-NPC yapısında negatif gerilim ve akım için komütasyon yolu.



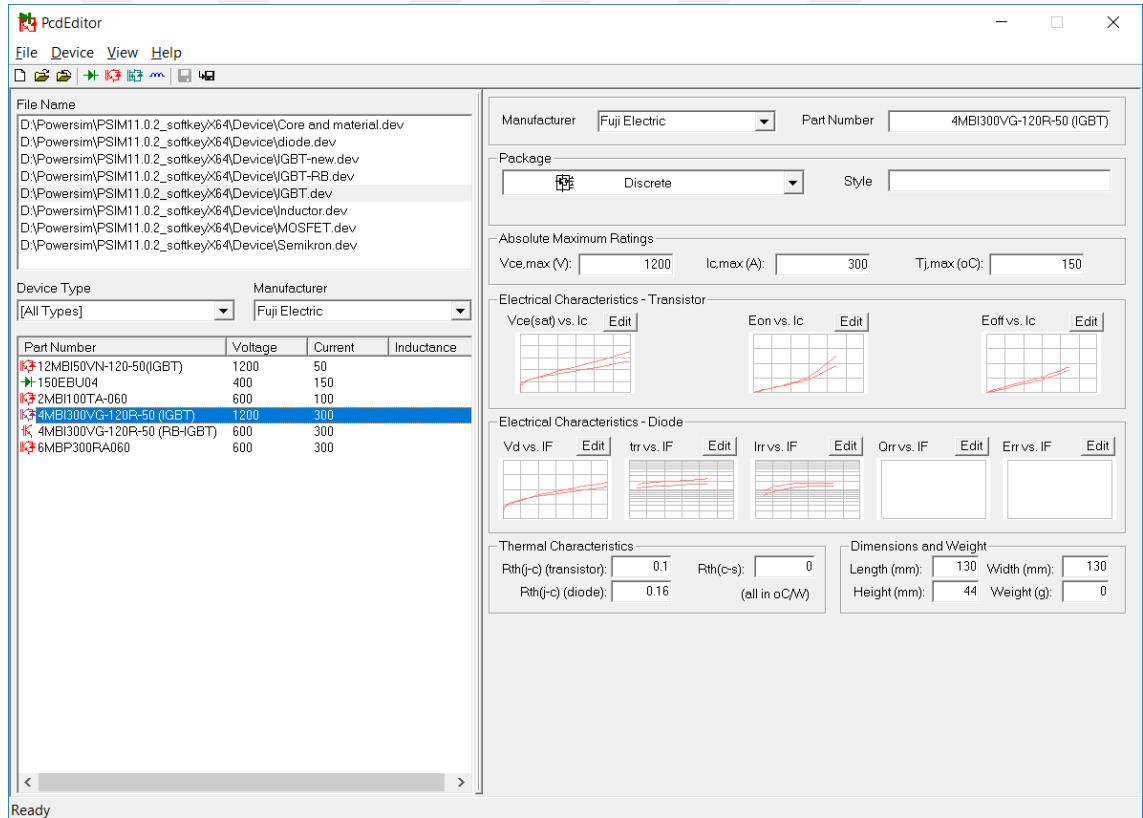
Şekil 2.5. AT-NPC yapısında negatif gerilim ve pozitif akım için komütasyon yolu.

## 2.2. 3-FAZLI 4-KOLLU RB-IGBT TABANLI AT-NPC 3-SEVİYELİ EVİRİCİ

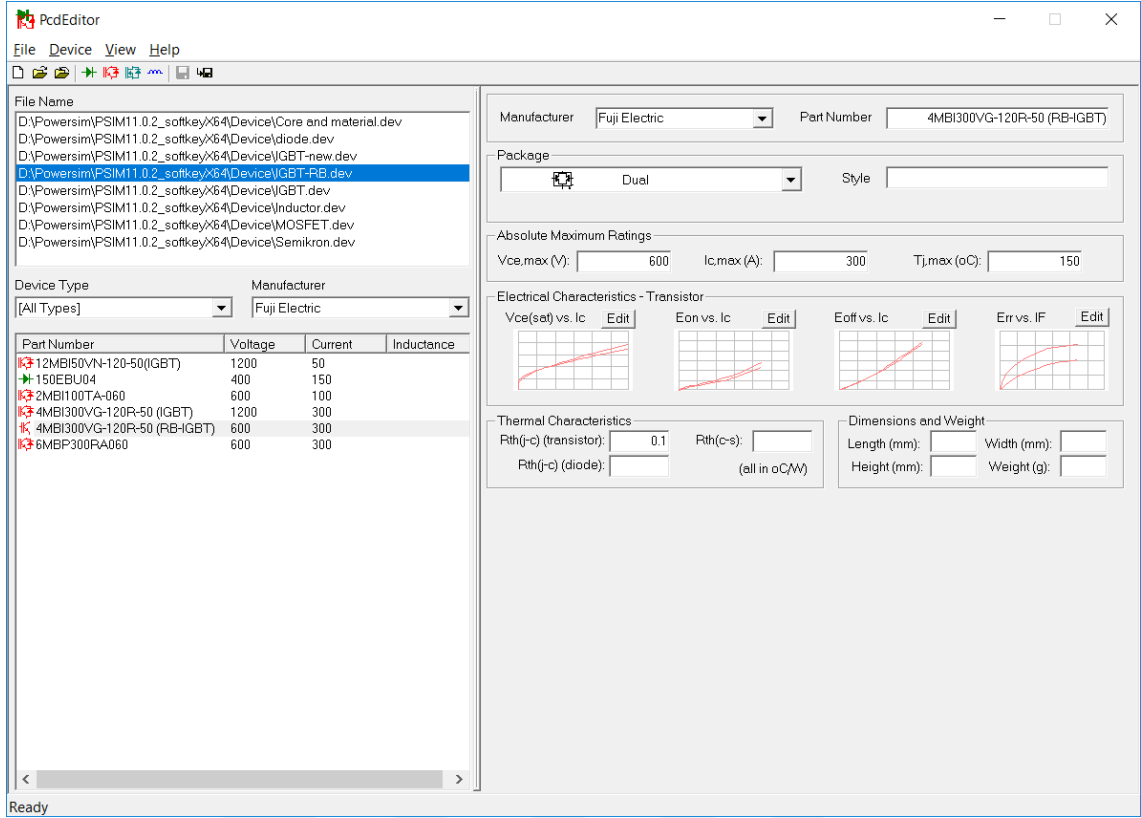
3-fazlı 4-kollu RB-IGBT tabanlı AT-NPC 3-seviyeli evirici genel blok diyagramı Şekil 2.6'da verilmiştir. Bu çalışma kapsamında kullanılan Fuji Electric 4MBI300VG-120R-50 (IGBT) ve Fuji Electric 4MBI300VG-120R-50 (RB-IGBT) modülü benzetim çalışmalarını yapabilmek için PSIM yazılımı kütüphanesinde bulunmamaktadır. Bu yüzden PSIM/Thermal Module ile 4MBI300VG-120R-50 veri sayfasından yararlanarak IGBT ve RB-IGBT'nin elektriksel karakteristik eğrileri doğrudan veri sayfası grafiğinden yakalanarak tanımlanmış ve PSIM yazılım kütüphanesine eklenmiştir. PSIM/Thermal Module kullanarak Şekil 2.7'de IGBT ve Şekil 2.8'de RB-IGBT için tanımlanmış eleman veri tabanı editörü gösterilmektedir.



Şekil 2.6. 3-fazlı 4-kollu RB-IGBT tabanlı AT-NPC 3-seviyeli evirici genel blok diyagramı.



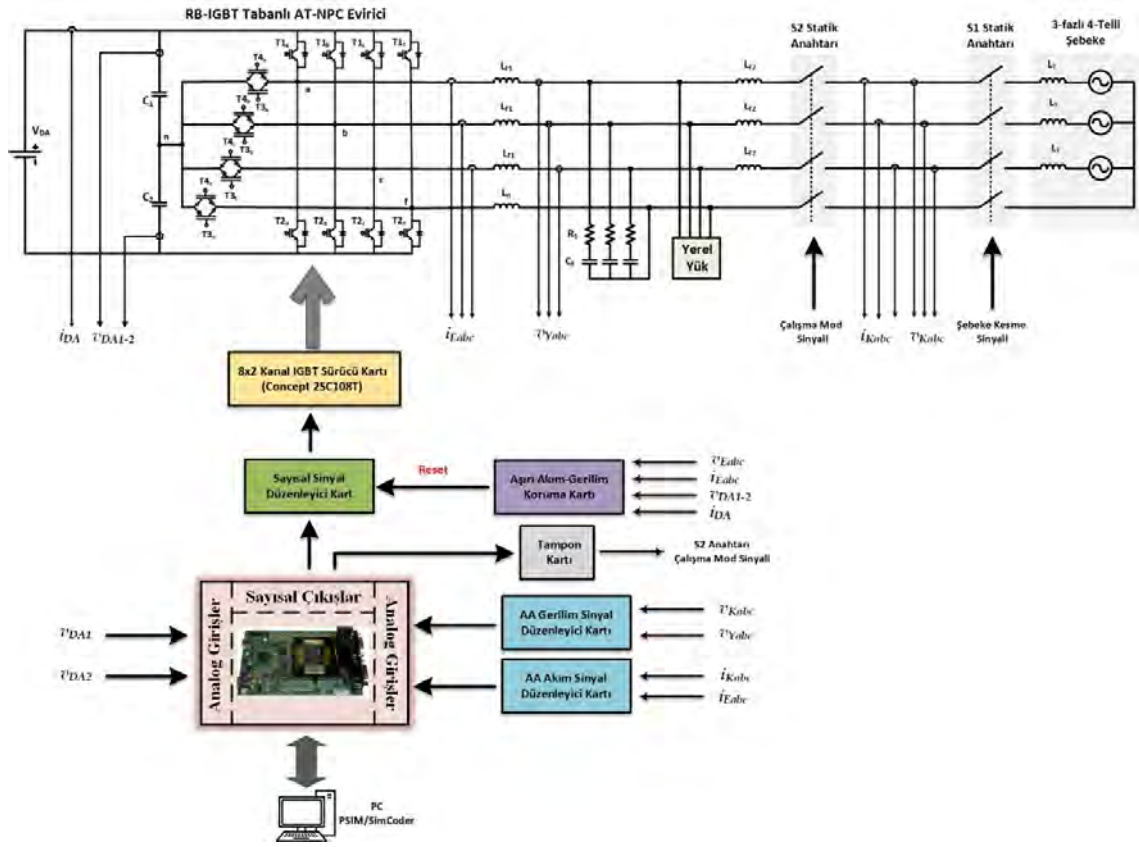
Şekil 2.7. PSIM/Thermal Module kullanarak Fuji Electric 4MBI300VG-120R-50 (IGBT) tanımlanması.



Şekil 2.8. PSIM/Thermal Module kullanarak Fuji Electric 4MBI300VG-120R-50 (RB-IGBT) tanımlanması.

### 3. LABORATUVAR PROTOTİPİNİN KURULUMU

2,5 kVA güç ve 110 V faz-nötr kaynak geriliminde tasarlanan ada modlu ve şebeke bağlantılı 3-fazlı 4-kollu AT-NPC tipi 3-seviyeli evirici sisteminin laboratuvar ortamında test platformu kurulmuştur. Sistemin deneysel blok diyagramı Şekil 3.1’de verilmektedir.



Şekil 3.1. 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sistemi deneysel blok diyagramı.

Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışabilen 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sisteminin test platformunun kurulması için güç katı, IGBT sürücü kartları, AA akım-gerilim ölçüm kartları, AA sinyal düzenleyici kartları, DA akım-gerilim ölçüm kartı, aşırı akım-gerilim koruma kartı, sayısal sinyal düzenleyici kartı ve statik anahtar modülü tasarlanarak imalatı gerçekleştirilmiştir. Önerilen 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sisteminin gerçek zamanlı denetimi amacıyla TMS320F28335 DSK kontrol geliştirme sistemi kurulmuş ve test platformu ile bağlantısı sağlanmıştır. Ayrıca, deneysel testlerde

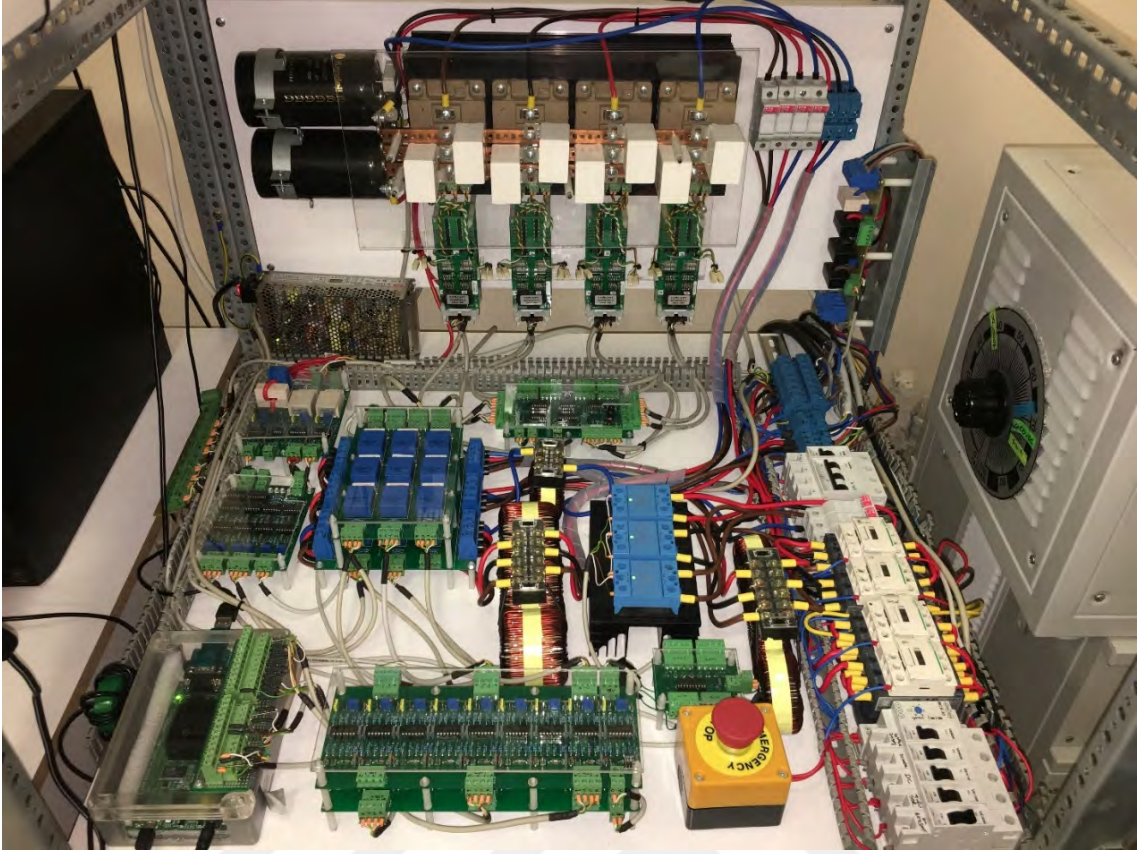
kullanmak amacıyla RL tipi dengesiz doğrusal yük ve 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir.

Önerilen 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sistemi laboratuvar test platformunun tasarımı ve kurulumu aşağıda detaylı olarak açıklanmaktadır. 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sistemi laboratuvar test platformunun fotoğrafı Şekil 3.2’de görülmektedir.

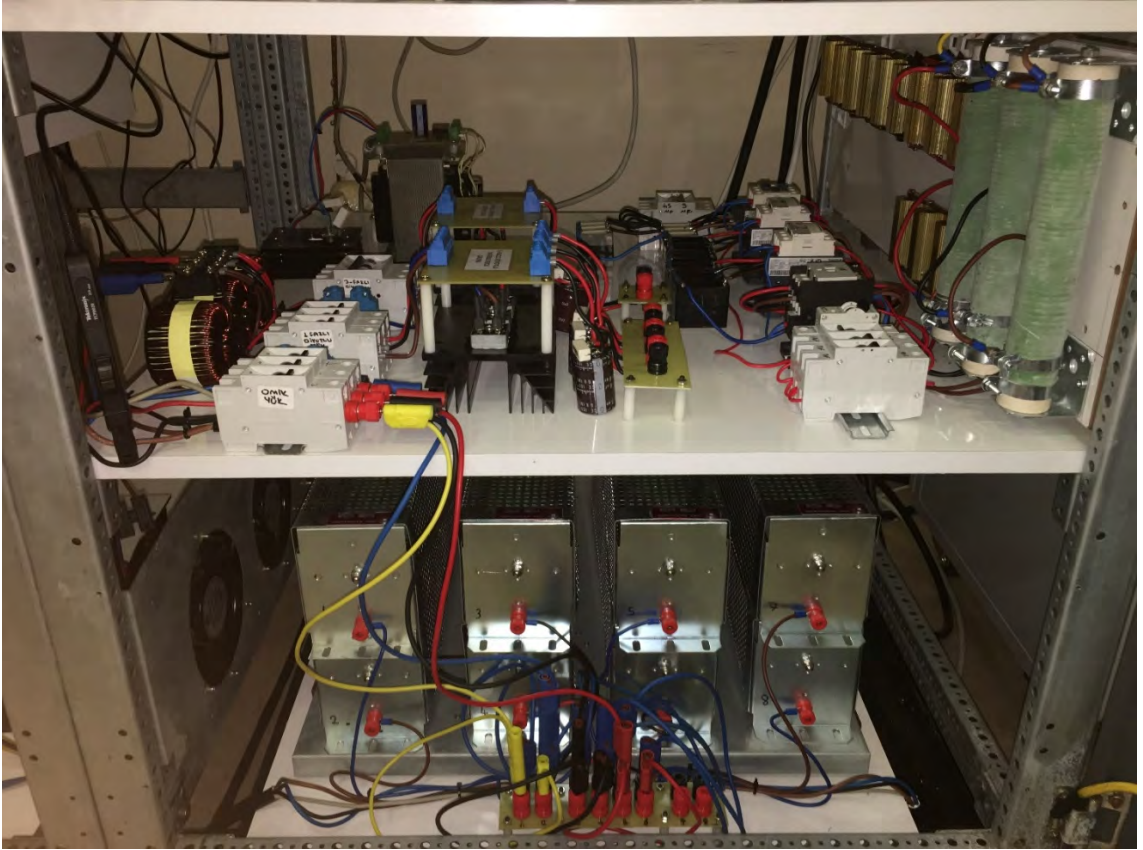


Şekil 3.2. 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sistemi laboratuvar prototipinin fotoğrafı.

Şekil 3.3 ve Şekil 3.4’de sırasıyla deney panosunun sağ taraf üst bölüm ve alt bölüm fotoğrafları gösterilmiştir. Üst bölümde tasarlanan tüm kartlar, güç katı, sürücü kartları, ölçüm üniteleri, filtre bobinleri, TMS320F28335 DSK ve sistemi devreye alma/çıkarma statik anahtarları bulunmaktadır. Alt bölümde ise doğrusal olmayan yük grupları, filtre kapasite grubu, sönümlenme dirençleri ve omik yük gruplarına yer verilmiştir.



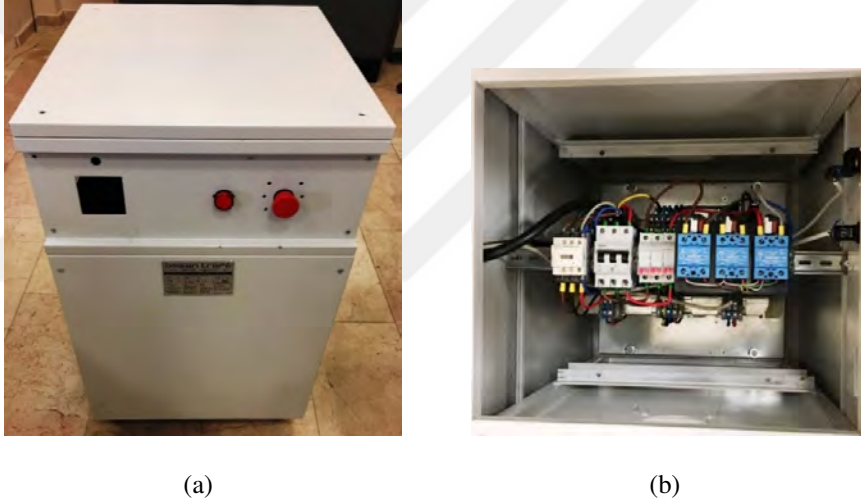
Şekil 3.3. Deney panosu sağ taraf üst bölüm fotoğrafı.



Şekil 3.4. Deney panosu sağ taraf alt bölüm fotoğrafı.

### 3.1. DENEYDE KULLANILAN KAYNAK VE YÜK KARAKTERİSTİĞİ

Ada modlu ve şebeke bağlantılı 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sistemi prototipinin geliştirilmesi sürecinde AA tarafını şebekeden izole etmek, düşük gerilimlerde daha güvenli deneyler yapmak için özel olarak tasarlanıp imal ettirilen kademeli 3-fazlı bir trafo kullanılmaktadır. Şekil 3.5’de kademeli besleme trafosu fotoğrafı gösterilmektedir. Çizelge 3.1’de kademeli besleme trafosu teknik özellikleri verilmektedir. Deneysel çalışmalarda şebeke gerilimi olarak kademeli besleme trafosu üzerinden alınan 110V faz-nötr etkin gerilim değeri kullanılmıştır. Böylece önerilen eviricinin DA tarafı gerilimi de 350V’a düşürülerek güç katında kullanılan devre elemanlarının anlık yüksek gerilimlerden bozulması önlenmiş ve kontrol tekniklerinin geliştirilmesi sürecinde yanlış anahtarlama vb.) olası riskler azaltılmıştır.



Şekil 3.5. 3-fazlı 10 kVA kademeli transformatör fotoğrafları, a) Önden görünüş, b) Üstten görünüş.

Çizelge 3.1. 3-fazlı kademeli transformatör teknik özellikleri.

| Bileşenler  | Değerler    |
|-------------|-------------|
| Gücü        | 10kVA       |
| Gerilimleri | 380/4x55V   |
| Akımları    | 15,2A/15,2A |
| Frekans     | 50Hz        |

Önerilen eviricinin DA tarafı gerilimi Şekil 3.6'da gösterilen 3-fazlı 10kVA varyak tarafından gerilim değeri ayarlanan izolasyon trafosu çıkışlarınının 3-fazlı doğrultucu ile DA gerilime dönüştürülmesiyle elde edilmiştir.

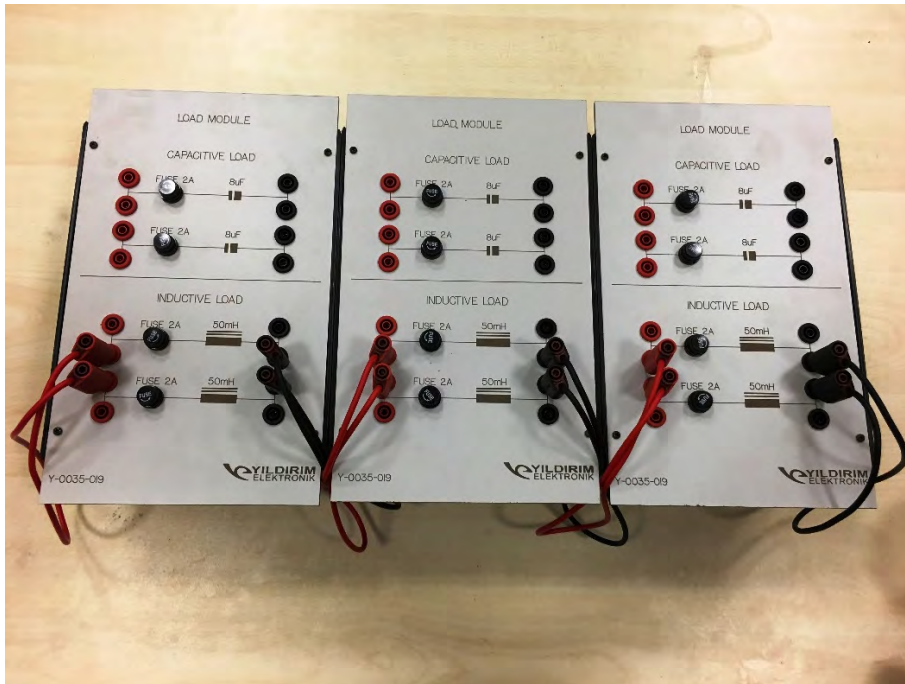
Önerilen evirici sistemi ile dengesiz ve/veya doğrusal olmayan yük performansının deneysel olarak test edilebilmesi için RL tipi doğrusal yük grubu ve 3-fazlı 4-telli şebekede her bir faza bağlı olan 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük grubu kullanılmıştır. Deneyler sırasında istenilen güç değerlerini elde edebilmek için omik yük grubunda 8 adet  $50\Omega$ , 1000W omik dirençler kullanılmıştır. Şekil 3.7'de direkt olarak ve 1-fazlı doğrultucuların çıkışlarına bağlanan ayarlanabilir omik yük grup fotoğrafı gösterilmektedir. Deneysel çalışmalarda 25mH değerinde endüktif yük kullanılmış olup fotoğrafı Şekil 3.8'de verilmiştir. Gerçekleştirilen 1-fazlı ve 3-fazlı diyotlu doğrultucuların fotoğrafları Şekil 3.9'da görülmektedir.



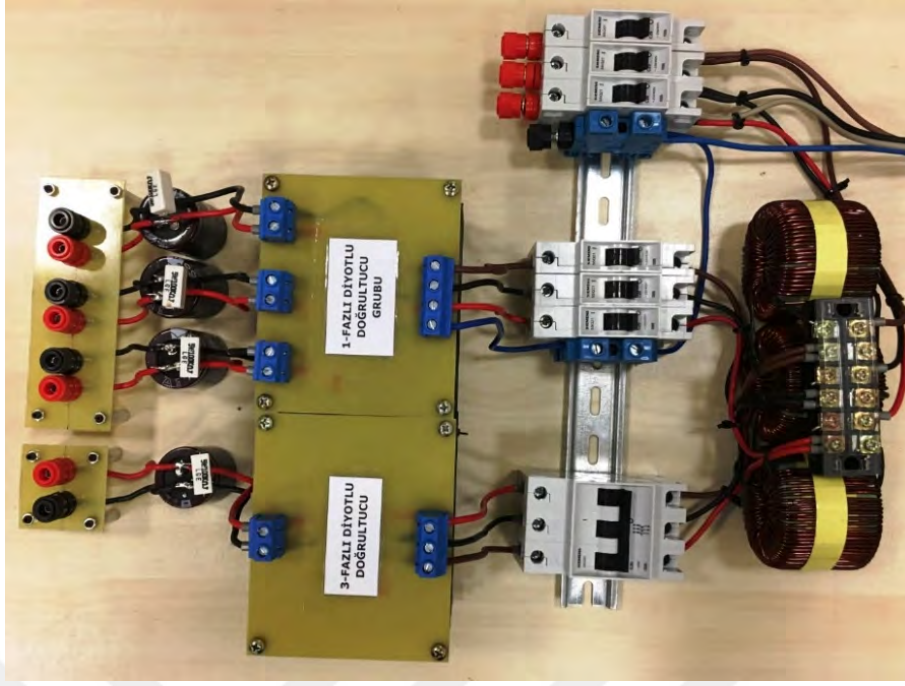
Şekil 3.6. 3-fazlı 10 kVA varyak fotoğrafı.



Şekil 3.7. Ayarlanabilir omik yük fotoğrafı.



Şekil 3.8. Endüktif yük fotoğrafı.

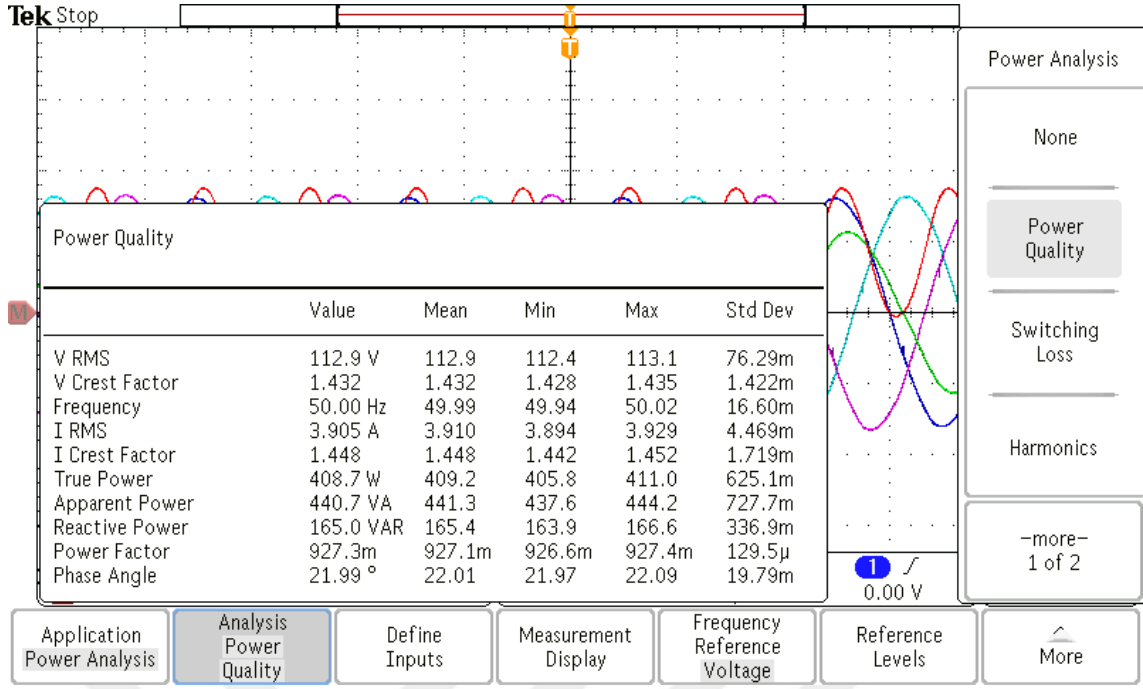


Şekil 3.9. 1-fazlı ve 3-fazlı diyotlu doğrultucuların fotoğrafı.

Deneysel çalışmalarda 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici deney düzeneğine ait akım ve/veya gerilim sinyallerinin 4-kanal üzerinde aynı anda görüntülenmesi, kaydedilmesi ve analiz edilmesi için Tektronix MDO3024 (4-kanallı, 200MHz) osiloskop kullanılmıştır. Osiloskoba takılan MDO3PWR güç ölçüm ve analiz uygulama modülü ile de yarı iletkenlere ait anahtarlama ve iletim kayıpları gibi verimi etkileyen kayıpların analizi, toplam harmonik bozulum, aktif güç, reaktif güç ve güç faktörü gibi parametreler de ölçülebilmektedir. Deneysel çalışmalarda kullanılan sayısal osiloskop ve MDO3PWR güç ölçüm ve analiz uygulama modülü fotoğrafları Şekil 3.10'da gösterilmektedir. Şekil 3.11'de MDO3PWR güç ölçüm ve analiz uygulama modülünün osiloskop ekran görüntüsü verilmiştir.



Şekil 3.10. Tektronix MDO3024 4-kanallı 200 MHz sayısal osiloskop ve MDO3PWR güç ölçüm ve analiz uygulama modülü.



Şekil 3.11. MDO3PWR güç ölçüm ve analiz uygulama modülü osiloskop ekran görüntüsü.

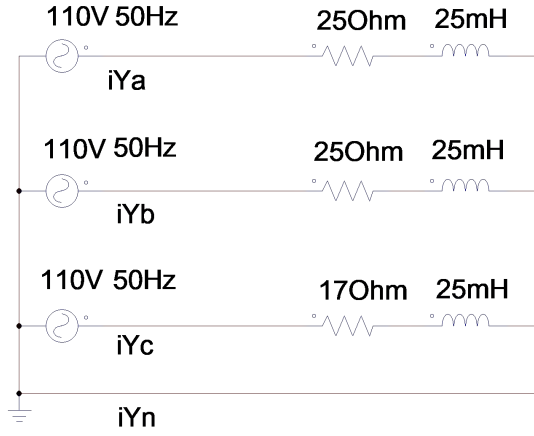
Deneysel ölçümlerde gerilimler Pintek DP-25 (25Mhz, 1000V) ve Tektronix THDP0200 200Mhz, 1500V) diferansiyel gerilim probu, akımlar ise Fluke 80i-110s (0,1A-100A) ve Tektronix TCP0020 (50MHz, 20A) AA/DA akım probu ile ölçülmüştür. Deneysel çalışmalarda kullanılan diferansiyel gerilim probu ve akım probu fotoğrafları Şekil 3.12'de gösterilmektedir.



Şekil 3.12. a) Pintek DP25 diferansiyel prob ve Fluke 80i10s akım probu, b) Tektronix THDP0200 diferansiyel prob ve Tektronix TCP0020 akım probu.

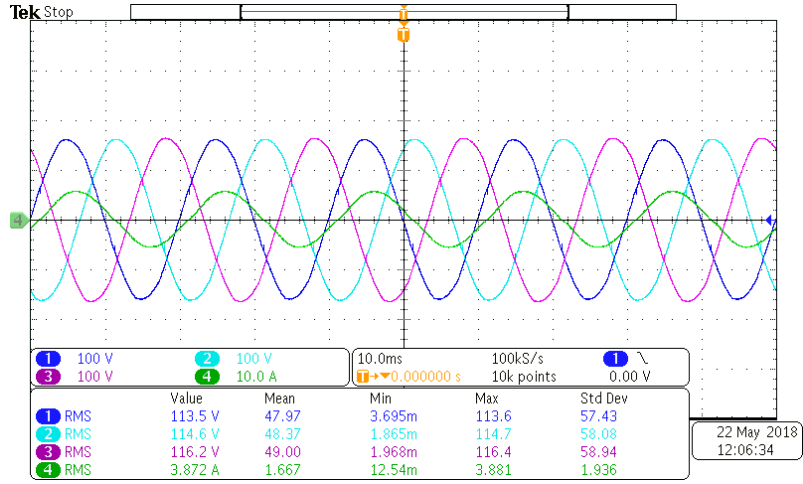
3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sisteminin deneysel testlerinde nötr akımının elde edildiği 3-fazlı RL tipi dengesiz doğrusal yük ve 3-faza bağlı 1-fazlı doğrultucu tipi doğrusal

olmayan yük kullanılmıştır. Şekil 3.13'de 3-fazlı 4-telli sisteme bağlı RL tipi dengesiz doğrusal yük bağlantı şeması ve yüklerin değerleri verilmiştir.

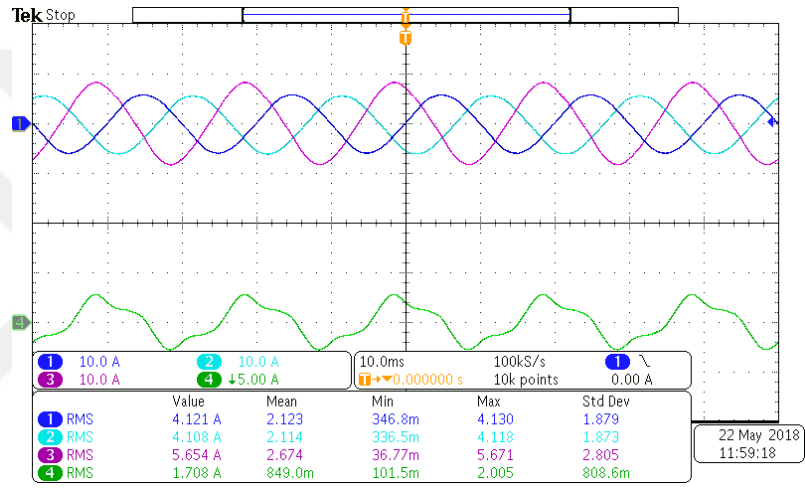


Şekil 3.13. 3-fazlı RL tipi dengesiz doğrusal yük bağlantı şeması.

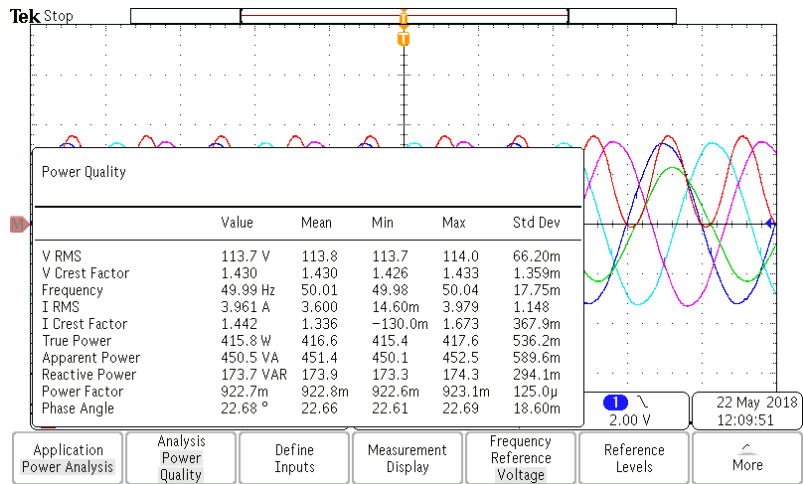
Şekil 3.14'de 3-fazlı RL tipi dengesiz doğrusal yüke ait deneysel dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 3.14.a'da 3-faz gerilim ve a-fazı akım dalga şekilleri ve ölçülen akım-gerilim değerleri gösterilmiştir. Bu şekilden RL yükten kaynaklanan akım ile gerilim arasındaki faz farkı görülmektedir. Şekil 3.14.b'de 3-faz akım ve nötr akımı dalga şekilleri verilmiştir. Bu şekilden c-fazı dengesizlik akımının nötr hattından geçtiği görülmektedir. Şekil 3.14.c'de a-fazı güç kalitesi değerleri bulunmaktadır. Buradan RL yükün güç faktörü 0,92 olarak ölçülmüştür.



(a)



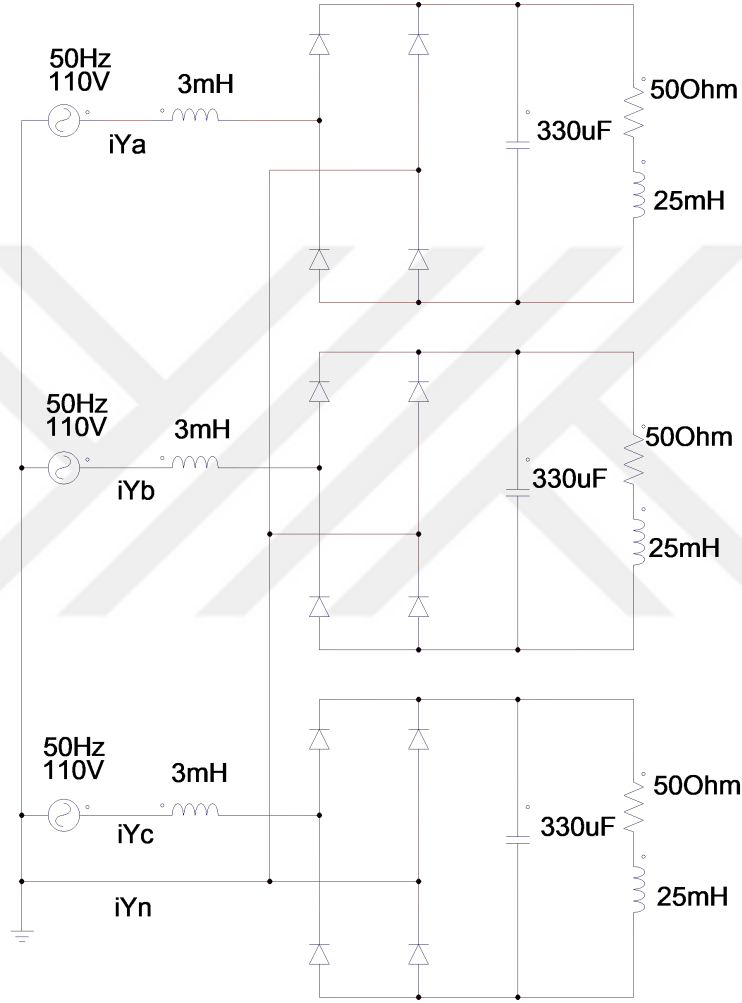
(b)



(c)

Şekil 3.14. 3-fazlı RL tipi dengesiz doğrusal yükün deneysel a) 3-faz gerilim ve 1-faz akımı b) 3-faz ve nötr akımı dalga şekilleri ve c) Güç analizi.

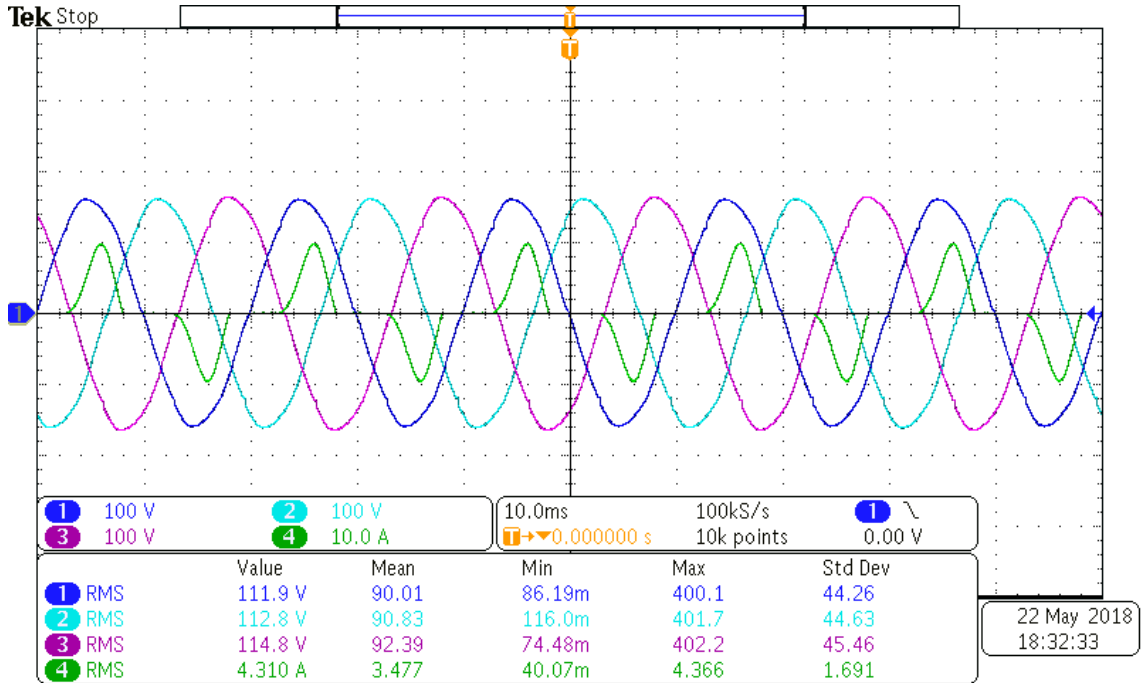
1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yükler güç elektroniği sistemlerinde (anahtarlamalı güç kaynakları, bilgisayarlar, elektronik balastlı aydınlatma lambaları ve küçük güçlü motor sürücülerinde) oldukça yaygın kullanılan harmonik kaynaklardır. Bu tip yükler 3-fazlı sisteme bağlandığında çok yüksek nötr akımına sebep olurlar. Şekil 3.15’de 3-fazlı 4-telli şebekeden beslenen 1-fazlı diyotlu doğrultucuların bağlantı şeması ve doğrultucuların çıkışına bağlanan yüklerin değerleri gösterilmektedir.



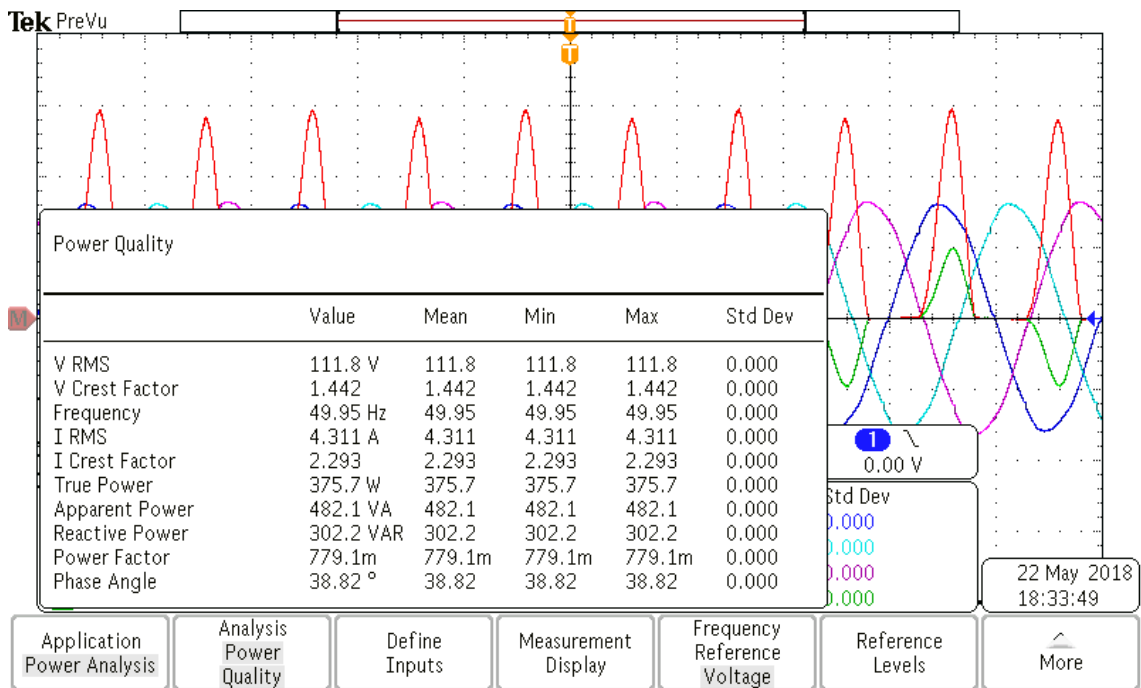
Şekil 3.15. 3-fazlı 4-telli şebekeden beslenen 1-fazlı diyotlu doğrultucu devre şeması.

Aşağıda verilen şekillerde 3-fazlı 4-telli şebekenin her bir fazına bağlı 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yüke ait deneysel dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 3.16’da 3-faz gerilim ve a-fazı akım dalga şekilleri ve ölçülen akım-gerilim değerleri verilmiştir. Şekil 3.17’de a-fazı güç kalitesi değerleri gösterilmiştir. Yükün güç faktörü 0,77 olarak ölçülmüştür. Şekil 3.18’de 3-faz akım ve nötr akımı dalga şekilleri görülmektedir. 1-fazlı diyotlu doğrultucu grubunun ortalama 112V faz-nötr gerilimi altında çektiği akımda

3 ve 3'ün katı sıfır sıralı harmonikler bulunduğundan faz akımları 4,45A iken nötr hattından geçen akım 6,90A olmuştur. Şekil 3.19'da gösterildiği gibi 1-fazlı doğrultucuların çektiği akımlar %70,3 THB değeriyle ciddi bir bozulmaya sebep olmaktadır. Şekil 3.20'de nötr akımında bulunan 3 ve 3'ün katı harmonik değerleri görülmektedir.



Şekil 3.16. 1-fazlı diyotlu doğrultucu tip doğrusal olmayan yükün 3-faz gerilim ve a-fazı akım dalga şekilleri.



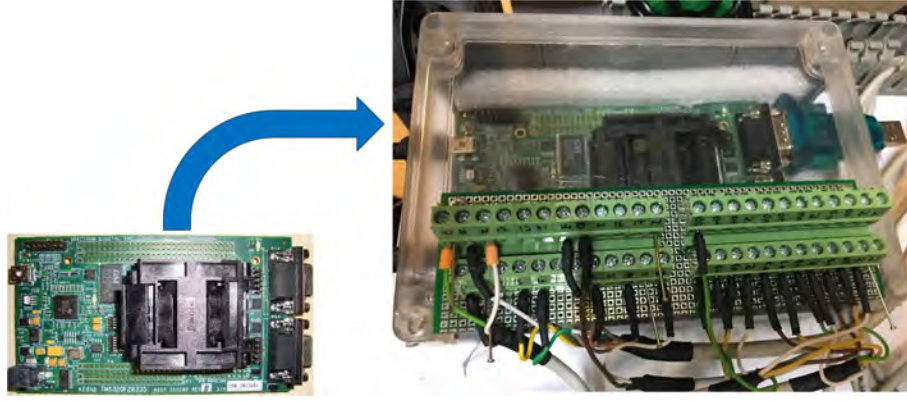
Şekil 3.17. 1-fazlı diyotlu doğrultucu tip doğrusal olmayan yükün a-fazı güç kalitesi değerleri.



### 3.2. DSK UYGULAMA GELİŞTİRME KARTI

3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sistemi için geliştirilen denetim algoritmalarının yürütülmesi için uygulama geliştirme kartı olarak Spectrum Digital firmasının TMS320F28335 DSK kartı kullanılmıştır. Şekil 3.21’de 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sistemi denetim algoritmalarının yürütüldüğü DSK kartın fotoğrafı verilmektedir. TMS320F28335 uygulama geliştirme kartında kullanılan 32 bit kayan noktalı (floating-point) ve saniyede 150 milyon işlem yapabilen TMS320F28335 PGFA DSK yongasının temel özellikleri aşağıda verilmektedir.

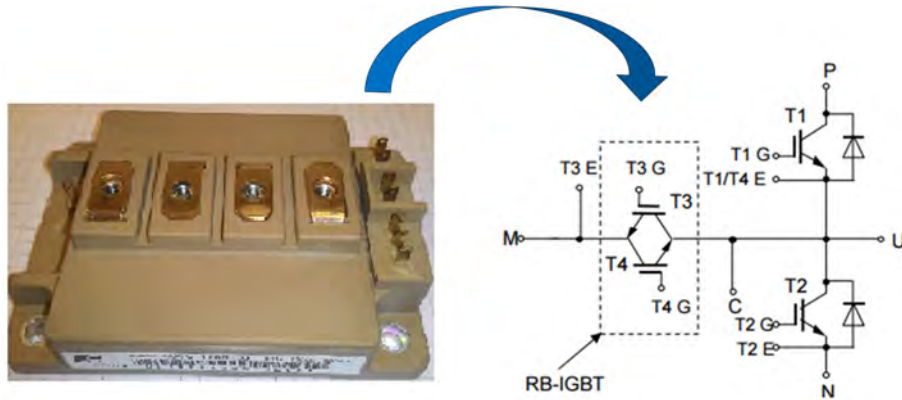
- 16 adet 12 bit 25,5 MHz örnekleme hızında analog sayısal dönüştürücü (Analog to Digital Converter, ADC)
- 18 adet motor denetim ve genel amaçlı PWM
- 6 adet sinyal yakalama (CAP)
- 2 adet enkoder (QEP)
- 3 adet UART (SCI)
- 2 adet McBSP seri haberleşme protokolü
- 2 adet CAN seri haberleşme protokolü
- 1 adet SPI seri haberleşme protokolü
- 3 adet 32 bit zamanlayıcı (Timer)
- 88 adet genel amaçlı giriş-çıkış (I/O) birimi
- 512KB FLASH bellek
- 68 KB RAM bellek
- 2KB ROM bellek



Şekil 3.21. TMS320F28335 uygulama geliştirme kartının fotoğrafı ve klemens bağlantıları.

### 3.3. IGBT GÜÇ DEVRESİ VE SÜRÜCÜ KARTLARI

3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sisteminin güç katında alçak gerilim uygulamaları için uygun AT-NPC yapıda üretimi tek olan 4 adet yüksek verimli Fuji Electric firmasına ait Şekil 3.22’de eşdeğer devresiyle verilen 4MBI300VG-120R-50 IGBT modülü kullanılmıştır. Her faz için bir adet kullanılan bu modülün içerisinde 2 adet 1200V, 300A değerlerinde klasik IGBT (T1, T2) ve 2 adet 600V, 300A değerinde ters bloke özellikli IGBT (RB-IGBT) (T3, T4) bulunmaktadır.



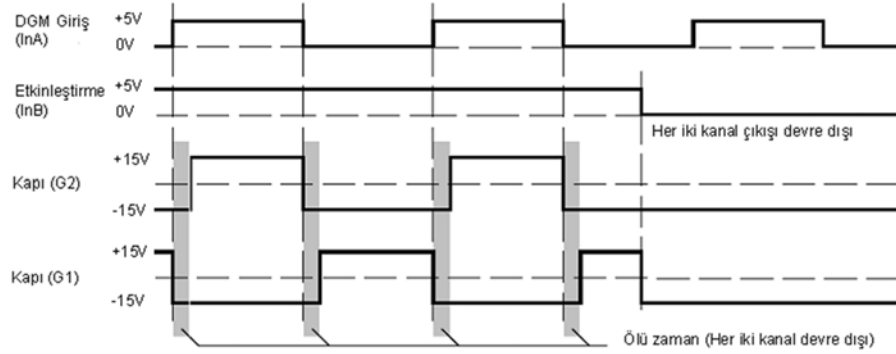
Şekil 3.22. IGBT modülü ve eşdeğer devresi.

Bu tez çalışmasında DSK çıkışından alınan DGM sinyallerinin IGBT modüllerine uygulanabilmesi için 8 adet Şekil 3.23’de gösterilen Concept firmasının Scale-2 serisi 2SC0108T sürücüsü ve bu sürücü için 2BB0108T sürücü ara yüz kartı kullanılmıştır. Çift kanallı ve kompakt yapıdaki bu sürücü 600A/1200V yada 450A/1700V üst sınırına kadar olan genel IGBT’ler için uygundur. Bu sürücü tüm anahtarlama sinyallerinin elektriksel

izolasyonu, her bir IGBT için kısa devre ve aşırı akım koruma özelliklerine sahiptir. Sürücü girişlerine uygulanan 0-5V arasındaki sinyali IGBT tetikleme (kapı) uçlarına (+15V/-8V) şeklinde vererek IGBT'lerin kesin olarak iletim ve kesime girmesini sağlamaktadır. Bu sürücü modülü yarım köprü mod ve direkt mod denetim olmak üzere iki ayrı moda çalışabilmektedir. Yarım köprü modda çalıştırıldığında aynı kolda bulunan IGBT'lerin anahtarlama sinyalleri arasındaki gerekli ölü zaman (dead band) dahili devrelerle otomatik olarak üretilmektedir. Böylece eviricinin sadece üst koldaki IGBT'leri için DGM çıkışları üretmek yeterli olmaktadır. Alt koldaki IGBT'lere uygulanan DGM sinyalleri sürücü modülü tarafından gerekli ölü zaman (dead time) eklenerek otomatik olarak üretilmektedir. Şekil 3.24'de sürücünün yarım köprü çalışma modu sinyalleri gösterilmiştir.



Şekil 3.23. 2SC0108T IGBT sürücü ve 2BB0108T ara yüz kartı.



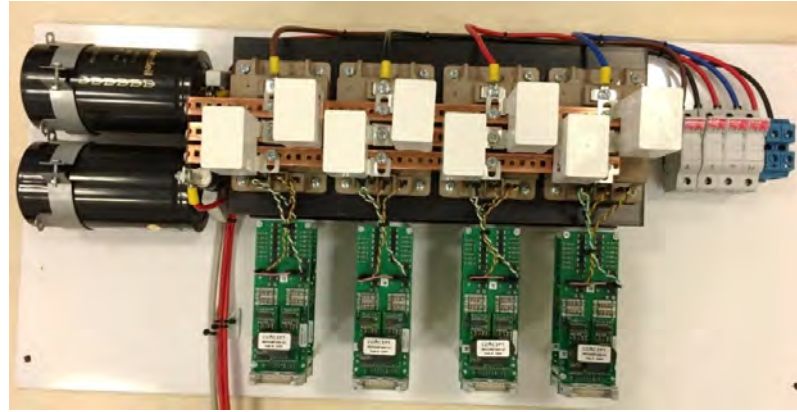
Şekil 3.24. Sürücü yarım köprü çalışma modu sinyalleri.

3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sisteminin güç katında kullanılan 4MBI300VG-120R-50 modül sayesinde stray endüktans etkisi minimize edilmiş olup bu modüllerin bağlantıları birbirine yakın ve kalın bakır baralar ile yapılmıştır. Ayrıca, güç katında iki adet  $2200\mu\text{F}$ , 450V DA kondansatör, AA hat endüktansları olarak 3mH, 30A toroid nüve üzerine sarılı filtre bobinleri kullanılmıştır. Deneysel düzeneğin geçici durumlarda meydana gelen yüksek akımlardan korunması için yarı iletken hızlı sigortalar ve yüksek akım ve

gerilim koruma devreleri tesis edilmiştir. IGBT elemanlarını kesim esnasında yüksek gerilimlerden korumak amacıyla her birinin DA uçlarına paralel bastırma kondansatörleri bağlanmaktadır. Şekil 3.25’de 3-faz 4-kollu AT-NPC sisteminin güç devresi ve IGBT sürücü kartı fotoğrafları görülmektedir. Deneysel uygulamada sürücüler için yarım köprü çalışma modu kullanılmış olup T1 ve T2 sinyalleri sürücü girişlerine verilerek sayısal sinyal düzenleyici kartı sayesinde T1, T2, T3 ve T4 IGBT’leri için sinyaller alınmıştır. Sürücünün INB girişi ise aşırı akım-gerilim koruma amaçlı sürücülerini resetleme için kullanılmıştır. Şekil 3.26 ve Şekil 3.27’de sırasıyla sayısal sinyal düzenleyici kartı blok diyagramı ve fotoğrafı gösterilmiştir.

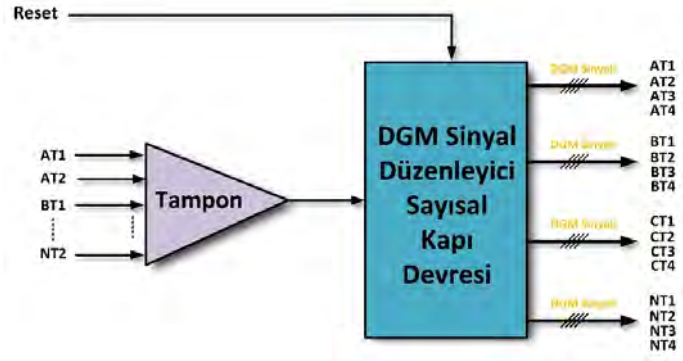


(a)



(b)

Şekil 3.25. 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sisteminin a) Soğutucu üzerine monte edilen IGBT modülleri, b) Tamamlanmış güç devresi ve IGBT sürücü kartları fotoğrafları.

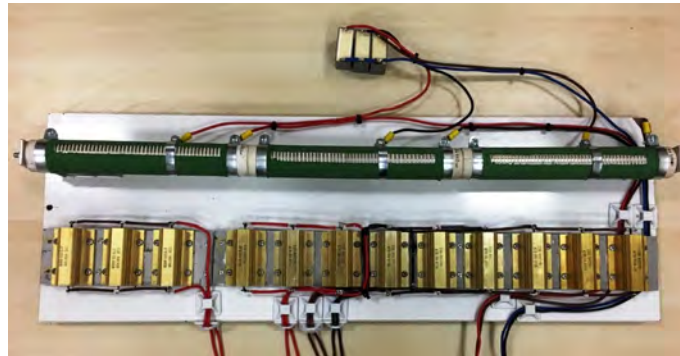


Şekil 3.26. Sayısal sinyal düzenleyici kartı blok diyagramı.



Şekil 3.27. Sayısal sinyal düzenleyici kartı fotoğrafı.

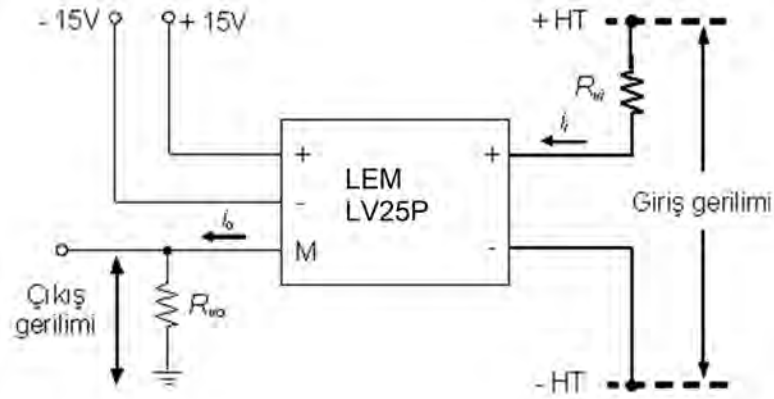
Ayrıca ilk çalışmaya başlama anındaki DA kondansatörlerin çektiği aşırı akımların sönmülmesi için ön-şarj dirençleri eviriciye seri bağlanmıştır. Evirici sisteminin ürettiği anahtarlama harmoniklerinin bastırılması için evirici çıkışına RC pasif filtreler bağlanmıştır. Şekil 3.28’de ön-şarj dirençleri ve RC pasif filtre fotoğrafı gösterilmektedir.



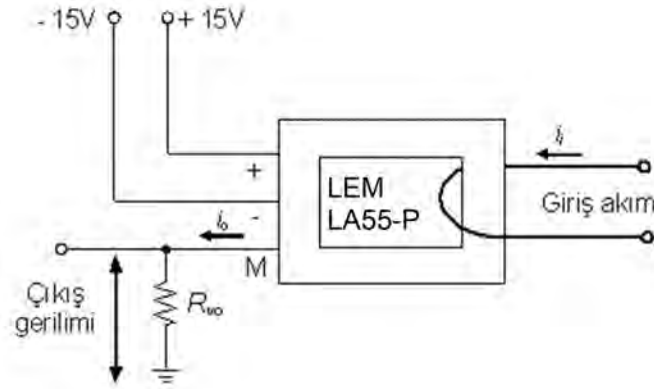
Şekil 3.28. Ön-şarj dirençleri ve RC pasif filtre fotoğrafı.

### 3.4. AKIM VE GERİLİM ÖLÇÜM KARTLARI

3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sisteminde AA akımlar ve gerilimlerin ölçülmesinde elektrik sisteminden galvanik olarak izolasyon sağlayan hall etkili akım (LEM LA55-P, 50A, 1:1000 dönüştürme oranı) ve hall etkili gerilim (LEM LV25P, 500V, 2500:1000 dönüştürme oranı) sensörleri kullanılmaktadır. Akım ve gerilim ölçümlerinde sensörlerin çıkış gerilimi  $R_{vo}$  direnci ile elde edilmektedir [40]. Hall etkili gerilim ve akım sensörü devre bağlantı şeması sırasıyla Şekil 3.29 ve Şekil 3.30'da verilmektedir.

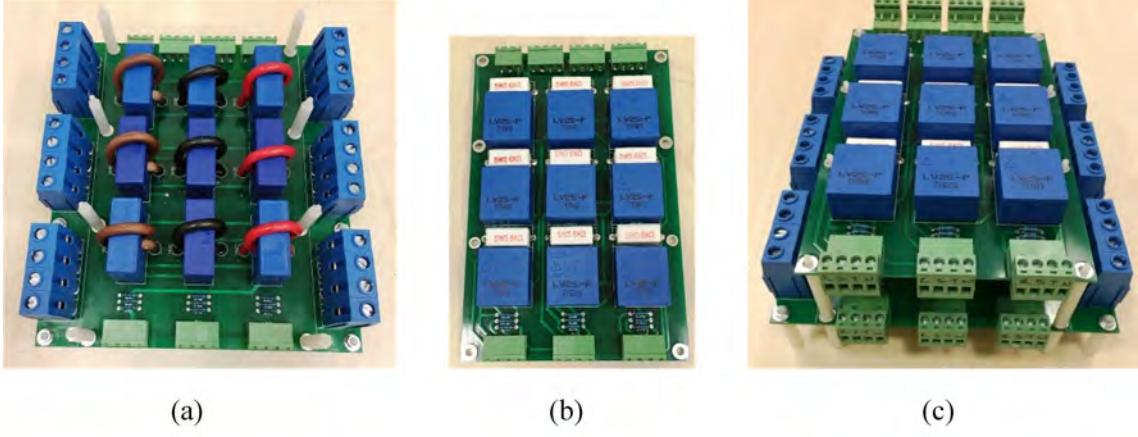


Şekil 3.29. Hall etkili gerilim sensörü devre bağlantı şeması.



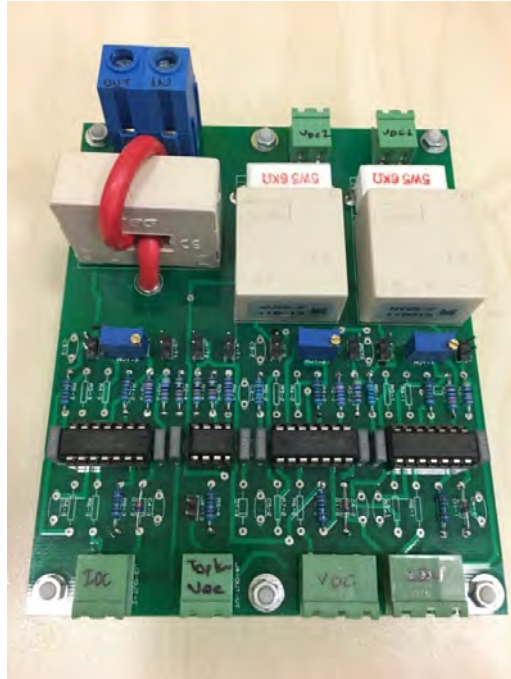
Şekil 3.30. Hall etkili akım sensörü devre bağlantı şeması.

3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sisteminin deneysel çalışmalarında, farklı denetim algoritmalarının yürütülmesi ve çalıştırılması için gerekli tüm noktalardan akım ve gerilim sinyalleri alınmaktadır. Bu amaçla 9 adet gerilim ve 9 adet akım sensörü kullanılmıştır. Şekil 3.31'de gerçekleştirilen AA akım ve gerilim ölçüm kartı fotoğrafı görülmektedir.



Şekil 3.31. a) AA akım ölçüm kartı fotoğrafı, b) AA gerilim ölçüm kartı fotoğrafı, c) Üst üste monte edilen akım (alt kat) ve gerilim (üst) ölçüm kartı fotoğrafı.

3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sistemi güç devresinde, DA-barada bulunan iki kondansatörün gerilimlerinin ölçülmesi amacıyla iki adet hall etkili gerilim (TEG NV25P, 500V, 2500:1000 dönüştürme oranı) ve DA-bara akımını ölçmek amacıyla 1 adet hall etkili akım (TEG NA50-P, 50A, 1:1000 dönüştürme oranı) sensörü kullanılmıştır. Şekil 3.32’de gerçekleştirilen DA gerilim ölçüm kartı fotoğrafı gösterilmektedir. DA akım-gerilim ölçüm kartında ölçülen  $C_1$  için  $V_{DA1}$  ve  $C_2$  için  $V_{DA2}$  sinyalleri önce tampon devresinden geçirilmekte ve genlik ayarlarından sonra sinyaller toplama devresinde toplanarak DSK’ya  $V_{DA1}$  sinyali olarak uygulanmaktadır.



Şekil 3.32. Gerçekleştirilen DA akım-gerilim ölçüm kartı fotoğrafı.

### 3.5. AA SİNYAL DÜZENLEYİCİ KARTLARI

DSK'daki dahili ADC yalnızca 0-3V arası analog sinyalleri sayısal değerlere çevirebilmektedir. Bu yüzden alternatif akım sinyalinin negatif alternansı işlenememektedir. Bu sorun AA sinyali analog devreler vasıtasıyla, sinyalin tamamı pozitif olacak şekilde sıfır eksenin üzerine kaydırılarak DSK kartı tarafından ölçüm alınarak giderilmektedir. Tasarlanan AA sinyal düzenleyici kartında, gerilim ölçüm ve akım ölçüm kartından gelen 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici denetim sistemine ait tüm akım ve gerilim sinyalleri önce gerekli koşullama ve düzenlemeler yapıldıktan sonra DSK kartının ADC girişlerine uygulanmaktadır. Şekil 3.33'de akım ve gerilim sinyal düzenleyici kartı blok diyagramı gösterilmiştir.

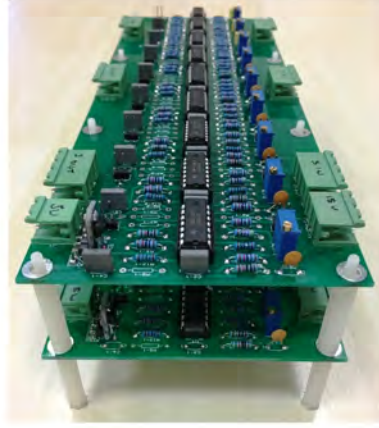


Şekil 3.33. Akım ve gerilim sinyal düzenleyici kartı blok diyagramı.

Ölçülen her bir akım ve gerilim sinyali, önce tampon devresinden geçirilmekte daha sonra sıfır seviye ve genlik ayarlarının yapıldığı sinyal düzenleme bölümünde sinyalin tamamı pozitif olacak şekilde sıfır eksenin üzerine kaydırılarak DA gerilime çevrilmekte ve DSK için uygun sinyal seviyeleri elde edilmektedir. Şekil 3.34'de gerçekleştirilen akım ve gerilim sinyal düzenleyici kartı fotoğrafı gösterilmiştir.



(a)

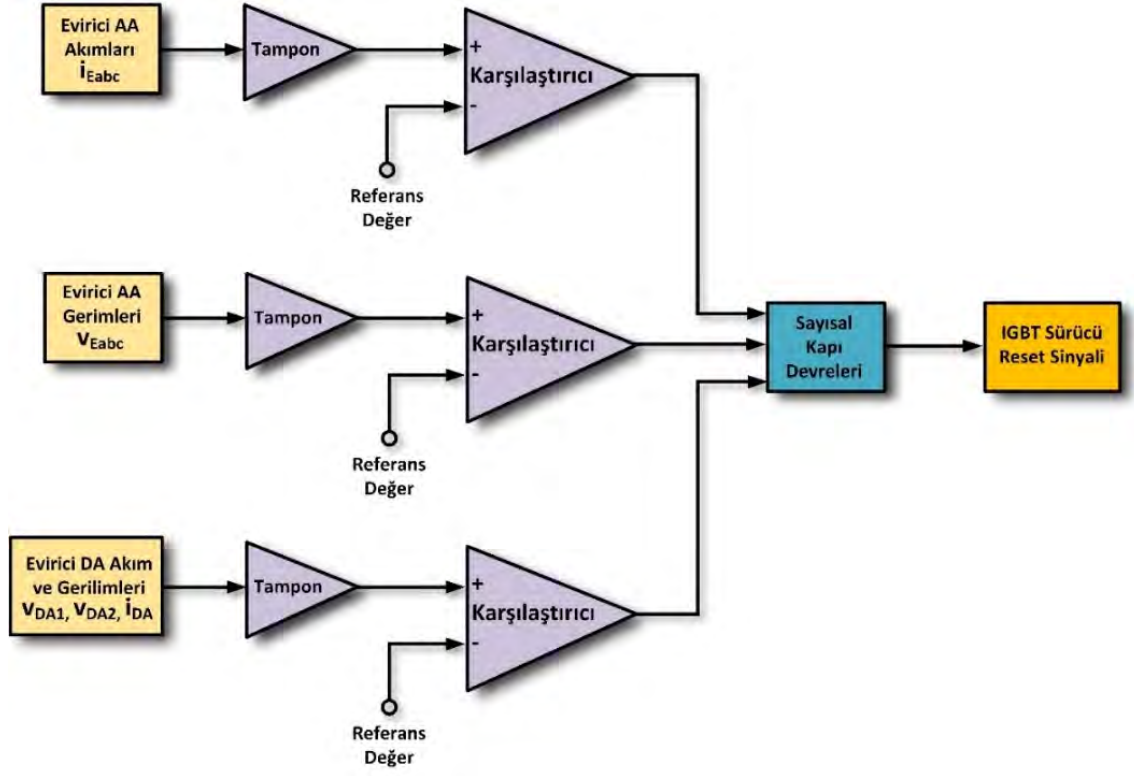


(b)

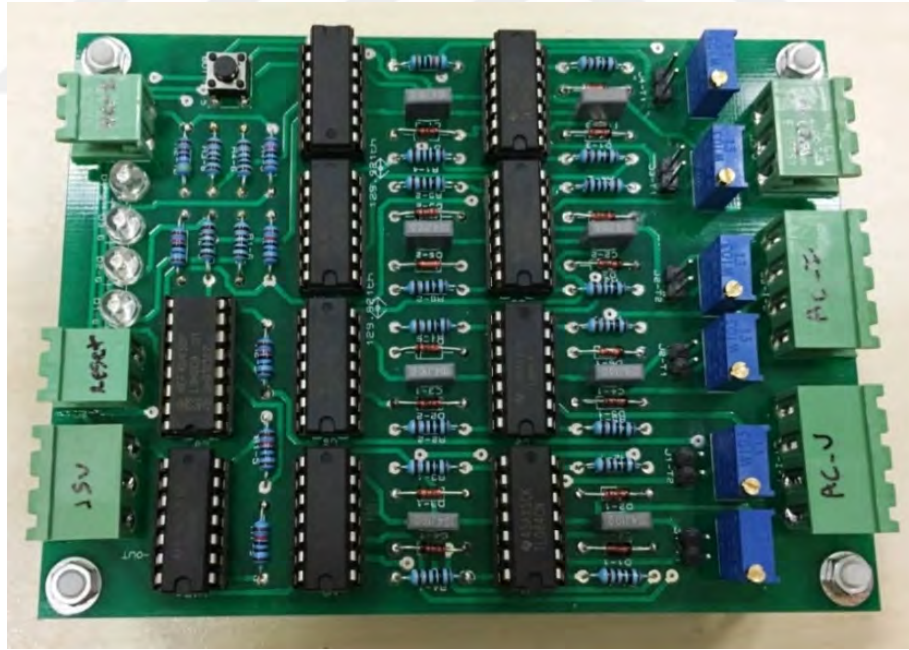
Şekil 3.34. Gerçekleştirilen akım (alt kat) ve gerilim (üst kat) sinyal düzenleyici kartı fotoğrafı a) Üst görünüş b) Yan görünüş.

### 3.6. AŞIRI AKIM-GERİLİM KORUMA KARTI

Aşırı akım ve gerilim koruma kartı, 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sistemine ait akım ve gerilim bilgilerini denetleyerek sistemin güvenli çalışmasını sağlamaktadır. Aşırı akım ve gerilim koruma kartı blok diyagramı Şekil 3.35’de gösterilmiştir. AA akım ve gerilim ölçüm kartından alınan  $i_{Eabc}$  ve  $v_{Eabc}$  sinyallerini belirlenen referans akımlarla karşılaştırılarak aşırı akım ve gerilim oluşması durumunda hata sinyali üretilmekte ve hata sinyali olarak sayısal sinyal düzenleme kartına gönderilmektedir. Aynı şekilde DA akım ve gerilim ölçüm kartından alınan DA-bara  $C_1$  ve  $C_2$  kondansatör ( $V_{DA1}$  ve  $V_{DA2}$ ) gerilim ve akım sinyallerini belirlenen referans gerilimlerle karşılaştırarak aşırı akım ve gerilimlerin oluşması durumunda hata sinyali olarak sayısal sinyal düzenleme kartına gönderilmektedir. Sayısal sinyal düzenleme kartının reset girişine gönderilen hata sinyali ile IGBT’ler devreden çıkarılmaktadır. Herhangi bir hata oluşması durumunda ilgili hataya göre kart üzerinde hata durum LED’i yanmaktadır. Böylece deneysel sistemin arıza yapmadan güvenli bir şekilde çalıştırılması sağlanmıştır. Şekil 3.36’da gerçekleştirilen aşırı akım ve gerilim koruma kartı fotoğrafı gösterilmektedir.



Şekil 3.35. Aşırı akım ve gerilim koruma kartı blok diyagramı.



Şekil 3.36. Gerçekleştirilen aşırı akım ve gerilim koruma kartı fotoğrafı.

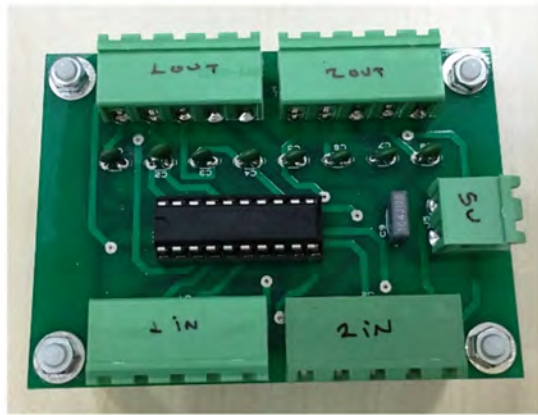
### 3.7. STATİK ANAHTAR MODÜLÜ VE TAMPON KARTI

3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sisteminin anlık şebeke kesintisi testinin gerçekleştirilmesi için 3-fazlı kademeli transformatör çıkışına manuel olarak kontrol edilen her faz için

1-fazlı statik anahtar kullanılmıştır. Eviricinin şebeke bağlantılı ve ada modlu çalışmaya kontrollü olarak geçiş yapabilmesini sağlamak için de benzer bir statik anahtar modülü daha hazırlanmıştır. Sistemde sıfır geçişli bir statik anahtar (Solid State Relay-SSR-Celduc SO965460, 50A, 600V) kullanılmıştır. DSK tarafından senkronizasyon algoritmasına göre üretilen kontrol sinyalleri tampon devresinden geçirildikten sonra statik anahtar modülüne uygulanmaktadır. Deneysel test platformu için soğutucu üzerine takılan statik anahtarların ve tampon kartının fotoğrafı Şekil 3.37’de verilmektedir. Şekil 3.38’de statik anahtar ile 3-fazlı RL yükün devreye alınması ve devreden çıkarılması dalga şekilleri gösterilmektedir.

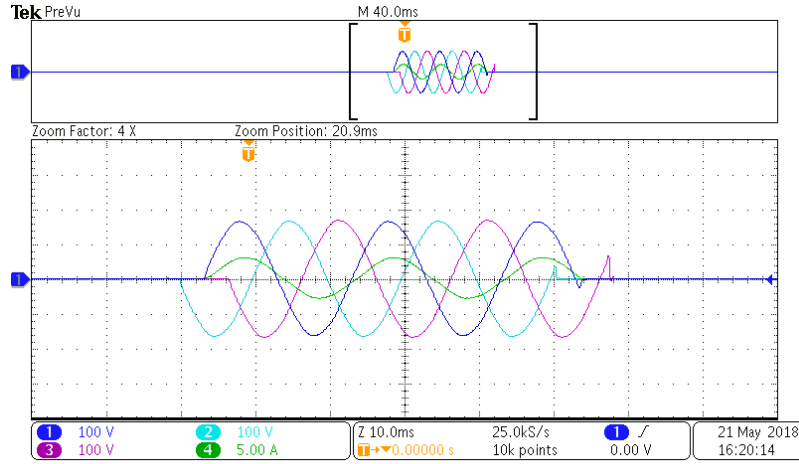


(a)



(b)

Şekil 3.37. a) Statik anahtar modülü ve b) Tampon kartının fotoğrafı.



Şekil 3.38. Statik anahtar ile 3-fazlı RL yükün devreye alınması/çıkarılması.

3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sistemi deneysel düzeneğinde kartlar  $\pm 15V$  simetrik gerilim ve  $+5V$  gerilim ile beslenmektedir. Şekil 3.39'da deneysel düzenekte kullanılan kartlar için 4 çıkışlı SMPS güç kaynağının fotoğrafı görülmektedir.



Şekil 3.39. 4 çıkışlı anahtarlama güç kaynağı fotoğrafı.

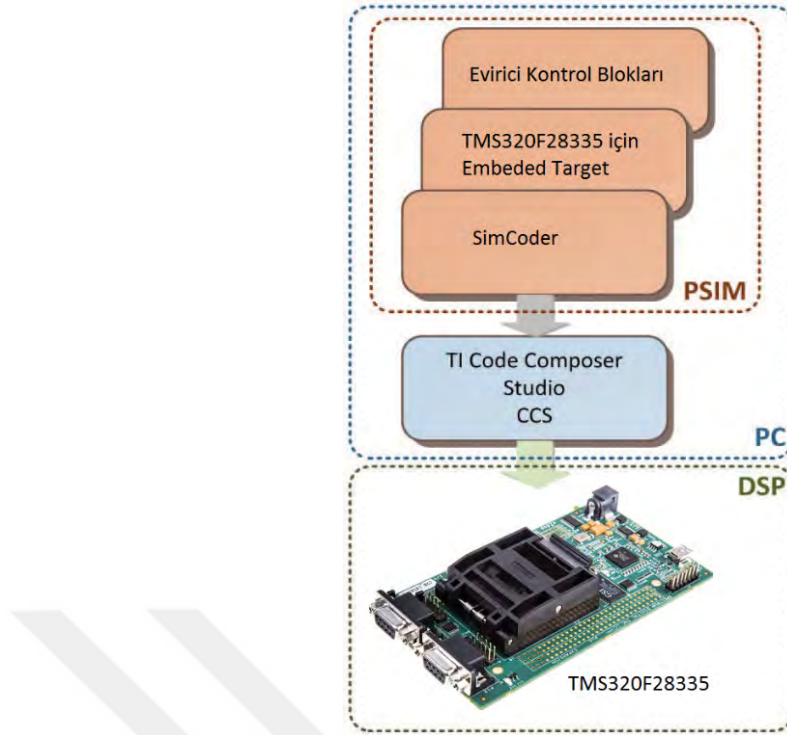
### 3.8. MODEL TABANLI OTOMATİK GÖMÜLÜ KOD ÜRETİMİ VE DSK KARTINA YÜKLENMESİ

Hızlı modelleme, denetim algoritmalarının blok diyagramlarla gösterilebilen benzetimi için model tabanlı geliştirme ortamları (PSIM, MATLAB/Simulink vb.) vasıtası ile sistemin modeli oluşturulma işlemidir. Otomatik kod üretimi, hedef DSK kartına kodlamayı, derlemeyi, bağlamayı ve yüklemeyi içermenin yanı sıra algoritma kodlamasını otomatik

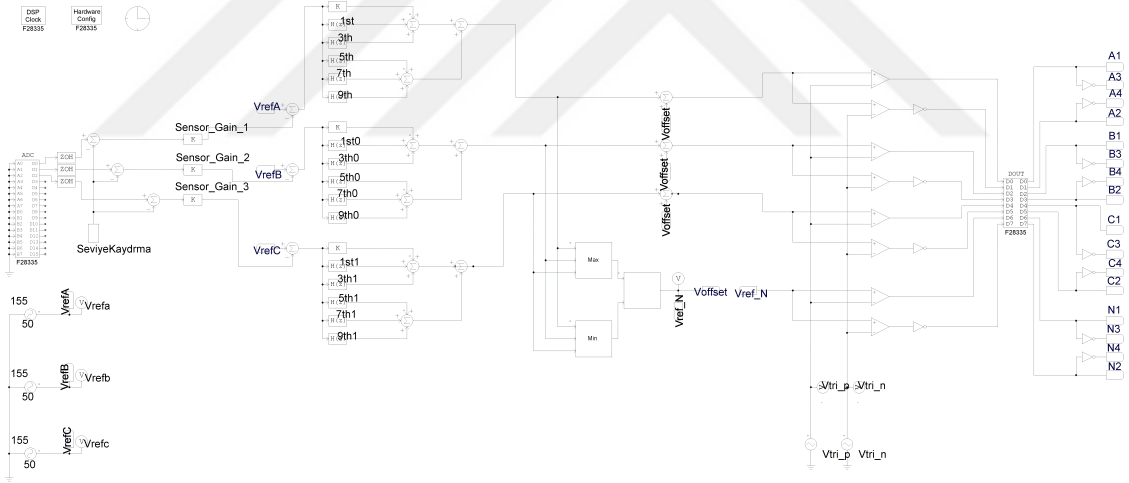
olarak üretmeyi de kapsamaktadır [41]. Otomatik üretilen kodlar optimum algoritmalar kullanılarak üretildiği için elle yazılmış kodlar kadar verimli çalışabilmektedir.

PSIM yazılımı özellikle güç elektroniği sistemlerinin tasarımı ve benzetimi için geliştirilmiş ve SimCoder modülü ile otomatik kod üretimini sağlayan bir programdır. Sistemlerin modelleri PSIM üzerinde oluşturulup benzetimi yapılabilmekte, model üzerindeki blokların parametreleri değiştirilerek sistemin güncellenmesi veya değiştirilmesi ve bu değişikliklerin sonuçlarının anında elde edilmesi ve zaman kayıplarının azalması mümkün olabilmektedir [42]. PSIM yazılımı kütüphanelerinde bulunan bloklar kullanılarak kontrol sisteminin simülasyon modeli oluşturulmaktadır. Bu sistem modeli, PSIM/SimCoder vasıtası ile DSK için uygun C kodlarına dönüştürülmektedir. PSIM/SimCoder programında oluşturulan modelden üretilmiş olan C kodlarının DSK'ya uygun biçimde derlenerek yüklenmesi işlemi TI firması tarafından geliştirilmiş Code Composer Studio (CCS) yazılımı ile gerçekleştirilmektedir. Ayrıca PSIM/SimCoder, elde edilen C kodlarının yanı sıra CCS için gerekli tüm proje dosyalarını da oluşturmaktadır. Böylelikle CCS programı, bu proje dosyaları ve C kodlarını kullanarak DSK için uygun kodları derlemekte, bağlamakta ve sonrasında da DSK'ya yüklemektedir [42]. Şekil 3.40'da PSIM ortamında gömülü kod üretim süreci gösterilmektedir. Şekilde gösterildiği gibi PSIM ortamında oluşturulan evirici kontrol sisteminin model tabanlı denetim blok diyagramı üzerinden SimCoder vasıtası ile oluşturulan C kodlarının CCS programı vasıtası ile DSK kartına aktarılması mümkün olmaktadır. Böylece kontrol algoritmasından gömülü kod üretimine geçiş süresi kısalmaktadır.

Şekil 3.41'de 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici denetim sistemi için PSIM ortamında oluşturulmuş gömülü kod üretim blok diyagramının genel şeması görülmektedir. Bu modelde görüldüğü üzere, evirici çıkışındaki  $v_a$ ,  $v_b$  ve  $v_c$  gerilimleri DSK'nın ADC bloğunda sayısal verilere dönüştürülmektedir. Bu veriler evirici çıkışında 3-fazlı gerilimleri elde etmek üzere kullanılan evirici anahtarlama sinyallerinin üretilmesi için modülasyon devresinde işlenmektedir. Bu yapı sayesinde TMS320F28335 DSK için otomatik gömülü kod üretimine hazır hale getirilmiştir.

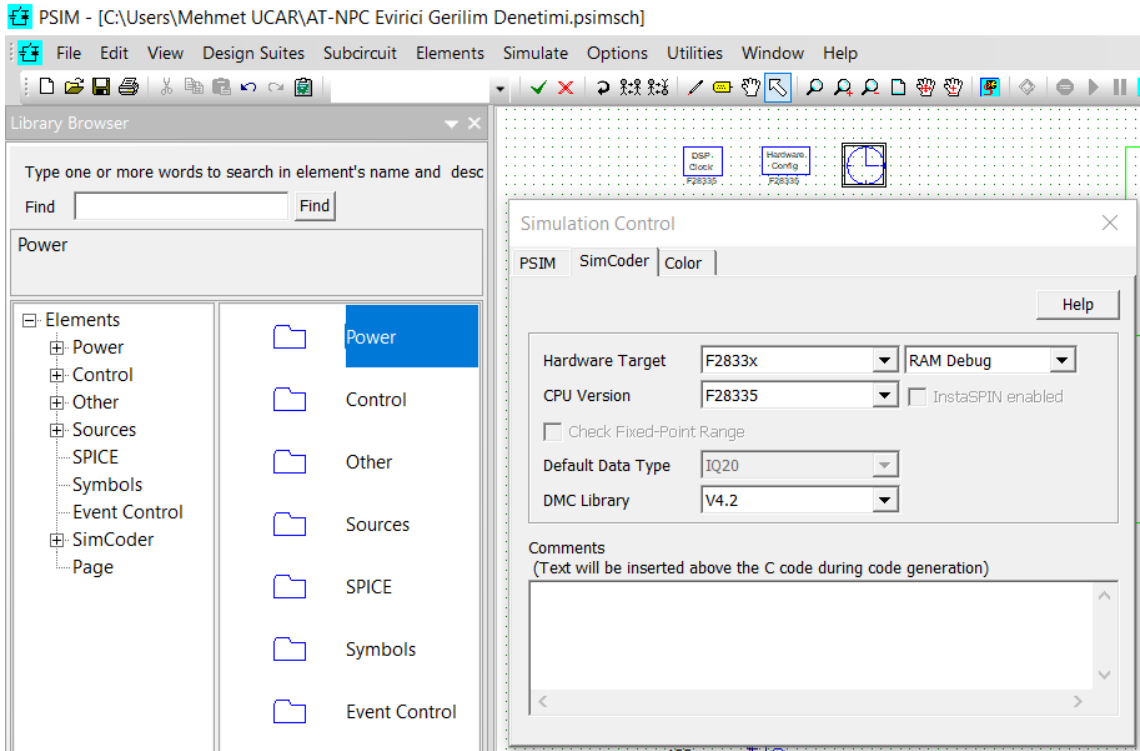


Şekil 3.40. PSIM ortamında gömülü kod üretim süreci.



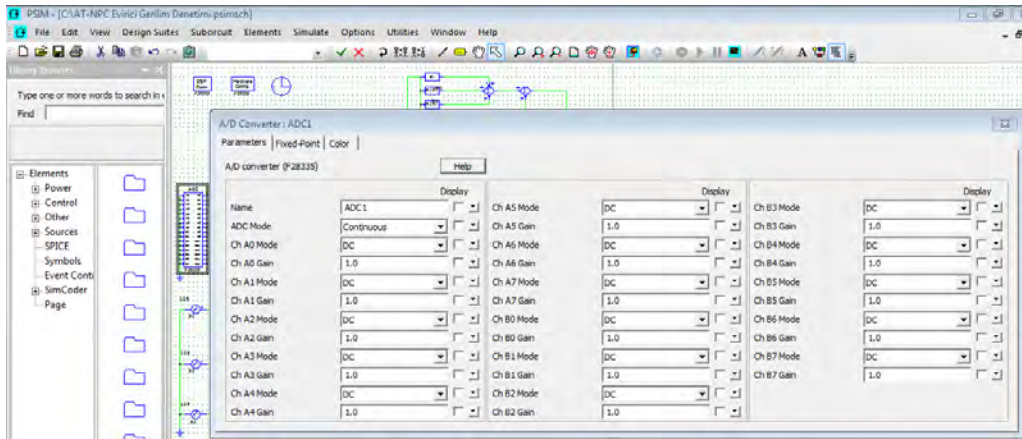
Şekil 3.41. 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici denetim sistemi için PSIM tabanlı gömülü kod üretim blok diyagramı.

PSIM yazılımında benzetim parametrelerini ayarlamak üzere “Simulation Control” bloğuna tıklanarak Şekil 3.42’de görüldüğü üzere parametre ayarları yapılmıştır. Burada “Hardware Target” SimCoder ile otomatik kod üretimi için hedef donanımın belirlenmesi değeri bu uygulamada kullanılan DSK’ya uygun olarak F2833x olarak ayarlanmıştır.



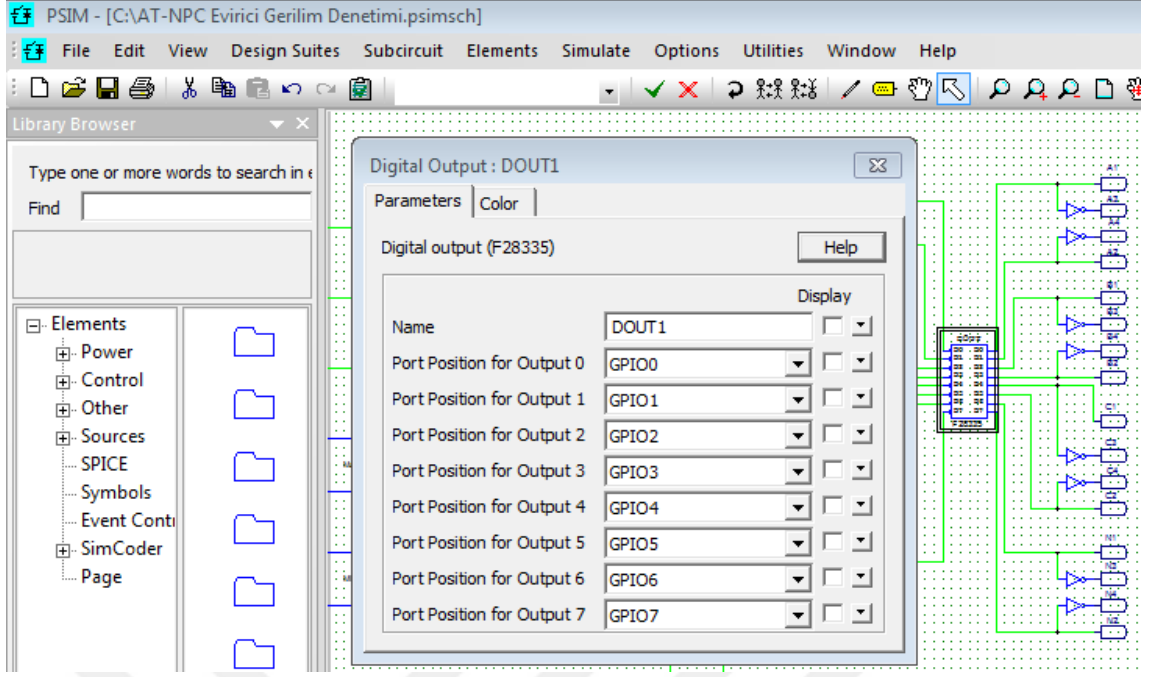
Şekil 3.42. PSIM yazılımında benzetim parametrelerinin ayarlanması.

DSK'nın ADC modülünün parametrelerini ayarlamak üzere "ADC" bloğuna tıklanır. Burada, evirici denetim sisteminin modelinde DSK'nın ADC modülünün kullanılan uçları belirlenmekte ve bu uçlar için kazanç değerleri ayarlanmaktadır. DSK'nın ADC modülü için yapılan parametre ayarları Şekil 3.43'de görülmektedir.



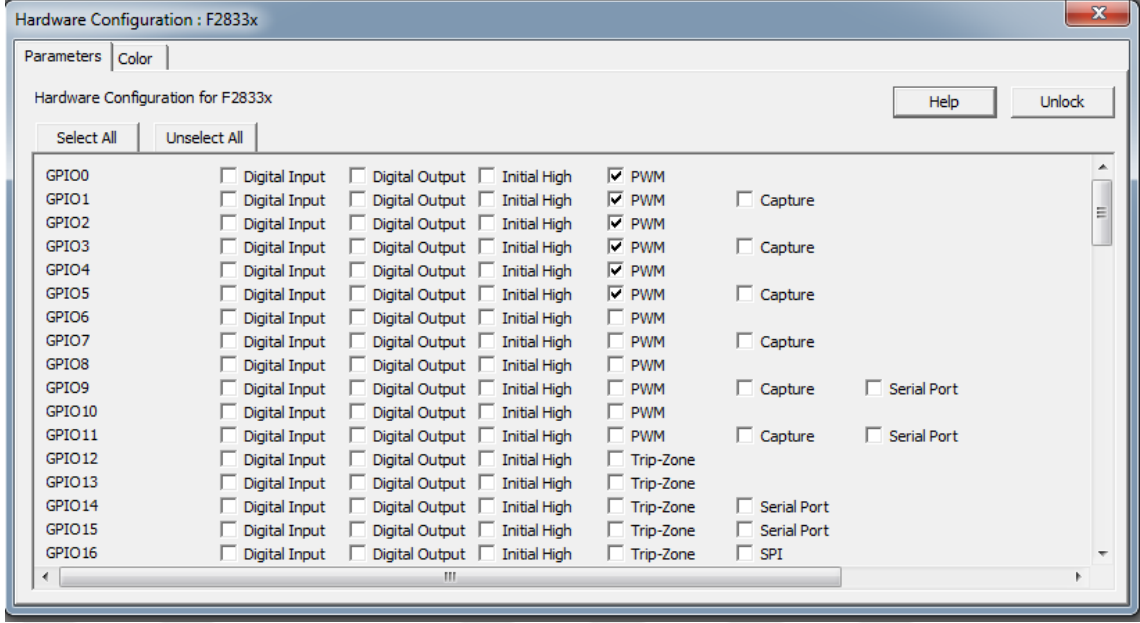
Şekil 3.43. PSIM yazılımında ADC modülü için yapılan parametre ayarları.

DSK'nın sayısal çıkış modülünün parametrelerini ayarlamak üzere "Digital Output" bloğuna tıklanır. Burada Şekil 3.44'de görüldüğü üzere DSK'nın uygulamada kullanılan çıkışları ayarlanmaktadır.



Şekil 3.44. PSIM yazılımında sayısal çıkış modülü için yapılan parametre ayarları.

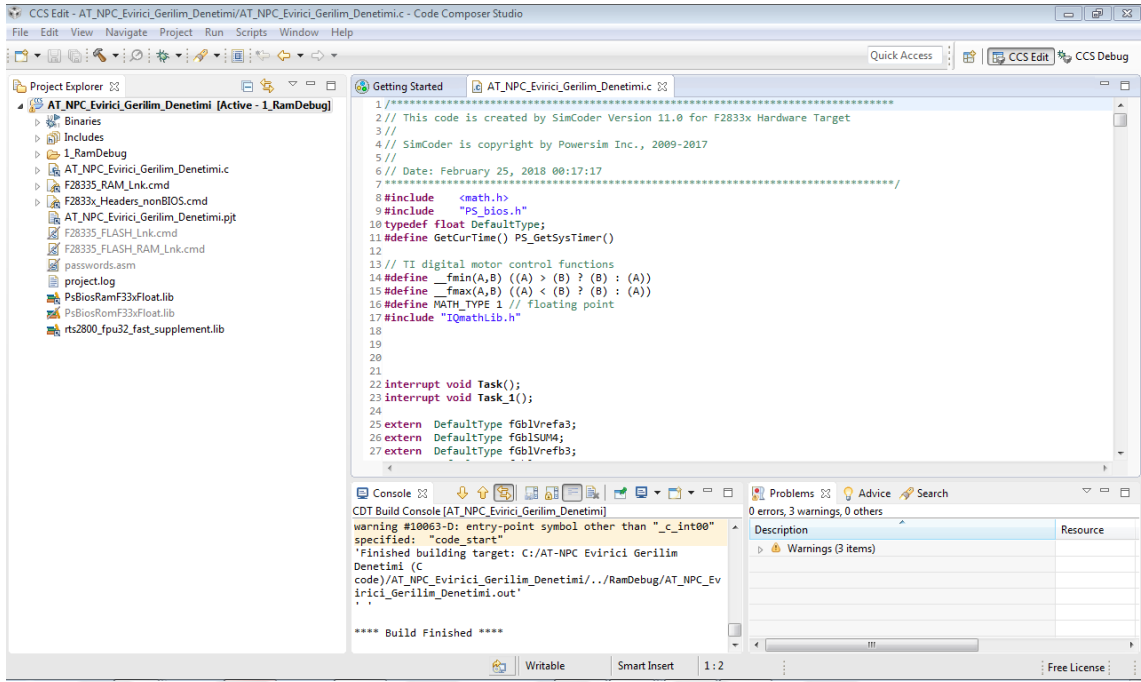
DeneySEL çalışmada kullanılan TMS320F28335 denetleyici karta kontrol algoritmalarının yüklenmesindeki ilk aşamada PSIM yazılımda kontrol algoritmasının oluşturulmasıdır. Kontrol algoritmasını oluşturmak için öncelikle algoritmanın blok diyagramlar şeklinde oluşturulması gerekir. Kontrol bloklarının oluşturulmasının ardından kod üretimine geçmek için F28335 serisi kart için giriş ve çıkışların (GPIO) atandığı “Hardware Configuration” bloğundan kullanılacak PIN’lerin işlevleri Şekil 3.45’deki gibi ayarlanmalıdır. Ardından PSIM yazılımının üst menüsünde bulunan “Simulate” menüsünün altında yer alan “Generate Code” kısmı seçilerek oluşturulan blok diyagramının koda dönüştürülmüş C dosyası ve .bjt gibi CCS’ye uygun dosyaları elde edilmektedir.



Şekil 3.45. PSIM yazılımında F2833x serisi kartlar için giriş ve çıkışların atanması.

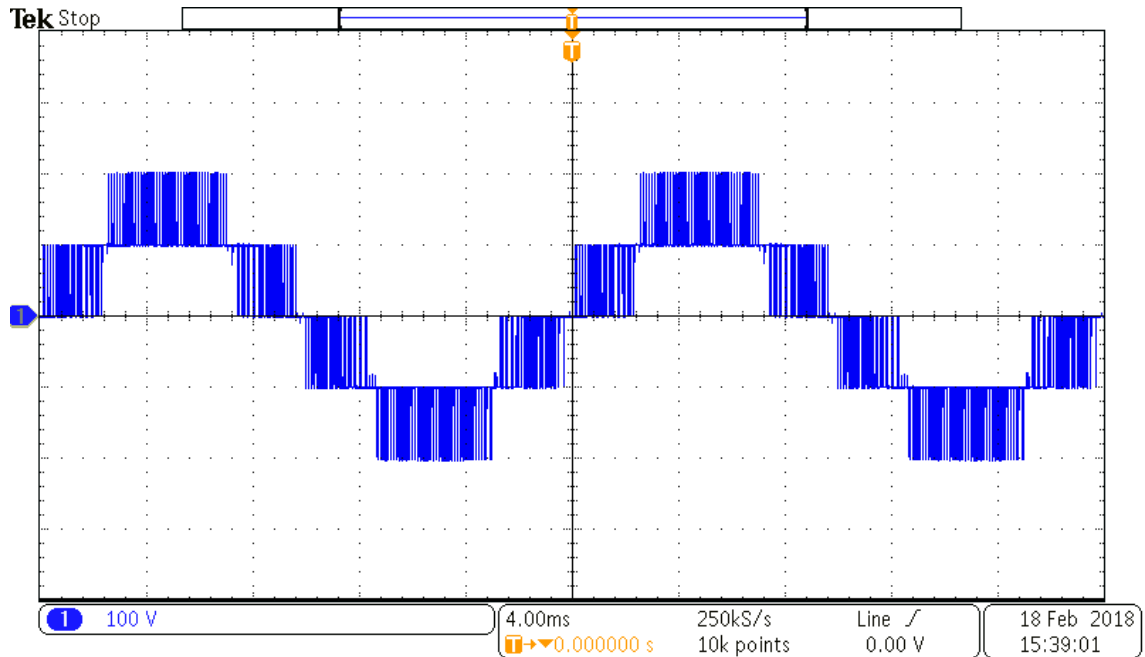
Elde edilen kodun DSK kartına yüklenebilmesi için CCS ara yüz yazılımı kullanılmıştır. Yazılım ile kart arasındaki bağlantı bir USB kablo ile sağlanır. DSK kartının gerekli güç ve veri bağlantıları yapıldığında elde edilen kodlar aktarılabilir. Kodların DSK kartına yüklenebilmesi için ara yüz yazılımı ile kodların derlenmesi gereklidir. Bunun için PSIM yazılımı ile üretilen .bjt uzantılı dosya CCS yazılımındaki Project sekmesinden “Import Legacy CCS Projects” seçeneği ile proje olarak ara yüz yazılımına aktarılır. Aktarılan dosyalar Şekil 3.46’nın sol tarafında gözüktüğü gibi belirir. Bu proje dosyasını derlemek için ise Project sekmesinin altında bulunan “Build All” seçeneği kullanılır. Bu seçenek tıklandıktan sonra derleme işleminin raporu Şekil 3.46’nın alt kısmında bulunan Console bölümündeki gibi görülebilir. Burada derlemeye ait hata ve uyarıların olup olmadığı ve derlemenin başarılı bir şekilde tamamlanıp tamamlanmadığı gözlemlenebilir.

Başarılı bir şekilde tamamlanan derlemenin ardından yine Şekil 3.42’nin sol üst kısmında bulunan “CCS Debug” sekmesine geçilerek Run sekmesinden “Free Run” seçilerek programın DSK kartında koşması başlatılır.



Şekil 3.46. PSIM/SimCoder yazılımı ile üretilen kodların CCS yazılımına yüklenmesi.

Üretilen C kodları CCS programı vasıtası ile DSK kartına yüklenerek 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici deneysel test platformundan elde edilen evirici çıkışındaki filtre öncesi faz-faz gerilimi dalga şekli Şekil 3.47’de gösterilmiştir. Bu şekilden görüldüğü üzere evirici çıkışından 3-seviyeli çıkış gerilimi dalga şekli elde edilmiştir.

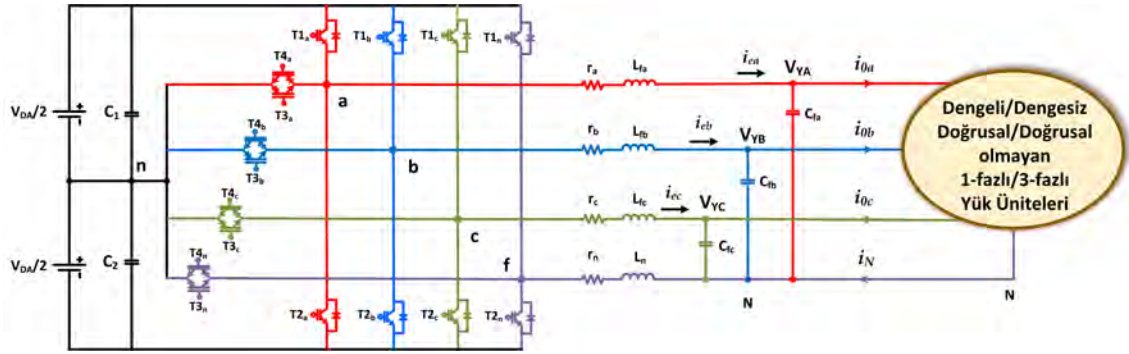


Şekil 3.47. 3-fazlı 4-kollu AT-NPC eviricinin faz-faz çıkış gerilim dalga şekli.

## 4. ADA MODLU ÇALIŞMA

Ada modlu çalışmada evirici gerilim kontrollü çalışarak çıkışına bağlanacak 3-fazlı/1-fazlı, doğrusal/doğrusal olmayan ve dengeli/dengesiz yük gruplarına sinüzoidal nominal gerilim sağlamalıdır. Enerji kalitesinin yüksek olması ve evirici çıkışında beslenecek yük gruplarının verimli ve doğru çalışabilmesi için evirici çıkış geriliminin IEEE 519-2014 standardına göre THB değeri 1kV ve altı sistemlerde %8'den ve her bir harmonik için ise %5'den küçük olmalıdır [43].

Eviricinin DA tarafındaki gerilimin yarı iletken anahtarların belirli bir anahtarlama frekansı ( $f_{sw}$ ) ile anahtarlamasından dolayı  $f_{sw}$  frekansına bağlı olarak çıkış geriliminde harmonikler meydana gelmektedir. Bu harmoniklerin azaltılması için ise ada modlu çalışmada sıklıkla LC tipi filtreler kullanılmaktadır [44]. Bu tip filtreler, L tipi filtrelerden daha iyi harmonik bastırım sağlasa da bobin ve kapasitörün bir arada kullanılmasından kaynaklanan rezonans problemi bulunmaktadır. Bu probleme çözüm olarak literatürde genellikle iki farklı teknik kullanılmaktadır. Bunlardan ilki pasif bastırım (passive damping) tekniğidir. Bu teknikte kapasiteyle birlikte seri bir direnç kullanılarak rezonans problemi kaldırılmış olur, fakat devreye seri olarak eklenen bir direnç güç kaybına yol açacağı için verimi düşürür. Ayrıca her bir kapasite için direncin eklenmesi maliyeti artırmaktadır. Bu nedenlerden dolayı aktif bastırım (active damping) tekniği günümüzde daha çok tercih edilmektedir [45]. Bu teknikte ise direnç yerine kapasite akımını ölçen bir akım sensörü kullanılarak kapasite akım bilgisi denetim algoritmasına durum geri beslemesi olarak dahil edilmektedir. Bunun için tasarlanacak kontrolcünün iyi seçilmesi ve parametre ayarlarında bu durumun dikkate alınması gerekmektedir. Bu çalışmada önerilen sistemin ada modlu çalışma durumunda genel blok diyagramı Şekil 4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.1. Ada modlu çalışma durumunda sistemin genel blok diyagramı.

Özellikle dengesiz veya lineer olmayan yük durumlarında, 3-fazlı sistemlerde nominal dengeli sinüzoidal gerilimin evirici çıkışlarına bağlı yüklere sağlanması her zaman mümkün olmamaktadır. Bu tip yükler sıfır sıra (zero sequence) gerilim ve akımları için bir yol gerektirmektedirler. Nominal dengeli gerilim sağlamak için, 3-fazlı 4-telli sistemler yük ile DA bağlantı kapasiteleri arasında sıfır sıra gerilim ve akımlarına dördüncü bir akım yolu oluşturmaktadır. Bu durumda büyük değerli DA bağlantı kapasiteleri sıfır sıra gerilimleriyle baş etmek için gerekecektir, aksi durumda evirici çıkış gerilim seviyeleri arasında farklılık meydana gelecektir. Üçgen/zigzag veya üçgen/yıldız bağlantılı transformatörün yük tarafında kullanılması diğer bir çözüm olarak düşünülebilir fakat böyle bir transformatörün kullanımı sistemi dezavantajlı hale getirecektir [46].

Ada modlu çalışmada 3-seviyeli 3-fazlı 4-kollu AT-NPC evirici sistemi DA bağlantı noktası güç kaynağı, RB-IGBT'ler, klasik IGBT'ler, LC tip filtre ve yük tiplerinden Şekil 4.1'deki gibi oluşmaktadır. DA bağlantı noktası güç katı iki güç kaynağı ve iki DA kapasite ile modellenmiştir. Böylece evirici çıkışına 3-seviyeli gerilim sağlanabilecektir. Çalışma boyunca DA gerilim kapasitelerinin gerilimlerinin dengeli ve sabit olduğu kabul edilmiştir. Her bir evirici çıkışı yük ünitesine filtre bobinleri ( $L_a = L_b = L_c = L$ ) ve filtre kapasiteleri ( $C_a = C_b = C_c = C$ ) üzerinden bağlanmıştır. Filtre bobinlerinin eşdeğer seri dirençleri ( $r_a = r_b = r_c = r$ ) sistemde sönümleme etkisi yaratacağından bu direnç değerleri yok sayılarak daha kötü bir durumu temsil eden sistem ele alınmıştır. Hem de bu dirençlerin modele dahil edilmemesi tasarımı daha kolay hale getirmektedir. Filtrelenmiş evirici gerilimleri ise çıkış gerilimleri ( $V_A = V_B = V_C = V_{out}$ ) ile yükleri beslemektedirler.

Kirchhoff gerilim ve akım yasalarını kullanarak Şekil 4.1'den Denklem (4.1) ve Denklem (4.2)'de verilen s-düzlemindeki denklemler  $I_0$  yük akımlarını bozucu etki olduğu varsayımıyla kolaylıkla yazılabilir.

$$V_{inv}(s) = sLI_E(s) + \frac{1}{sC}I_E(s) \quad (4.1)$$

$$V_{out}(s) = \frac{1}{sC}I_E(s) \quad (4.2)$$

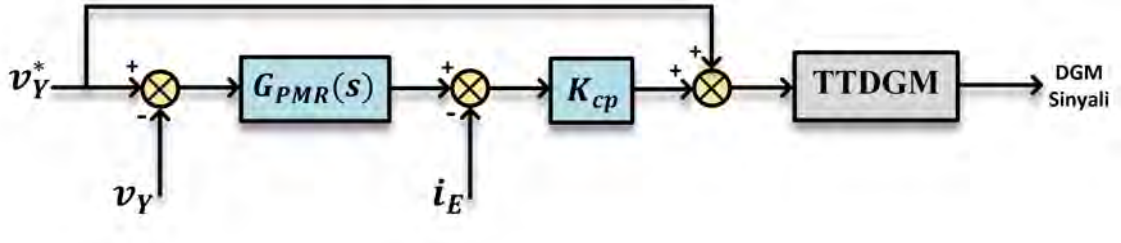
#### 4.1. PMR TABANLI GERİLİM KONTROL TEKNİĞİ

Gerilim kontrollü eviricilerde gerilim kontrolü temel olarak evirici çıkış geriliminin referans bir gerilimle karşılaştırılarak DGM üreticine gönderilmesiyle sağlanabilir. Fakat bu teknikte birlikte LC tipi bir filtrenin kullanılmasında rezonans problemi devam etmektedir. Ayrıca sistem modeli gereği sistemin bant genişliği küçük olacağından dinamik cevabı düşük olmaktadır. Bu nedenle çift döngülü gerilim kontrol tekniği daha sık kullanılmaktadır. Böyle bir teknikte dış döngüde gerilim bilgisiyle evirici çıkış gerilim kontrolü sağlanırken iç döngüde ise bobin veya kapasite akım bilgisi kullanılır [47].

3-fazlı 4-kollu evirici yapısında ek olarak gelen dördüncü kol nötr akımı için bir yol oluşturmaktadır. Fakat, ek olarak gelen bu dördüncü kol tüm yük türleri altında yüksek kaliteli çıkış sağlayabilecek bir kontrolcünün tasarımını daha kompleks hale getirmektedir. Literatürde 3-fazlı 4-kollu evirici topolojilerine adapte edilebilecek PI kontrolcüsü gibi birçok doğrusal kontrol tekniği bulunmaktadır. Yapısal olarak PI kontrolcüsü sinüzoidal bir referansı sıfır kalıcı durum hatasıyla takip edemez. Bu nedenle bu kontrolcü *abc* referans düzleminde *dq0* referans düzlemine dönüşüm gibi ek bir koordinat dönüşümü, hatta DGM sinyallerinin üretilmesi için ters koordinat dönüşümü gerektirmektedir. Dahası sıfır sıra gerilimleri için fazların dışında ayrı bir kontrolcü tasarlanmalıdır [48–54]. Tüm bunlar PI kontrolcünün tasarımını kompleks hale getirmekte ve sistem içerisinde bulunan mikrodenetleyicinin işlem yükünü arttırmaktadır. Diğer taraftan 3-fazlı 4-kollu eviriciler için kestirimci (predictive) ve tam hedefli (deadbeat) gibi modern kontrol teknikleri de

bulunmaktadır [55–57]. Ek olarak doğrusal olmayan kontrolcü olarak bilinen kayan kipli (sliding mode) kontrolcünün 4-kollu evirici için tasarım örneği bulunmaktadır [58], [59]. Bu modern ve doğrusal olmayan kontrol teknikleri her ne kadar yüksek performans ve geniş kararlılık bölgesine sahip olsalar da genellikle komplekslikleri ve sistem modelinde hatalardan dolayı tercih edilmezler [50]. Alternatif olarak Oransal Çoklu Rezonanslı (PMR, Proportional Multi-Resonant) kontrol tekniği farklı araştırmacılar tarafından öne atılmaktadır.

Bu tez çalışmasında önerilen evirici sisteminin ada modlu çalışmasında PMR kontrolcüsünün analitik tasarımı ve tasarım kriterlerin belirlenmiştir. Tasarımı yapılan kontrolcü iç döngüsünde evirici akımı, dış döngüsünde çıkış gerilimi olmak üzere çift döngülüdür. Çift döngülü kontrolcü tek döngülü kontrolcülere göre hem sistemin dinamik cevabının daha iyi olması hem de alınan akım geri beslemesiyle kullanılacak filtrenin rezonans problemi aktif sönümlenme tekniği ile sönümlendirilmesi gibi avantajları olması sebebiyle tercih edilmiştir. Şekil 4.2’de ada modlu çalışma kontrol blok diyagramı gösterilmiştir.

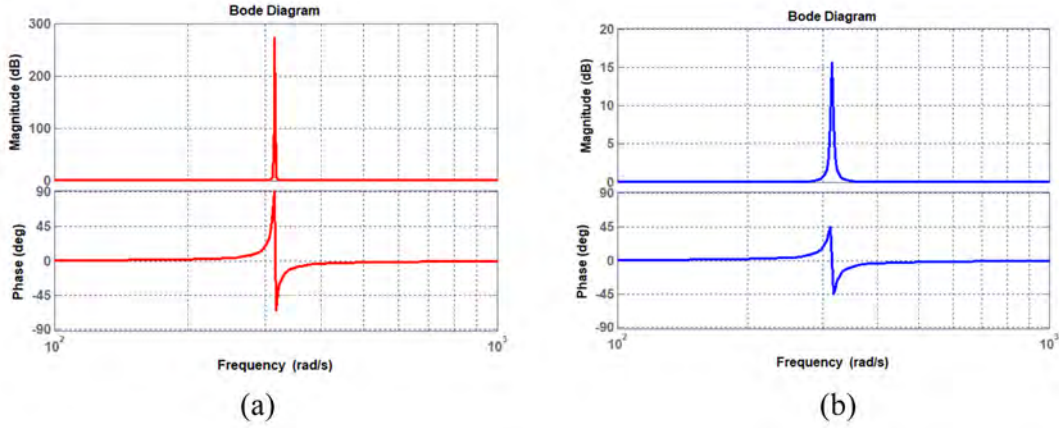


Şekil 4.2. Ada mod çalışma sistem model blok diyagramı.

Temel olarak ideal bir PR kontrolcüsünün transfer fonksiyonu Denklem (4.3)’deki gibidir. Transfer fonksiyonundan görüldüğü gibi ideal PR kontrolcüsünün  $\omega_1$  temel frekansındaki rezonans etkisinden dolayı kazanç sonsuz veya sonsuza yakındır. Buradaki  $K_p$  oransal katsayısı,  $K_i$  ise integratör katsayısıdır. Sönümlü PR kontrolcüsünün ise transfer fonksiyonu Denklem (4.4)’deki gibi bir kesim frekansına ( $\omega_c$ ) bağlı sönüm katsayısı vardır. Şekil 4.3’de ideal ve sönümlü PR kontrolcülerinin frekans cevap eğrileri verilmiştir.

$$G_{PR}^{ideal}(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_1^2} \quad (4.3)$$

$$G_{PR}^{snml}(s) = K_p + \frac{K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_1^2} \quad (4.4)$$

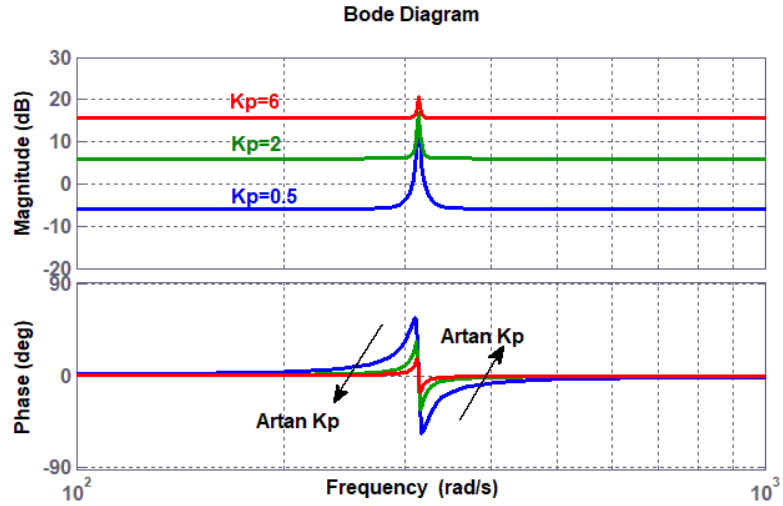


Şekil 4.3. PR kontrolcülerin frekans cevapları a) İdeal PR b) Sönümlü PR.

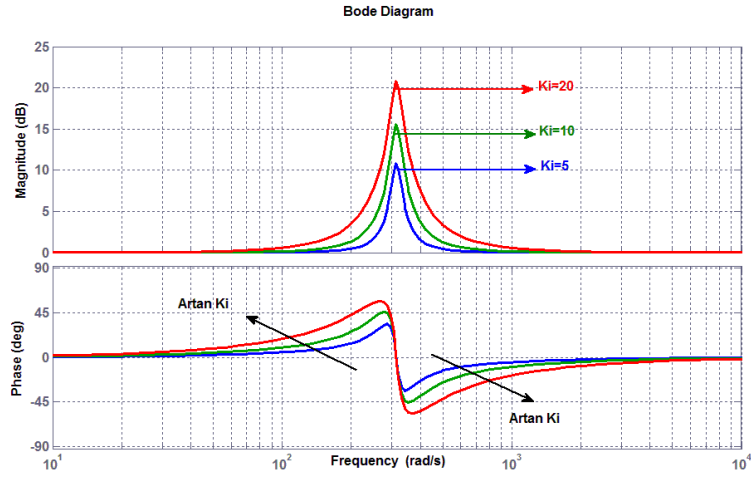
Bu kontrolcüdeki oransal katsayı genel olarak kontrolcünün dinamiğini ve sistemin kararlılığını ayarlarken, integratör katsayısı ise rezonans tepe genliğini ve ilgili frekans civarındaki bant genişliğini etkilemektedir [60]. Bu katsayıların etkisi Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'deki gibi gözlemlenmektedir.

Denklem (4.4) eşitliğinde verilen PR kontrolcü sadece  $\omega_1$  temel harmonik frekansı için rezonans oluştururken, tipik bir doğrusal olmayan yüklerin bulunduğu sistemde  $h=3., 5., 7.$  ve  $9.$  harmonikler çıkış gerilim THB değerinde etkileri olmaktadır. Bu nedenle bu frekanslardaki harmoniklerin bastırılması için PR kontrolcü Denklem (4.5)'deki gibi genel bir oransal çoklu rezonans (Proportional Multi Rezonans, PMR) için de yazılabilir.

$$G_{PMR}(s) = K_p + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_{ih} \omega_{ch} s}{s^2 + 2\omega_{ch} s + \omega_h^2}, h = 2n - 1 \quad (4.5)$$



Şekil 4.4. Sönümlü PR kontrolcünün farklı  $K_p$  değerlerinde frekans cevapları ( $K_i = 10$ ).

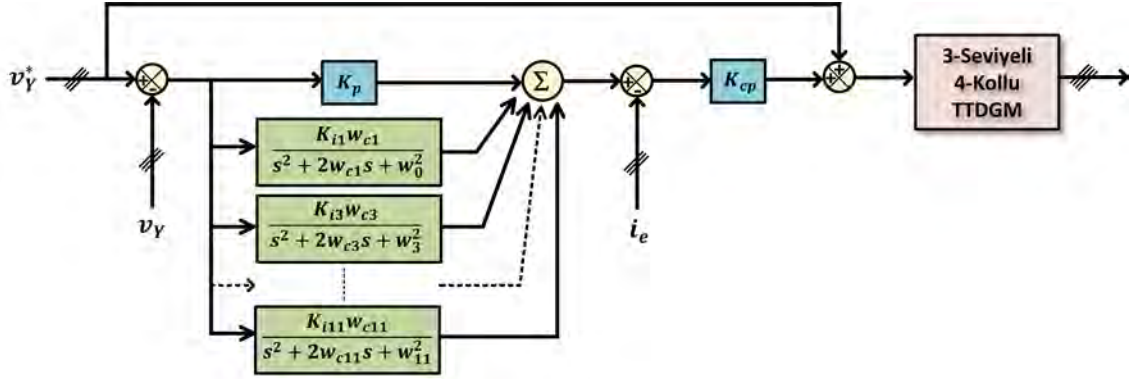


Şekil 4.5. Sönümlü PR kontrolcünün farklı  $K_i$  değerlerinde frekans cevapları ( $K_p = 1$ )

## 4.2. PMR TABANLI ÇİFT DÖNGÜLÜ KONTROLÇÜ TASARIMI

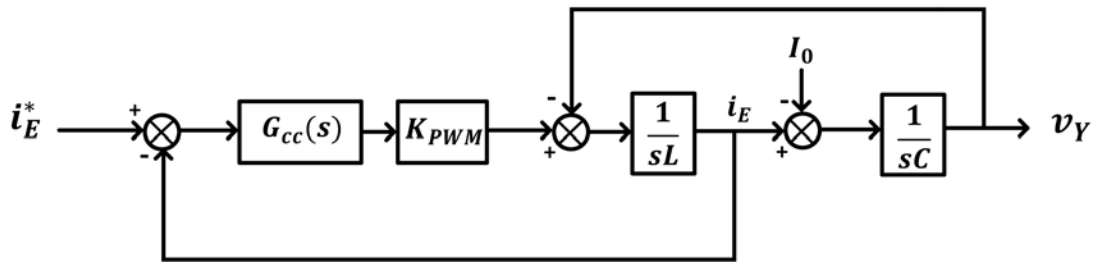
PMR tabanlı gerilim kontrolcüsü Denklem (4.5)'de görüldüğü gibi evirici çıkış gerilimindeki her bir frekans için rezonans kontrolcü içermektedir, fakat çok fazla rezonans kontrolcü eklenmesi sistemin kararlılığını bozabilmekte ve işlem yükünü artırmaktadır [61]. Bu nedenle Şekil 4.6'daki gibi bir çift döngülü PMR kontrolcüsü evirici çıkış gerilimini kontrol etmek için kullanılmıştır. Şekilde görüldüğü gibi referans gerilim ile evirici çıkış gerilimi karşılaştırılarak hata sinyali PMR kontrolcüsünde işlenmiş ardından elde edilen bilgi ile ölçülen evirici akımının farkı bir oransal akım kontrolcüsünden ( $K_{cp}$ ) geçirilmiştir. Böylece iç döngüde bir akım kontrolü sağlanmasının yanı sıra LC filtrenin

rezonans problemi de çözülmektedir. Akım kontrolcüsünün çıkışından alınan sinyaller ise DGM üreticine referans sinyaller olarak gönderilerek gerekli anahtarlama sinyallerinin oluşturulması sağlanmıştır.



Şekil 4.6. Evirici çıkış gerilim kontrolü için çift döngülü PMR kontrolcü blok diyagramı.

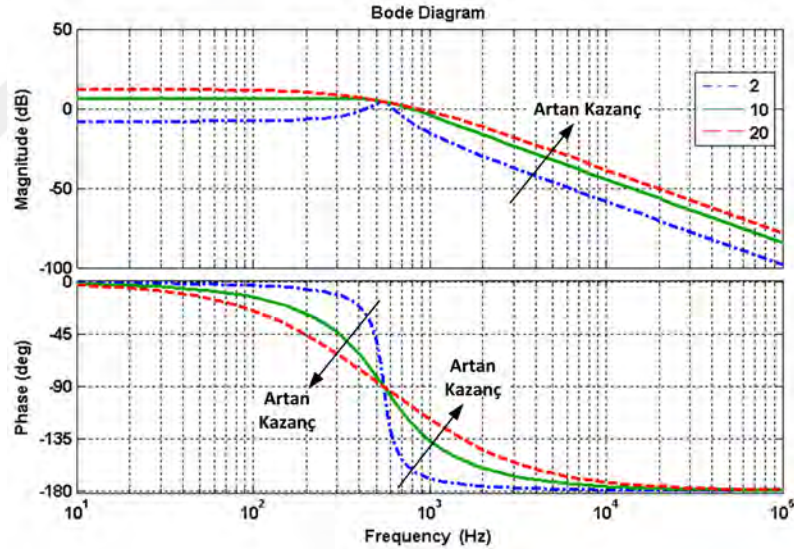
Çift döngülü kontrolcülerde iç döngüde yer alan akım döngüsünde kullanılacak akım geri beslemesinin kapasite veya bobin akımı olmasına göre iki farklı tasarım yapılabilmektedir. Literatürde de belirtildiği gibi akım geri beslemesinin bobin üzerinden alınması hem eviriciyi korumada hem de yüksek frekanstaki harmonik genliklerinin azaltılmasında etkilidir. Bu nedenle iç döngüde bobin akım geri beslemesi kullanılarak Denklem (4.1) ve (4.2) yardımıyla Şekil 4.7'deki gibi bir iç akım döngüsü blok diyagramı oluşturulmuştur. Elde edilen iç döngü modelinin kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem (4.6)'daki gibi elde edilmiştir. Bu döngüde PI veya PR kontrolcüler gibi integral terimi içeren kontrolcüler kullanabiliyor olsa da sadece oransal akım kontrolcüsü ( $K_{cp}$ ) kullanılmıştır. Böylece kontrolcünün analiz ve tasarımı kolaylaşmıştır. Diğer taraftan yüksek oransal kazanç kalıcı durum hatasını azaltmak için gerekmektedir. Bu sebeple Şekil 4.6'daki gibi bir gerilim ileri besleme yolu kontrolcü tasarımına eklenmiştir.



Şekil 4.7. Bobin akımı geri beslemeli iç döngü model yapısı.

$$\frac{I_E(s)}{I_{Eref}(s)} = \frac{K_{PWM}K_{cp}Cs}{CLs^2 + K_{PWM}K_{cp}Cs + 1} \quad (4.6)$$

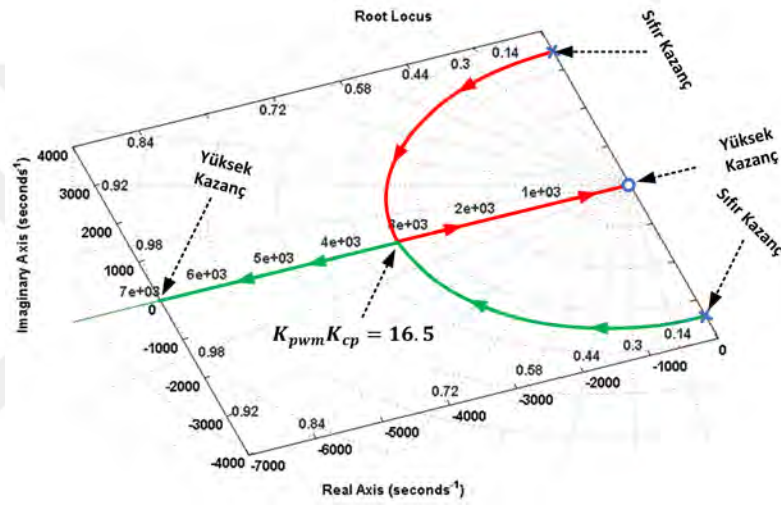
Denklem (4.6)'dan görüleceği üzere iç döngünün kapalı çevrim kazancı  $K_{PWM}$  ve  $K_{cp}$  değerlerine bağlıdır (filtre kapasitesinin daha önce belirlendiği varsayımıyla). Bu nedenle  $K_{PWM}K_{cp}$  oransal kazancı sistemin dinamik ve kalıcı durum performansı için önemlidir. Dahası, iç döngü filtre rezonansı için aktif sönümlemede sağlamaktadır. Bu sönümleme etkisinin rastgele dış döngü oransal katsayısını içeren sistemin açık çevrim frekans cevabı Şekil 4.8'de görülmektedir. Görüldüğü gibi bu oransal katsayı sadece iç döngü kontrolçüsünün frekans cevabını değil tüm sistemin frekans cevabını etkilemektedir. Farklı  $K_{PWM}K_{cp}$  oransal katsayıları sistemin 0dB geçiş frekansını ( $f_c$ , cross-over frequency) da kaydırdığı Şekil 4.8'den görülmektedir. Bu kazancın artması filtre rezonans etkisini ve tüm sistemin 0dB geçiş frekansını artırmaktadır.



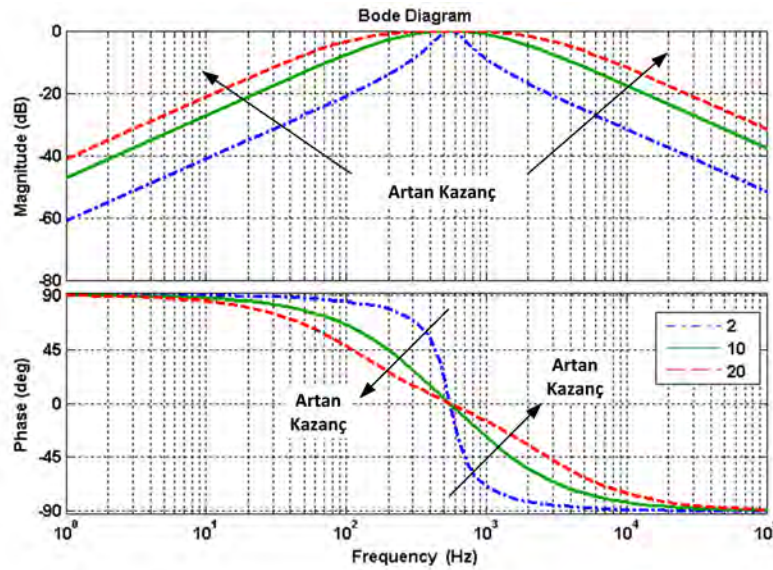
Şekil 4.8. Sabit dış döngü oransal katsayısı ile farklı iç döngü oransal katsayıları ( $K_{PWM}K_{cp} = 2, 10, 20$ ) için açık çevrim sistem frekans cevabı.

Diğer taraftan, iç döngünün kök yer eğrisinin verildiği Şekil 4.9'dan görüldüğü üzere bu  $K_{PWM}K_{cp}$  kazancının sıfırdan 16.5 değerine kadar artması iç döngünün köklerini çakış duruma doğru taşımaktadır. Bu artış durumunda iç döngünün sönümleme katsayısı ( $\zeta$ ) maksimum 1 değerine ulaşmaktadır. Bu değerden sonra kazanç değerinin daha artırılması düşünülebilir, fakat bu kazancın üst sınırı, iç döngü band genişliği ile sınırlıdır.

Bu band genişliğinin maksimum alabileceği değer ise anahtarlama frekansı ( $f_{sw}$ ) ile sınırlandırılmıştır. Şekil 4.10'dan görüldüğü gibi  $K_{PWM}K_{cp}$  değerinin artmasıyla iç döngü band genişliği de artmaktadır. Uygulamada band genişliği anahtarlama gürültülerinin azaltılması için anahtarlama frekansının yeterince altında tutulmaktadır. İstenilen band genişliği ( $\omega_{bw}$ ) frekans değerinde  $G_{CC}(s)$  transfer fonksiyonunun genliği  $1/\sqrt{2}$ 'ye eşittir ( $|G_{CC}(s)| = 1/\sqrt{2}$ ). Bu eşitlikle birlikte  $K_{PWM}K_{cp}$  kazancının üst limiti Denklem (4.7)'ye göre kontrol edilebilir. Bu çalışmada  $K_{PWM}K_{cp}$  kazancı  $\omega_{bw} = f_{sw}/2$  değerinden daha düşük olan ve sistem kararlılığı daha garantileyen ve yüksek performans sağlayan 16,5 olarak belirlenmiştir.



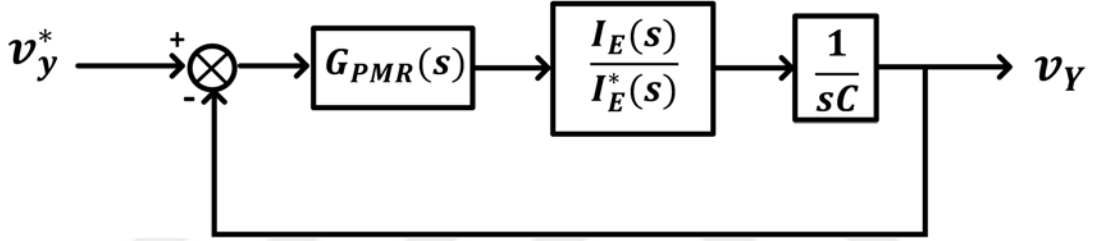
Şekil 4.9. İç döngü kök yer eğrisi.



Şekil 4.10. Sabit dış döngü oransal katsayısı ile farklı iç döngü oransal katsayıları ( $K_{PWM}K_{cp} = 2, 10, 20$ ) için kapalı çevrim sistem frekans cevabı.

$$K_{PWM}K_{cp} = \frac{CL\omega_{bw}^2 - 1}{C\omega_{bw}} \quad (4.7)$$

İç akım döngüsü tasarımı gerçekleştirildikten sonra PMR tabanlı dış gerilim kontrolcüsü önerilen sistem için tasarlanabilir. Önerilen sistem dengesiz ve doğrusal olmayan yük gruplarına da dengeli 3-faz nominal gerilim sağlaması gerektiği için sıfır sıra gerilim ve düşük harmonilerin kontrol edilmesi gerekmektedir. Önerilen sistemin bu özellikleri sağlayabilmek için her bir fazın çıkış gerilimleri bağımsız olarak kontrol edilmesi gerekmektedir. Şekil 4.11’de önerilen sistemin tek fazı için oluşturulmuş PMR tabanlı dış gerilim döngüsü modeli verilmiştir.

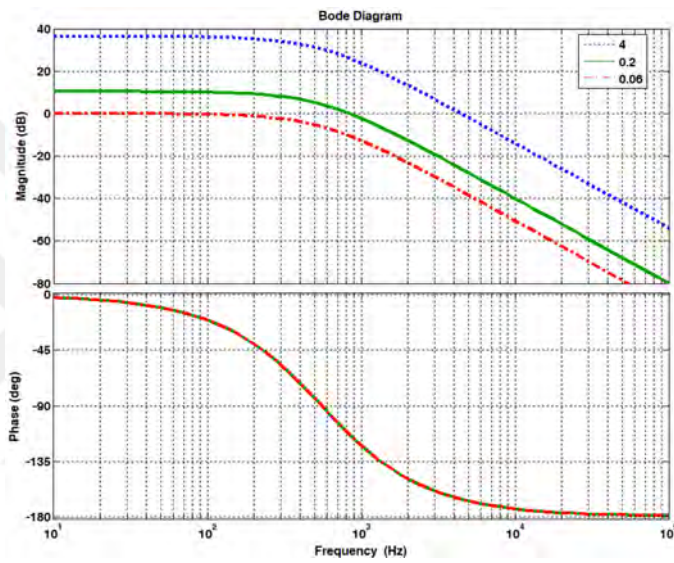


Şekil 4.11. Önerilen sistem için PMR tabanlı dış döngü kontrolcüsünün tek faz modeli.

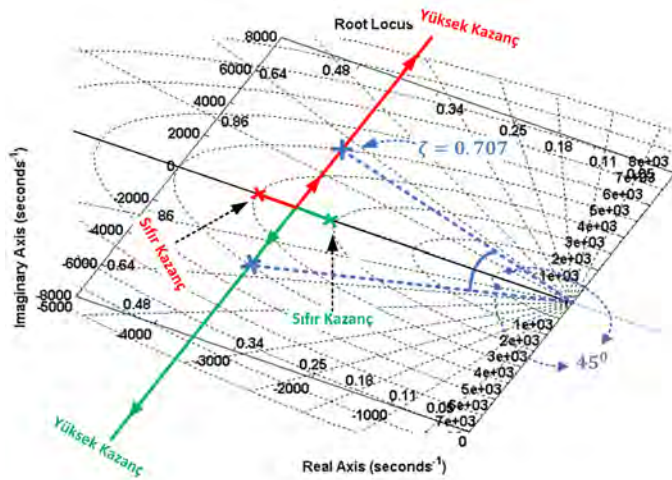
Dış döngü kontrolcüsünün tasarımında, temel frekans harmoniğinin dinamik performansı genellikle PMR kontrolcüsünün oransal kısmı ( $K_p$ ) ile belirlenmektedir ve bu oransal kısım sistemin kararlılığını da etkilemektedir. Bu nedenle PMR kontrolcüsünde iyi tasarlanmış bir oransal kısım sistemin geçici durum performansını ve kararlılığını arttıracaktır. Denklem (4.8)’de  $K_p$  katsayısının etkisinin incelenmesi için her bir harmonik kompensatörün integrator kısımları sıfır olarak alınabilir ( $G_{PMR}(s) = K_p$ ), çünkü her bir harmonik kompensatörünün integratör kısımlarının sistem faz ve kazanç marjları üzerine etkisi yoktur. Şekil 4.12’de görüldüğü gibi verilen tüm durumlar aynı faz çizimine sahiptir, bu yüzden  $K_p$  değerinin azalması sadece sistemin daha yüksek faz marjına sahip olmasını sağlayacak sıfır geçiş frekansının azalmasına neden olacaktır. Diğer taraftan geçici hal cevabının iyileştirilmesi de KVC değerinin artmasıyla sağlanabilir. Sonuç olarak  $K_p$  değerinin belirlenmesinde geçici durum cevabı ve sistem kararlılığı arasında bir ödünleşme vardır. Optimum sistem performansı için  $K_p$  değeri sistemin köklerinin Şekil 4.13’de görüldüğü gibi kök yer eğrisinde real eksen ile 45 derecelik bir açı yapacağı ve bununda

$\zeta = 0,707$  değerini sunacağı  $K_p = 0,06$  değeri seçilebilir. Fakat, bu değer sistemin genlik eğrisini 0dB değerinin üzerinde tutmaya yetmeyecektir (Şekil 4.12’ de görüldüğü gibi). Buda sistemi kararsız hale getirebilmektedir. Bu nedenle daha büyük olan  $K_p = 0,2$  değeri seçilmesi minimum performans kaybı ile sistem genlik eğrisini 0dB’nin üzerine taşımıştır.

$$\frac{v_{out}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{G_{PMR}(s)G_{CC}(s)}{sC + G_{PR}(s)G_{CC}(s)} \quad (4.8)$$

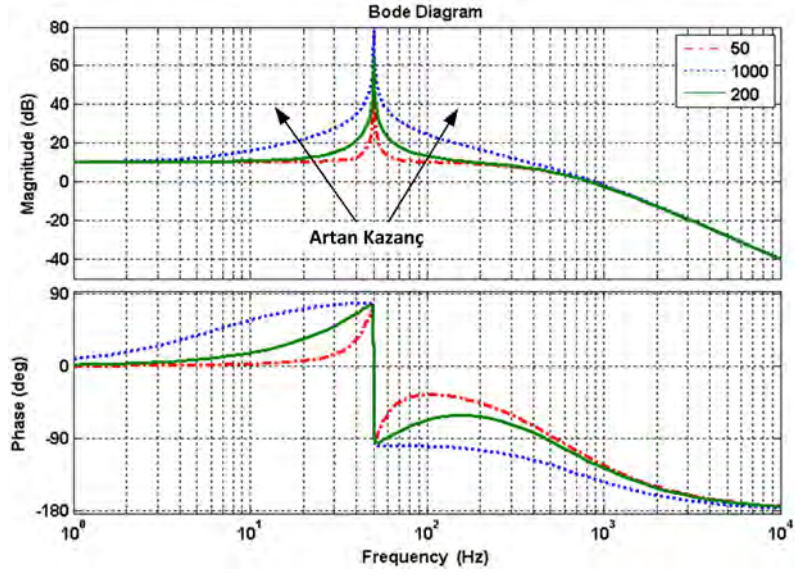


Şekil 4.12. Kapalı çevrim sistemin  $(v_{out}(s)/v_{ref}(s))$   $G_{PMR}(s) = K_p$  şartında  $K_p = 4, 0, 2, 0, 61$  için frekans cevabı.

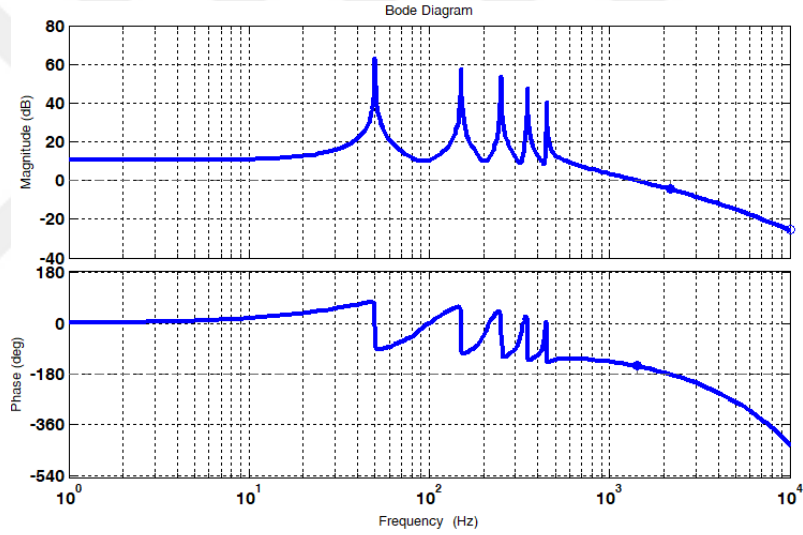


Şekil 4.13. Tüm sistemin  $G_{PMR}(s) = K_p$  şartında kök yer eğrisi.

PMR kontrolcüsünün ( $G_{PMR}(s)$ ) oransal katsayı kısmı belirlendikten sonra, yük tarafından çıkış gerilimlerinde meydana gelen harmonikler her bir harmonik kompensatörün integratör kazancının ayarlanmasıyla bastırılabilir. Bu integratörler, sistemin 0dB geçiş frekansının her bir harmonik kompensatörün rezonans frekansından büyük olması şartıyla ( $2\pi f_c > \omega_h$ ) sadece kendi rezonans frekansları etrafında etkilidir. Şekil 4.14’de görüldüğü üzere bu kazanç değerleri (sabit  $K_p$  ve  $K_{cp}$  değerleri altında) sadece rezonans tepe büyüklüğünü ve  $\omega_c$  rezonans frekansı civarındaki band genişliğini belirlemektedir. Bu integratör kazançlarının artırılmasıyla kalıcı durum hatası ve ilgili harmoniklerin (h) faz hatasını azaltmaktadır. Fakat, tam bir analiz için bu kazanç değerlerinin ( $K_{ih}$ ) üst limiti sistemin kararlılığı için göz önünde bulundurulmalıdır. Bu nedenle PMR kontrolcüsünün transfer fonksiyonu her bir harmonik kompensatörü için indirgenebilir. Ardından bu indirgenmiş  $G_{PMR}(s)$  transfer fonksiyonları Denklem (4.8)’de yerine yazılır. Buda her bir harmonik kompensatör için ayrı ayrı kapalı döngü transfer fonksiyonunu Denklem (4.9)’daki gibi verir. Bu eşitliğin paydası Routh-Hurwitz kriteri kullanılarak her bir harmonik kompensatörünün integral kazançlarının katsayıları sistemin kararlılık limiti için kullanılabilir. Her bir harmonik kompensatörünün integratör kazançlarının üst değerleri Denklem (4.10)’daki gibi Routh-Hurwitz kriteri ile elde edilir. Bu yolla, önerilen sistem için 1., 3., 5., 7., ve 9. harmonik kompensatörlerinin integratör kazanç üst değerleri sırasıyla 3643, 1165, 699, 499 ve 388 olarak elde edilir. Fakat bu tez çalışmasında uygulanan değerler yukarıda bahsedilen değerlerden daha küçük olarak seçilmiştir. Böylece olası bir sistem parametresinin değişmesi veya yanlış bir modelleme durumu karşısında kontrolcü sistemin kalıcı durum hatası ve faz hatası sıfıra yakınsayabilecektir. İlgili bu integratör katsayılarının tam değerleri ise referans [62]’de verildiği gibi sistem en zor yük koşulunda çalıştırılarak her bir harmonik kompensatörler sırasıyla eklenip ilgili harmoniğin evirici çıkış geriliminde bastırılması gözlemlenerek elde edilmiştir. Elde edilen tüm katsayılarla tasarlanan sistemin açık çevrim frekans cevabı Şekil 4.15’de verilmiştir. Buradaki faz ve genlik kazançlarından görüldüğü üzere tasarlanan kontrolcü ile birlikte sistem kararlıdır.



Şekil 4.14. Sistemin  $G_{PMR}(s) = K_p$  ile farklı  $K_{ih}$  değerleri için frekans cevabı.



Şekil 4.15. Tasarlanan PMR kontrolcüyle birlikte sistemin açık çevrim frekans cevabı.

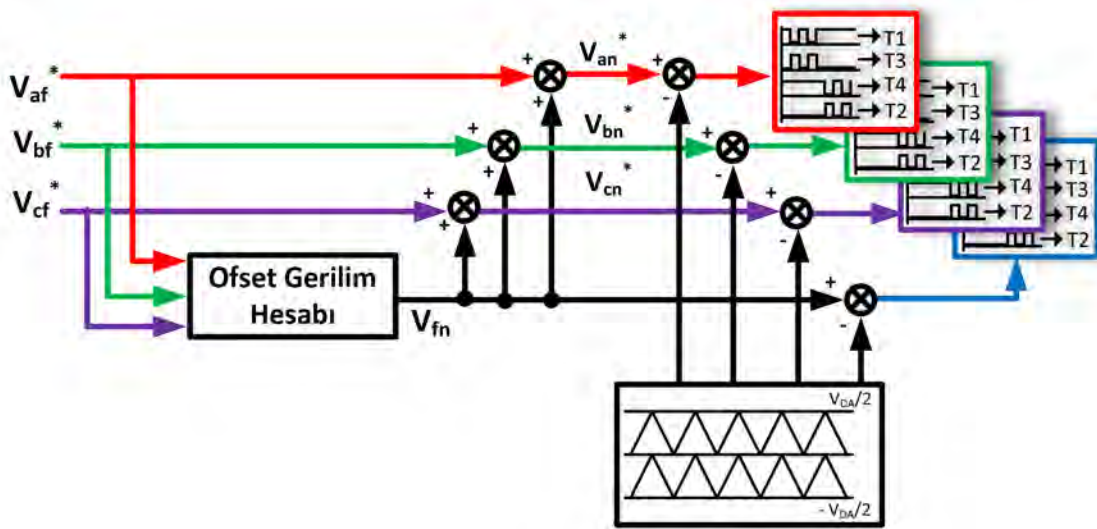
$$\frac{v(s)}{v^*(s)} = \frac{s^3(K_{cp}K_pK_{PWM}) + s^2(K_{cp}K_{PWM}(K_{ih}\omega_{ch} + 2K_p\omega_{ch})) + s(K_{cp}K_pK_{PWM}\omega_h^2)}{s^5(LC) + s^4(CK_{cp}K_{PWM} + 2LC\omega_h) + s^3(CL\omega_h^2 + K_{cp}K_pK_{PWM}) + 2CK_{cp}K_{PWM}\omega_{ch} + 1 + s^2(CK_{PWM}K_{cp}\omega_h^2 + 2\omega_{ch} + K_{cp}K_{PWM}K_{ih}\omega_{ch}^2) + 2K_{cp}K_pK_{PWM}\omega_{ch}) + s(\omega_h^2 + K_{cp}K_pK_{PWM}\omega_h^2)}$$

(4.9)

$$K_{ih} > \frac{(CK_{cp}K_{PWM} + 2LK_{PWM})(CL\omega_h^2 + K_{cp}K_{PWM}K_p + 2CK_{cp}K_{PWM}\omega_{ch} + 1) - CL(CK_{cp}K_{PWM}\omega_h^2 + 2\omega_{ch} + 2K_{cp}K_{PWM}K_p\omega_{ch})}{CLK_{cp}K_{PWM}\omega_{ch}} \quad (4.10)$$

### 4.3. 3-FAZLI 4-KOLLU 3-SEVİYELİ AT-NPC EVİRİCİ MODÜLASYON TEKNİĞİ

Kontrolcü çıkışında referans sinyaller elde edildikten sonra bu referans sinyallerle uygun anahtarlama sinyallerinin oluşturulması gerekmektedir. Anahtarlama sinyallerinin üretilmesinde en sık kullanılan yöntemler taşıyıcı tabanlı DGM (TTDGM) ve Uzay Vektör Modülasyon (Space Vector Modulation, SVM) yöntemidir. SVM yönteminde 3-fazlı 3-seviyeli 4-kollu evirici için 81 tane anahtarlama durumu olduğu için işlem yükü açısından dezavantajlıdır [63]. Bu nedenle tez kapsamında önerilen evirici sistemi için Şekil 4.16'da gösterilen TTDGM üretici tercih edilmiştir. Bu üretici kendisine verilen 3-faz referans sinyallerden Denklem (4.11)'e göre bir uç gerilim hesabı (offset voltage calculation) ile dördüncü kol için gerekli referans sinyalini belirler. Elde edilen her bir referans sinyali üçgen bir taşıyıcı sinyalle karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri oluşturulmaktadır [64], [65].

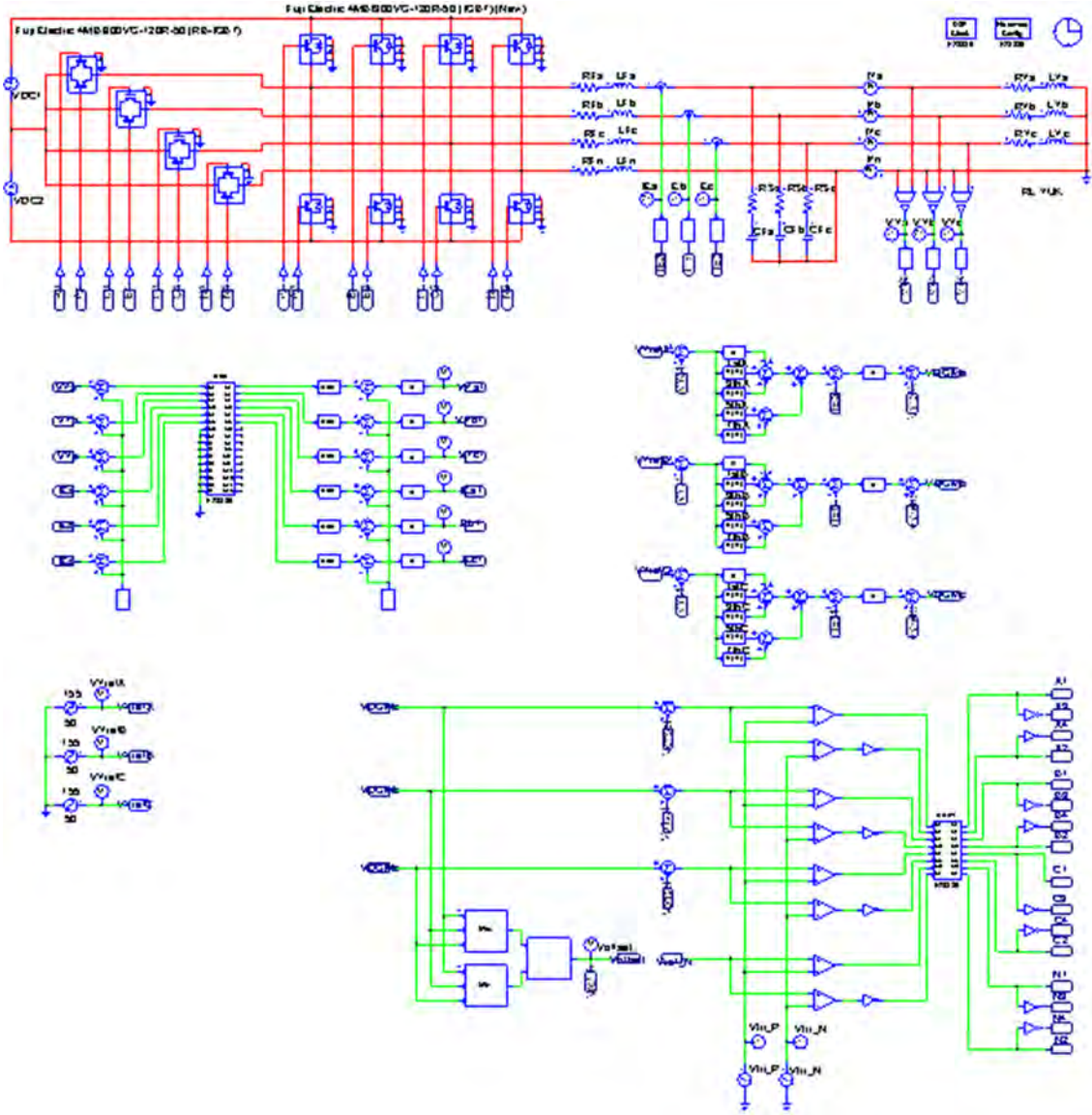


Şekil 4.16. 3-seviyeli 4-kollu evirici için TTDGM tekniği blok diyagramı.

$$V_{fn} = \begin{cases} -\frac{V_{min}^*}{2} & , v_{max}^* < 0 \\ -\frac{V_{max}^*}{2} & , v_{min}^* > 0 \\ -\frac{V_{min}^* + V_{max}^*}{2} & , elsewhere \end{cases} \quad (4.11)$$

#### 4.4. ADA MODLU ÇALIŞMA BENZETİM SONUÇLARI

3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC eviricinin ada modlu çalışması için geliştirilen PMR tabanlı kontrol algoritması PSIM benzetim programında kapsamlı bir şekilde test edilmiştir. Çizelge 4.1’de ada modlu çalışma için sistem parametreleri verilmiştir. Benzetim çalışmalarının sonuçları 3-fazlı RL tipi dengesiz doğrusal yükler ve her bir faza bağlanan 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük türleri için verilmiştir. Ada modlu çalışma için PSIM yazılımında oluşturulan 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli evirici sistemi Şekil 4.17’de verilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi güç katında AT-NPC evirici topolojisini gerçekleştirmek için oluşturulan Fuji Electronic 4MBI300VG-120R-50 RB-IGBT modülü modeli kullanılmıştır.



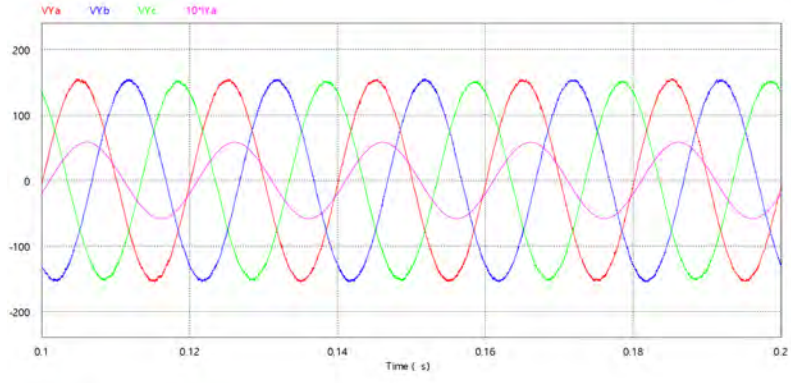
Şekil 4.17. Ada modlu çalışma için PSIM benzetim blok diyagramı.

Çizelge 4.1. Ada modlu çalışma sistem parametreleri.

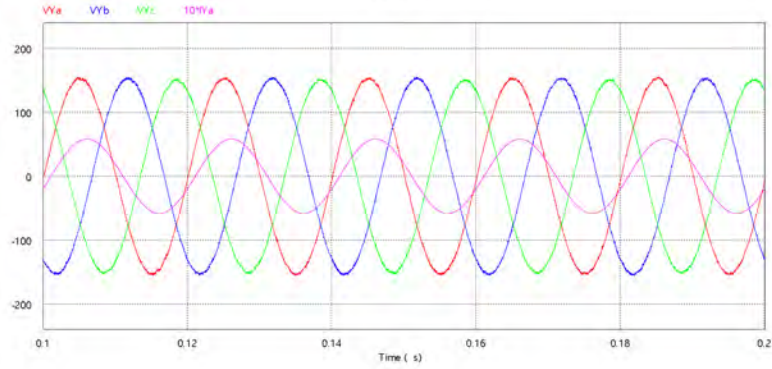
| Parametreler                                 | Değerler                                 |
|--|--|
| AA Gerilim ve Frekans                        | 110V, 50Hz                               |
| DA Bara Gerilimi                             | 350V                                     |
| Filtre Endüktansı                            | 3mH                                      |
| Filtre Kapasitörü                            | 27 $\mu$ F                               |
| Anahtarlama Frekansı                         | 20kHz                                    |
| RL Tipi Dengesiz Yük (a, b fazı) ve (c-fazı) | 25 $\Omega$ , 25mH ve 17 $\Omega$ , 25mH |
| 1-Fazlı Diyotlu Doğrultucu Tipi Yük          | 330 $\mu$ F, 50 $\Omega$ , 25mH          |

İlk benzetim çalışmasında RL tipi dengesiz doğrusal yükler evirici çıkışına bağlanarak dengesiz yük durumunda sistemin performansı test edilmiştir. Şekil 4.18'de ada modlu çalışmada RL tipi doğrusal yük koşulunda benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 4.18.a'da RL yük gerilimleri ve a-fazı yük akımı görülmektedir. Yük gerilimleri dengeli olup 109V etkin değere ve %1,2 THB değerine sahiptir. Şekil 4.18.b'de ise RL yük akımları gösterilmiştir. Bu akımlar a ve b-fazı 4,12A, c-fazı 5,68A ve nötr akımı 1,69A olarak ölçülmüştür.

İkinci benzetim çalışmasında evirici çıkışında doğrusal olmayan yük olarak Şekil 4.19'daki gibi her bir faza 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi yükler bağlanmıştır. Şekil 4.20'da ada modda 1-faz diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda benzetim sonuçları gösterilmektedir.

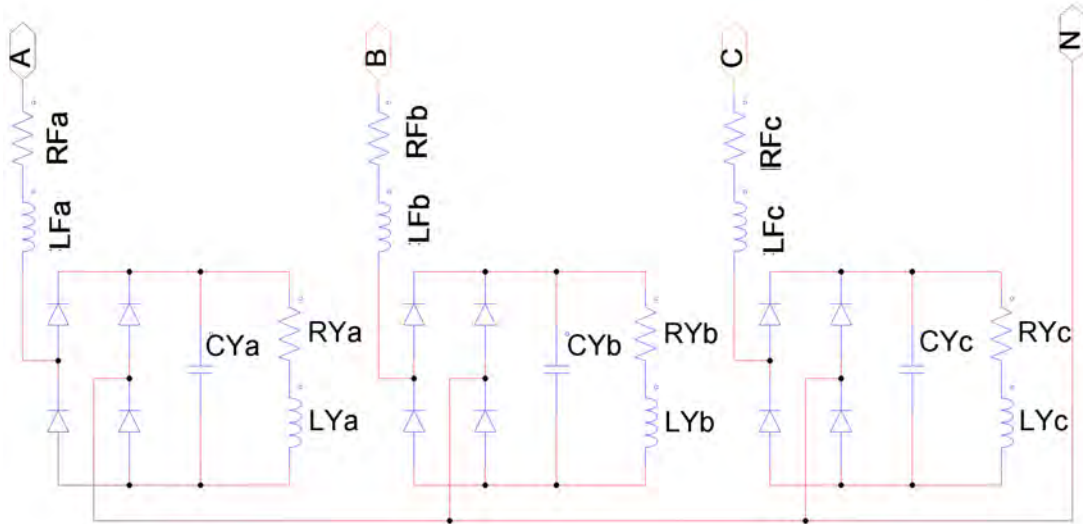


(a)

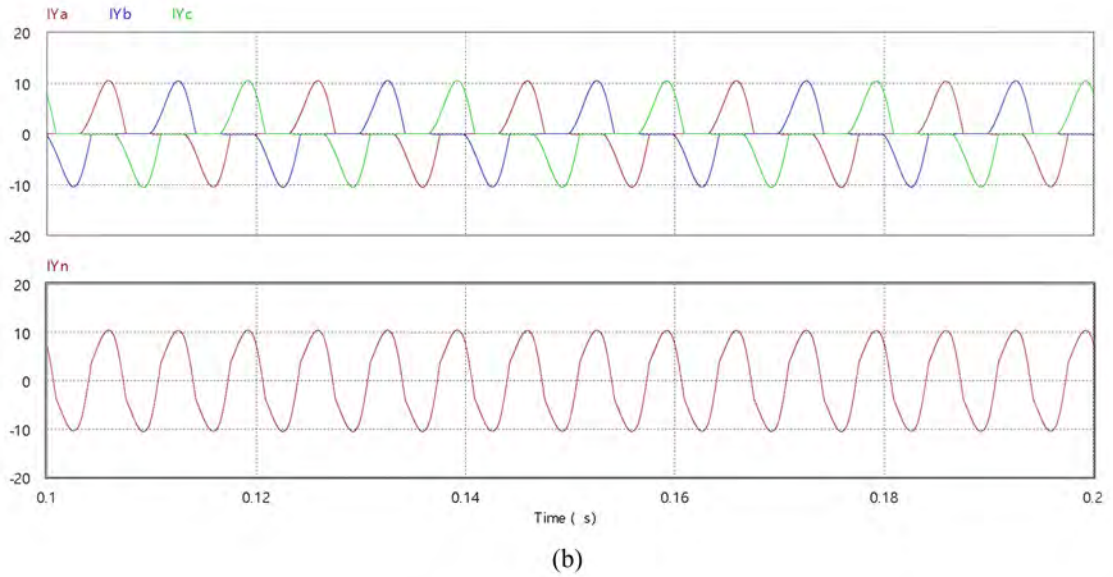
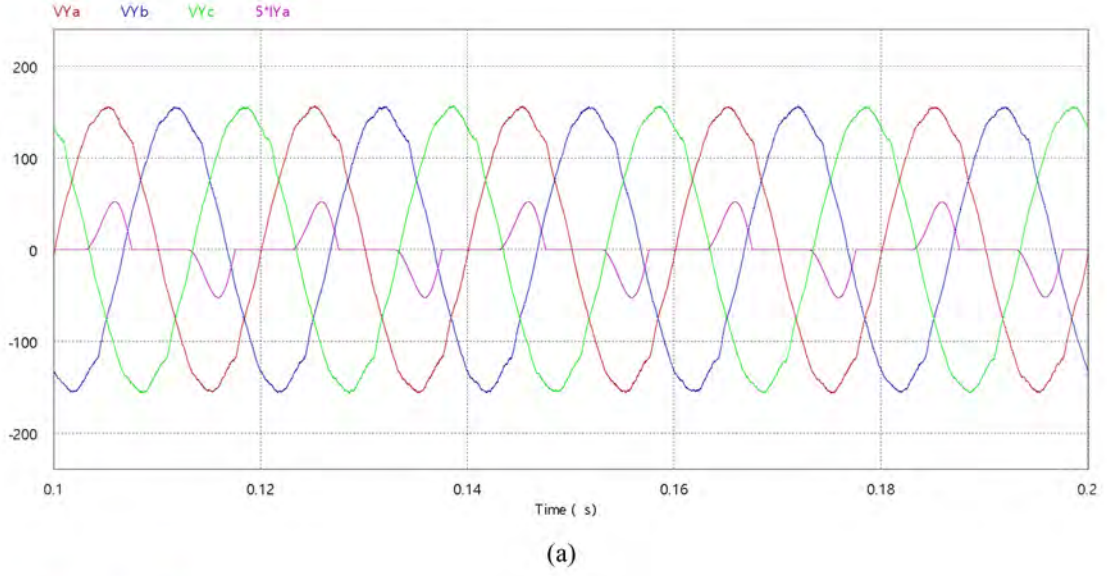


(b)

Şekil 4.18. Ada modda RL tipi doğrusal yük koşulunda benzetim sonuçları a) Yük gerilimleri ve a-fazı yük akımı b) Yük akımları ve nötr kol akımı.



Şekil 4.19. 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yüklerin bağlantısı.



Şekil 4.20. Ada modda 1-faz diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda benzetim sonuçları a) Yük gerilimleri ve a-fazı yük akımı b) Yük akımları ve nötr kol akımı.

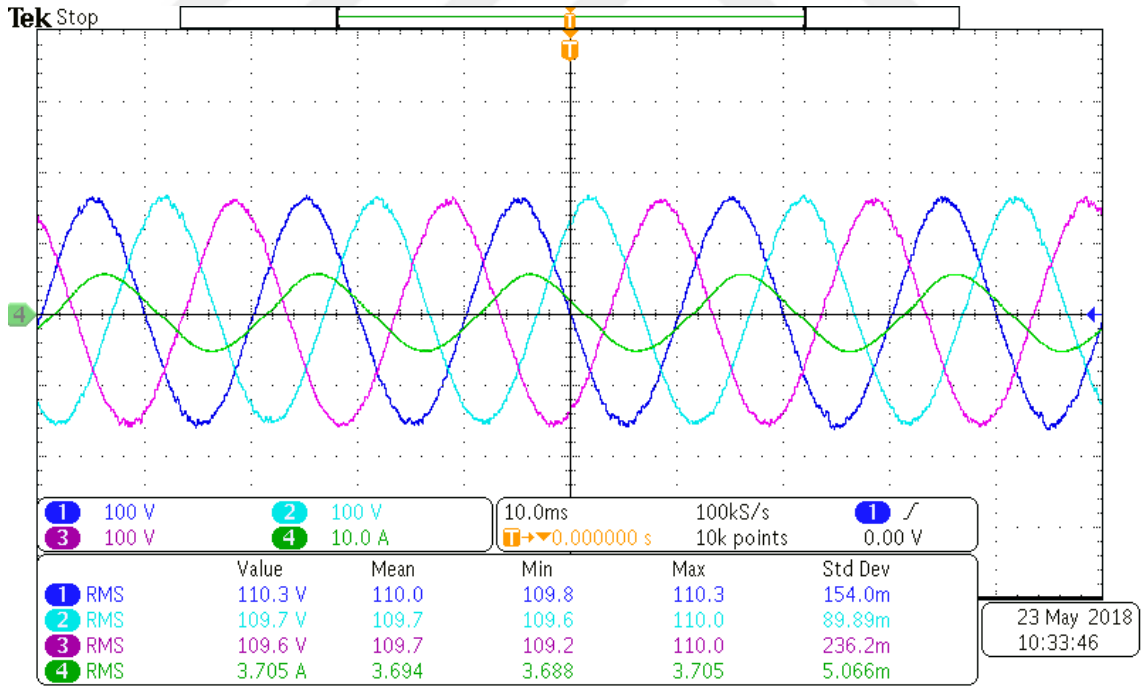
Bu yük koşulunda Şekil 4.20.a'da yük gerilimleri ve a-fazı yük akımı Şekil 4.20.b'de ise yük akımları gösterilmiştir. Bu zorlu yük koşulunda evirici yük uçlarında dengeli ve sinüzoidal gerilim sağlayabilmiştir. Yük gerilimleri yaklaşık 109V etkin değere ve %2,2 THB değerine sahiptir. Yük akımları 4,5A, %78 THB ve nötr akımı 7,6A olarak ölçülmüştür.

Elde edilen benzetim çalışması sonuçlarına göre önerilen 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC eviricinin ada modlu çalışması durumu için tasarlanan çift döngülü PMR kontrolcü doğrusal

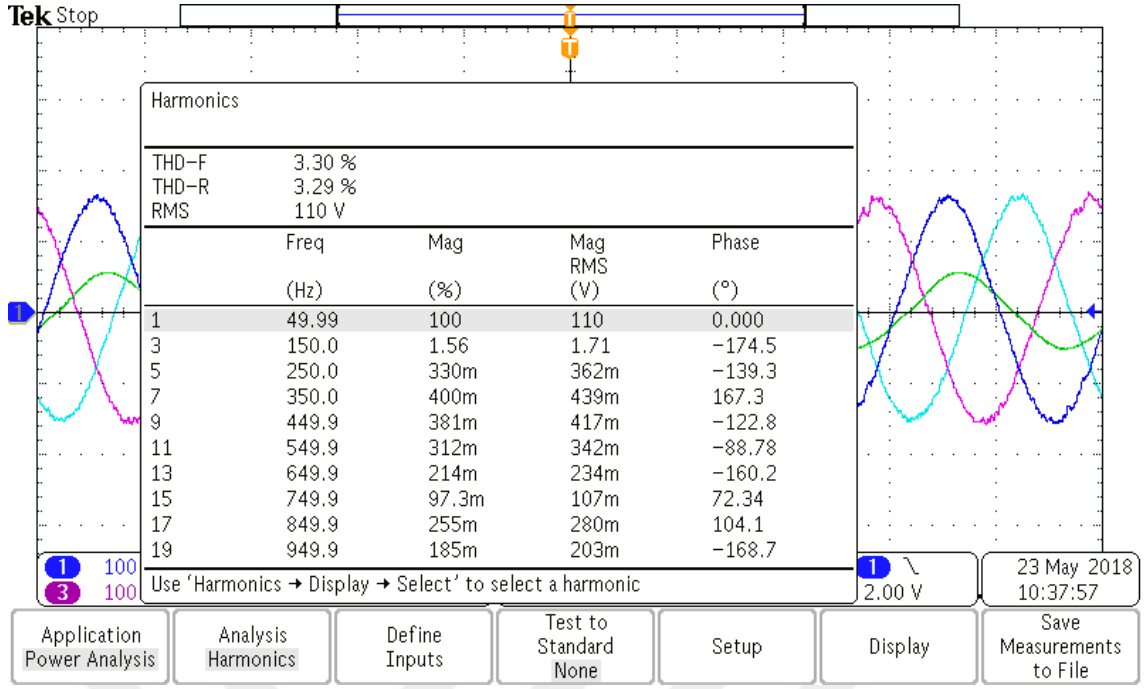
olmayan ve dengesiz yük altında evirici çıkış gerilim THB değerini %3'ün altında tutmuş ve referans gerilim işaretini yaklaşık sıfır kalıcı durum hatasıyla takip etmiştir. Ayrıca çift döngülü yapısı sayesinde sistemdeki filtre rezonans problemi aktif sönümlenme tekniği ile çözümlenerek bant genişliği arttırılmıştır.

#### 4.5. ADA MODLU ÇALIŞMA DENEYSEL SONUÇLARI

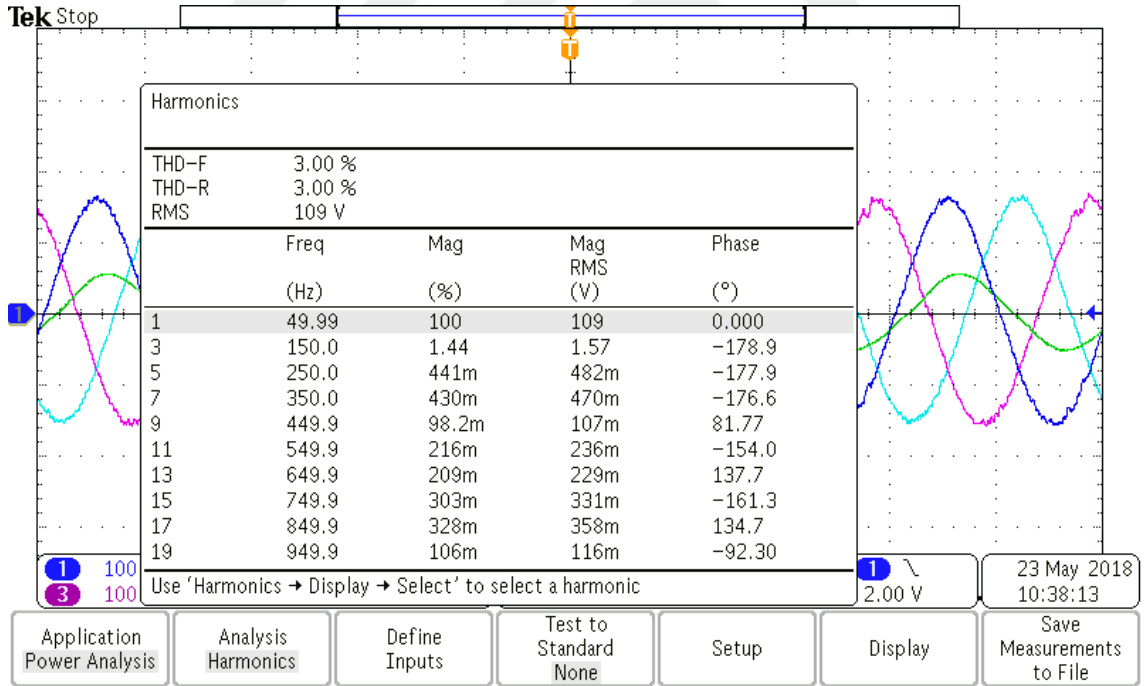
İlk deneysel test durumunda, 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sistemi çıkışına RL tipi dengesiz doğrusal yükler bağlanmıştır. Aşağıda ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda deneysel sonuçlar görülmektedir. Bu yük koşulu altında yük gerilimleri ve a-fazı akım Şekil 4.21'de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi bu yük koşulunda yük gerilimleri dengeli ve sinüzoidal dalga şekline sahiptir. Şekil 4.22 ve Şekil 4.23'de sırasıyla a ve c-fazı yük gerilimlerinin THB değerleri verilmiştir. Görüldüğü üzere dengesiz yük altında çıkış gerilimlerinin THB değeri %3 civarındadır. Şekil 4.24 ve Şekil 4.25'de sırasıyla a ve c-fazı güç kalitesi değerleri görülmektedir. Şekil 4.26'da, her bir fazın akımları ve dengesiz yükten kaynaklanan nötr akımı dalga şekilleri ve ölçülen değerler verilmiştir.



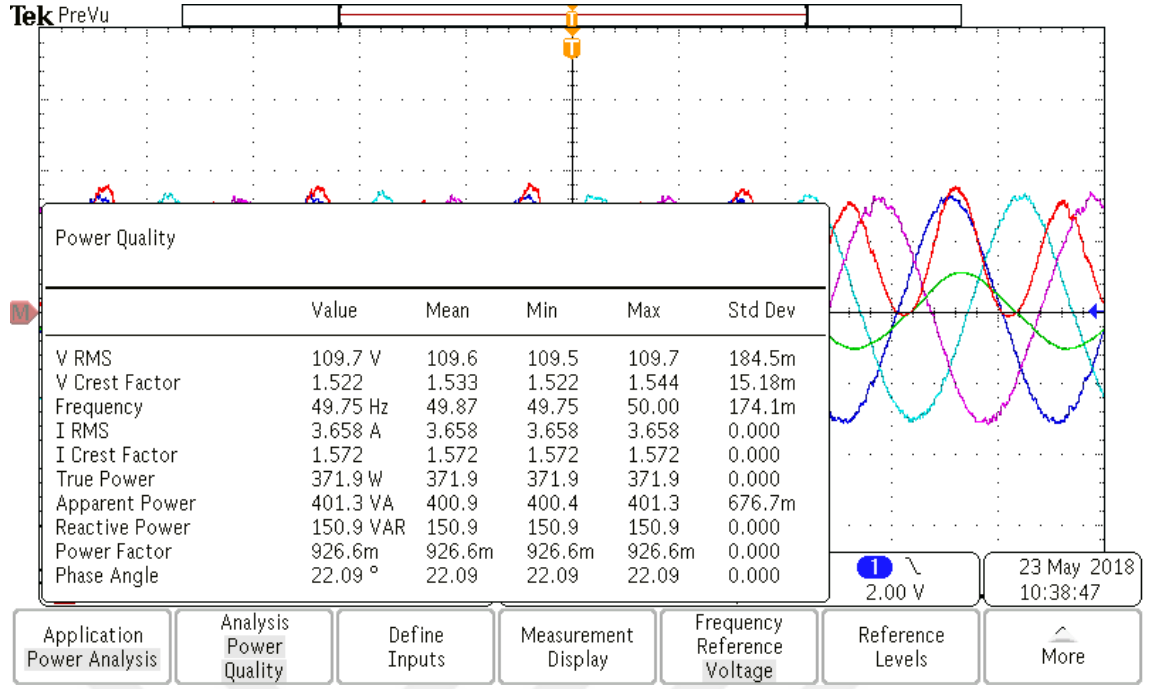
Şekil 4.21. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda yük gerilimleri ve a-fazı akımı.



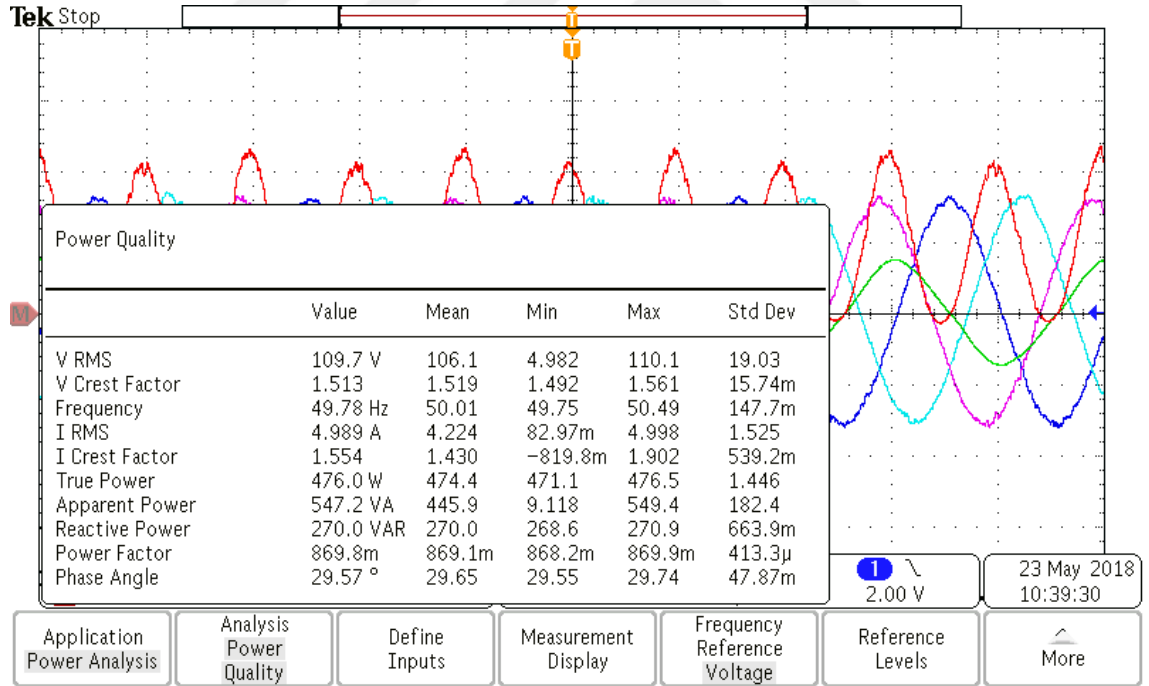
Şekil 4.22. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda a-fazı yük gerilim THB değeri.



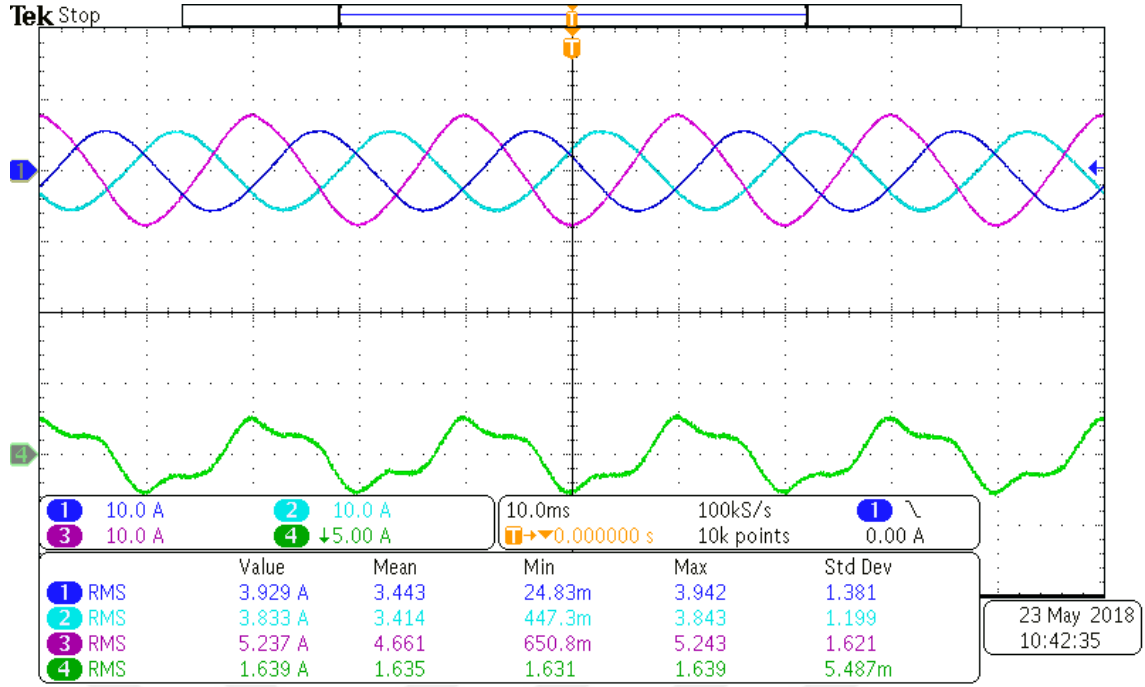
Şekil 4.23. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda c-fazı yük gerilim THB değeri.



Şekil 4.24. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda a-fazı güç kalitesi değerleri.

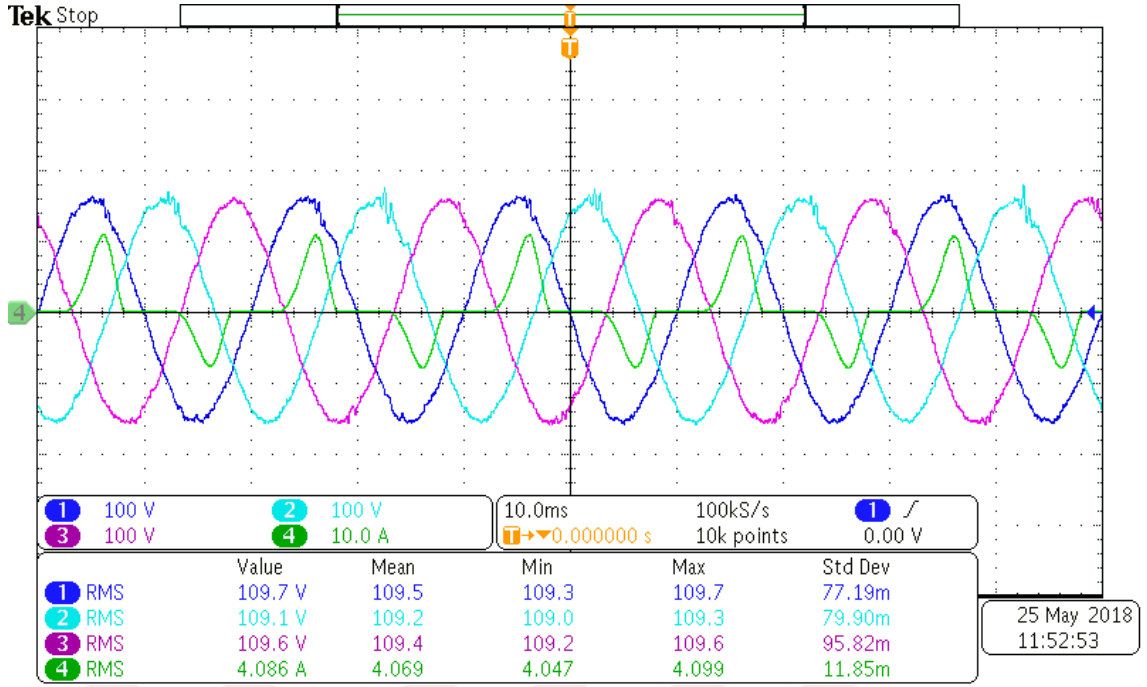


Şekil 4.25. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda c-fazı güç kalitesi değerleri.

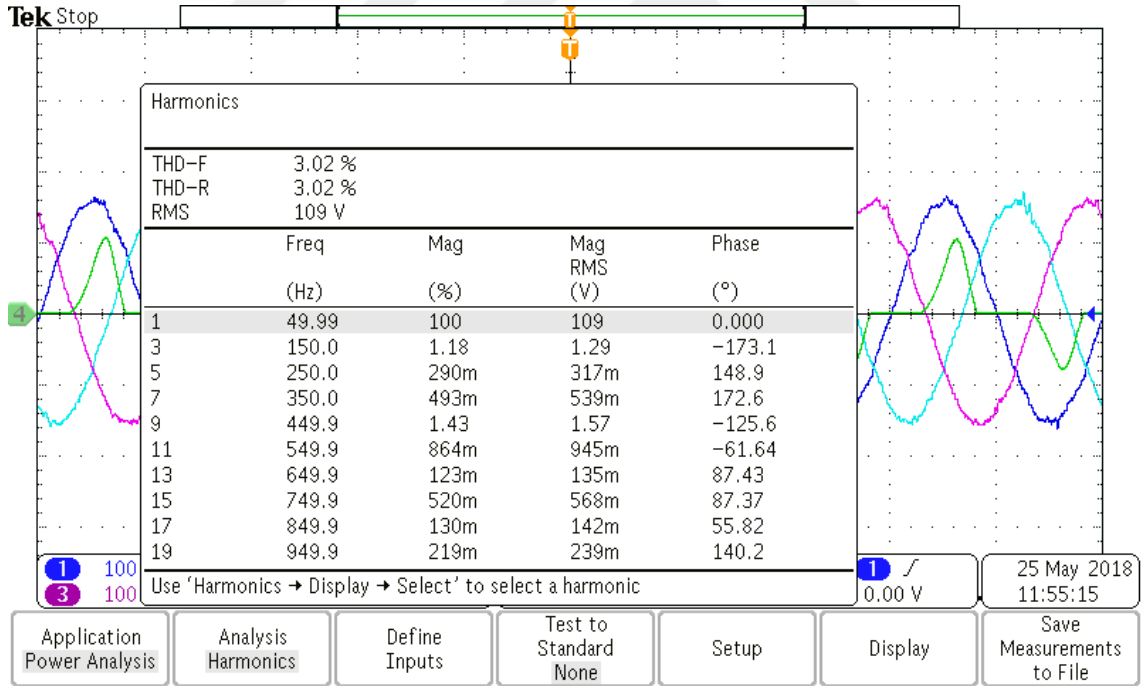


Şekil 4.26. Ada modda RL tipi dengesiz doğrusal yük koşulunda yük akımları ve nötr akımı.

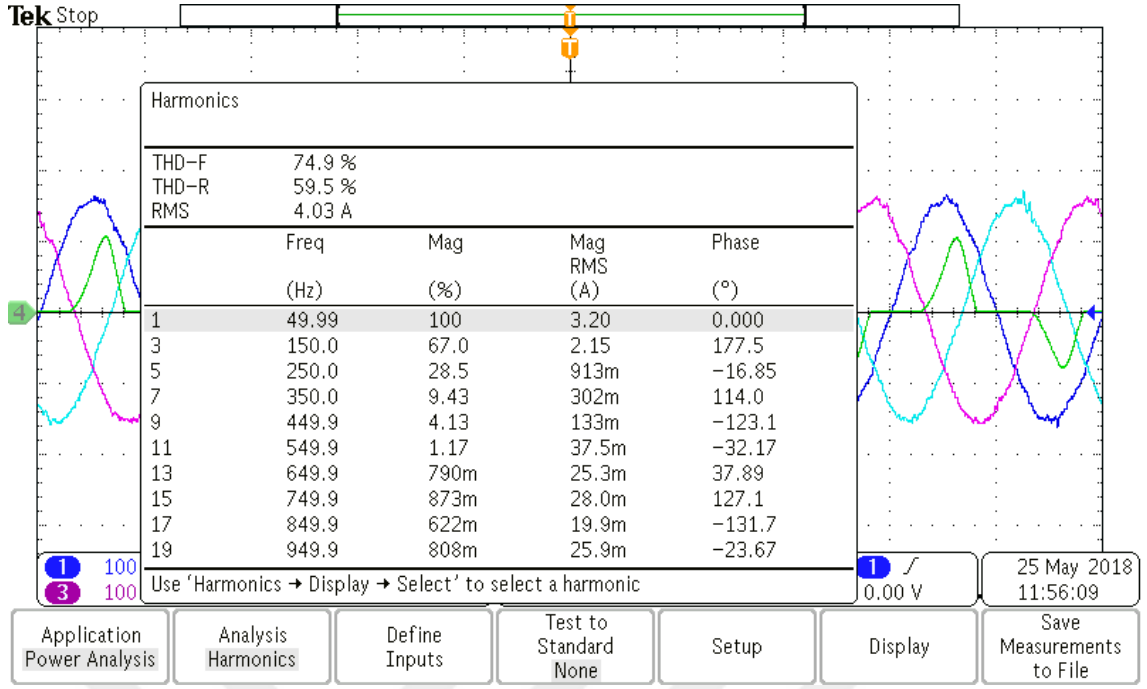
İkinci deneysel test çalışmasında, 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük evirici çıkış terminallerine bağlanmıştır. Aşağıda ada modlu çalışmada 1-faz diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda deneysel sonuçlar gösterilmiştir. Şekil 4.27’de yük gerilimleri ve a-fazı akım dalga şekilleri gösterilmiştir. Görüldüğü gibi doğrusal olmayan yük koşulunda yük gerilimleri dengeli ve sinüzoidaldir. Şekil 4.28’de a-fazı yük geriliminin THB değeri verilmiştir. Şekilde gösterildiği gibi çift döngülü kontrolör ile denetlenen sistemin a-fazı için yük gerilimi THB değerinin %3 civarında olduğu görülmektedir. Şekil 4.29’da a-fazı yük akım THB değeri ise %74,9 olarak ölçülmüştür. Şekil 4.30’da a-fazı güç kalitesi değerleri verilmiştir. Şekil 4.31’de her bir fazın akım, nötr akımı dalga şekilleri ve ölçülen değerleri verilmiştir.



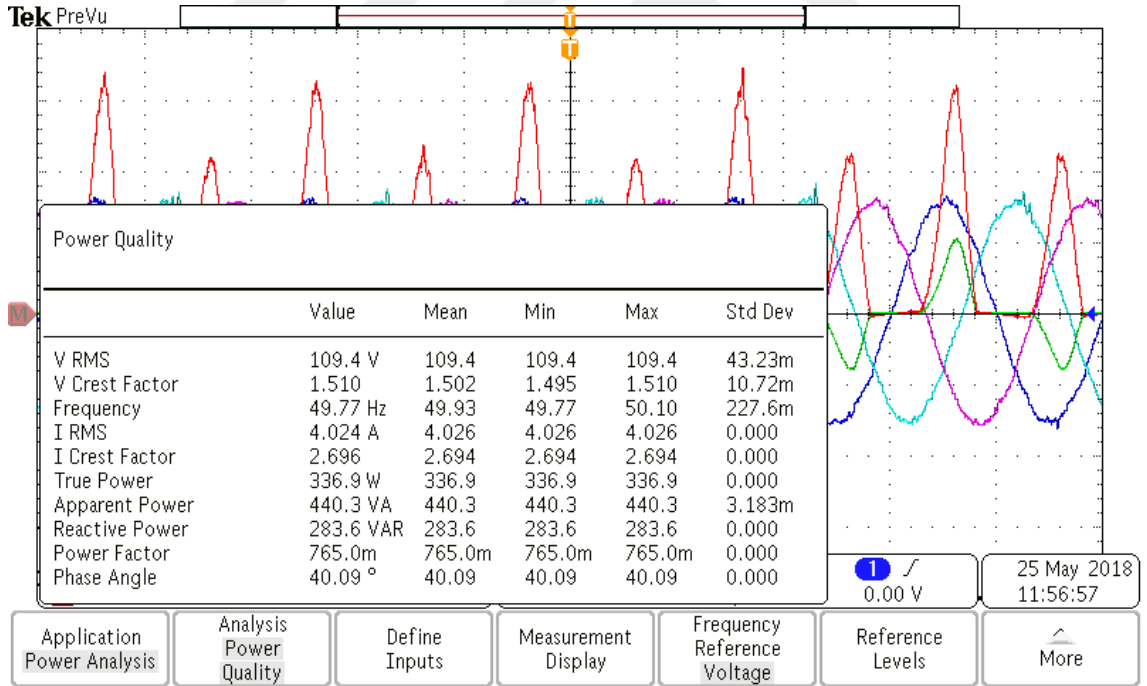
Şekil 4.27. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda yük gerilimleri ve a-fazı akımı.



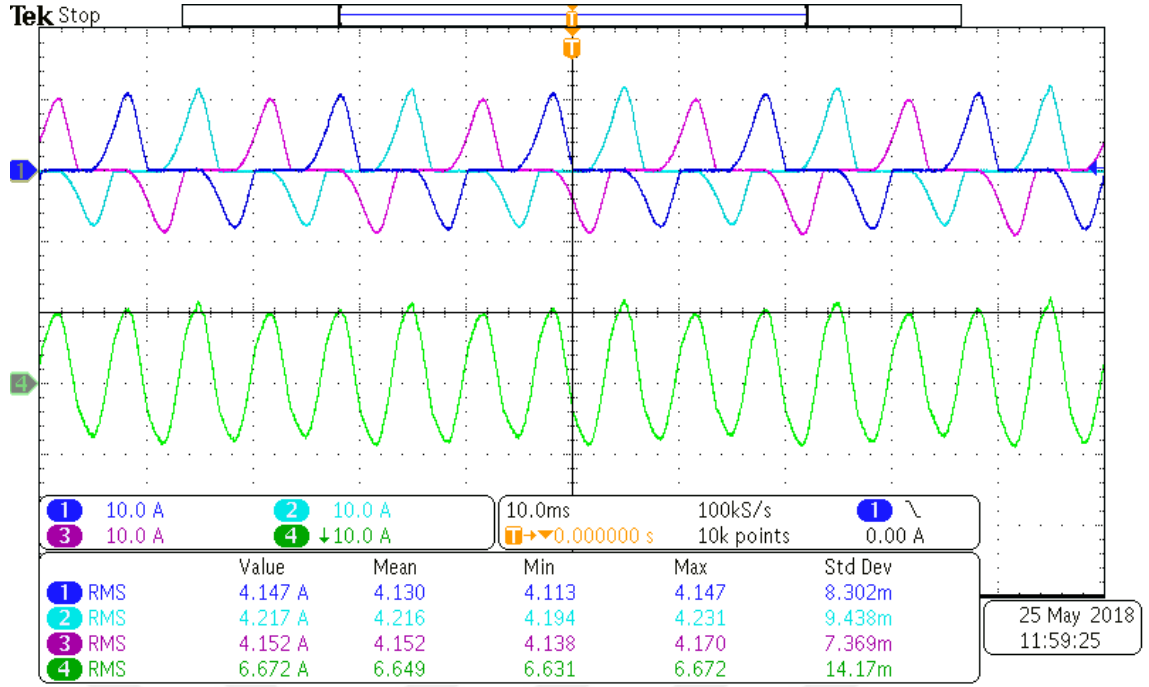
Şekil 4.28. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda a-fazı yük gerilim THB değeri.



Şekil 4.29. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda a-fazı yük akım THB değeri.



Şekil 4.30. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda a-fazı güç kalitesi değerleri.

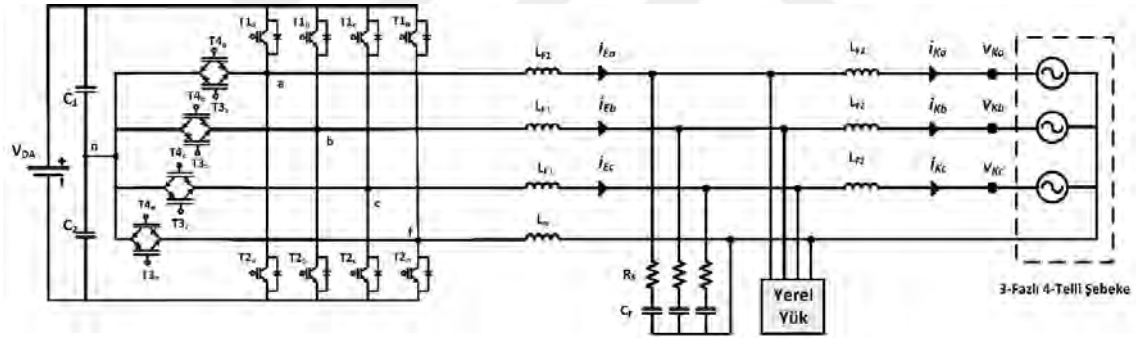


Şekil 4.31. Ada modda 1-fazlı diyotlu doğrultucu tipi doğrusal olmayan yük koşulunda yük akımları ve nötr akımı.

Sonuç olarak, ada modlu çalışmada yapılan benzetim çalışmaları ve deneysel testler neticesinde tasarlanan kontrol algoritmasının dengesiz doğrusal ve doğrusal olmayan yükler altında önerilen eviricinin yükleri dengeli ve düşük THB değeri ile yaklaşık 110V nominal gerilim değerinde besleyebildiği gözlenmiştir.

## 5. ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA

Ada modlu çalışmadan farklı olarak şebeke bağlantılı modda evirici gerilim kontrollüden akım kontrollü hale gelmektedir. Burada amaç şebeke ile senkron düşük THB değerine sahip akım üretmektir. Bu amaçla evirici çıkışındaki harmonikleri azaltmak için LCL tipi filtre tercih edilmiştir. Literatürde şebeke bağlantılı eviriciler için LLCL [66] gibi çeşitli filtre türleri önerilmiştir, fakat bunlar maliyeti ve karmaşıklığı arttırmaktadır. Bu nedenle tezde önerilen sistem için performanslı, düşük maliyetli ve basit yapıdaki LCL filtreye yer verilmiştir [67], [68]. Bu çalışmada önerilen sistemin şebeke bağlantılı çalışma durumunda genel blok diyagramı Şekil 5.1’de verilmiştir. Ayrıca şebeke gerilimi de faz kilitli çevrim (Phase Locked Loop, PLL) için örneklenmiştir.

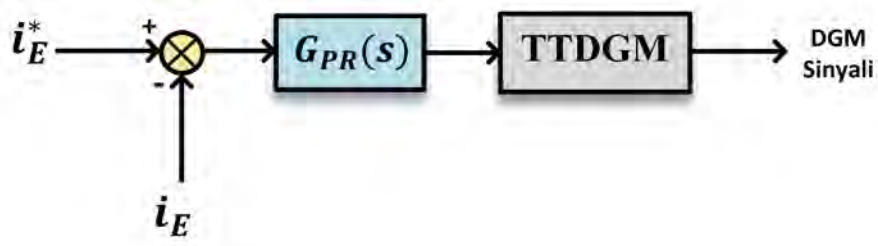


Şekil 5.1. Şebeke bağlantılı çalışmada sistemin genel blok diyagramı.

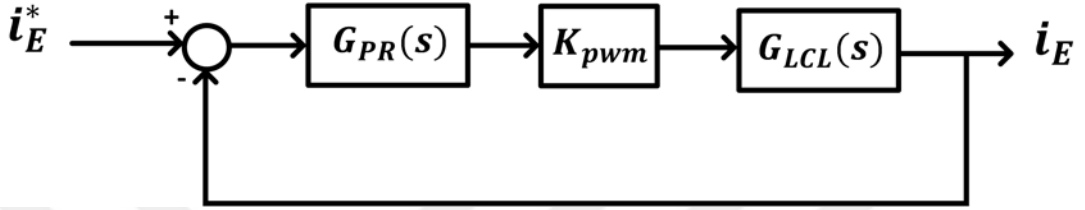
### 5.1. PR TABANLI AKIM KONTROL TEKNİĞİ

Şebeke bağlantılı çalışmada akım kontrolünde PR kontrolcü kullanılmıştır. Fakat ada modlu çalışmadan farklı olarak şebeke bağlantılı modda akım harmoniklerinin etkisinin az olması nedeniyle PMR kontrolcü yerine PR kontrolcü kullanılmıştır. Şekil 5.2’de şebeke bağlantılı mod kontrol blok diyagramı verilmiştir.

Şekil 5.3’de şebeke bağlantılı çalışma modu için tasarlanan kontrolcü blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 5.2. Şebeke bağlantılı mod kontrol blok diyagramı.

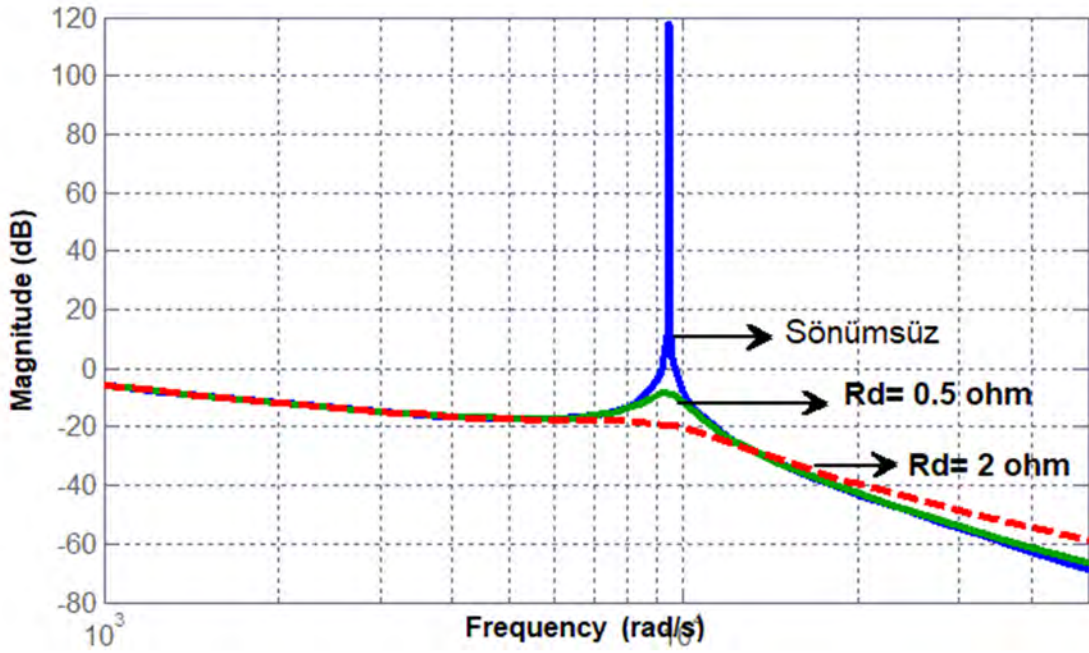


Şekil 5.3. Şebeke bağlantılı çalışma modu için tasarlanan kontrolcü blok diyagramı.

LCL tipi filtrede rezonans probleminin çözümü için kapasiteye bağlı bir seri  $R_d$  sönümleme direnci kullanılması durumundaki ve bu dirençsiz durumdaki LCL filtreye ait evirici çıkış geriliminden ( $v_E$ ) şebeke akımına ( $i$ ) olan transfer fonksiyonları sırasıyla Denklem (5.1) eşitliğindeki ve Denklem (5.2) eşitliğinde verilmiştir. Şekil 5.4'de ise sönüm direnç değerinin değişimi ile LCL filtrenin frekans cevabının değişimi verilmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi sönümsüz (undamped) durumda rezonans problemi varken artan sönüm direnç değeri bu etkiyi azaltmaktadır, fakat artan direnç değeriyle birlikte güç kaybı da artmaktadır.

$$G_{LCL}^{snml}(s) = \frac{sCR_d + 1}{s^3L_2L_1C + s^2(L_1R_dC + L_2R_dC) + s(L_1 + L_2)} \quad (5.1)$$

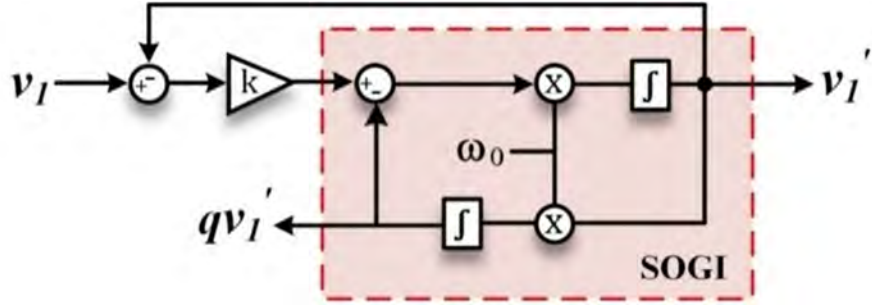
$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{s^3L_2L_1C + s(L_1 + L_2)} \quad (5.2)$$



Şekil 5.4. LCL filtrenin çeşitli sönüm direnç değerleri için frekans cevabı.

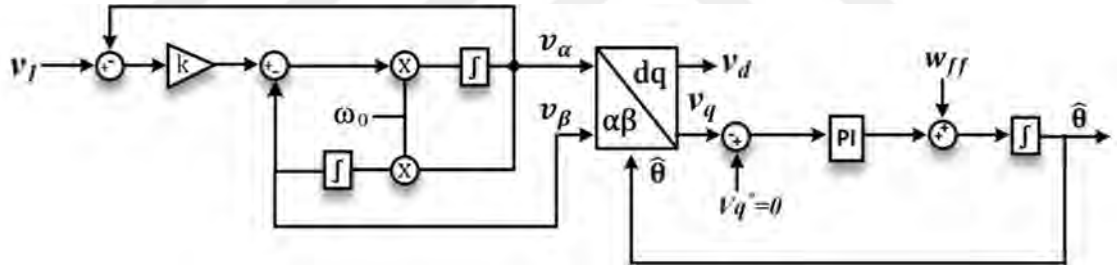
Şebeke bağlantılı güç dönüştürücülerinde birçok şebeke senkronizasyon tekniği kullanılmaktadır. Bu teknikler genel olarak filtrelenmiş sıfır geçiş tespiti (Filtered Zero Cross Detection, FZCD) tekniği [69] ve faz kilitli döngü (Phase Locked Loop, PLL) temelli teknikler [70] olarak ikiye ayrılabilir. Günümüzde PLL tabanlı teknikler, FZCD tabanlı tekniklerin şebeke parametrelerinin değişimi altında zayıf tespit yeteneğine sahip olması ve karmaşık yapıda olması nedeniyle daha sık tercih edilirler. Temel PLL yapısı faz tespitçisi (Phase Detector, PD), döngü filtresi (Loop Filter, LF) ve gerilim kontrollü osilatörden (Voltage Controlled Oscillator, VCO) oluşmaktadır. Burada PD yapısı çıkışta girişin iki katı frekansta bir salınıma sebep olmaktadır. Bu salınım etkisini ortadan kaldırmak için çeşitli karelemeli sinyal üretimi (Quadrature Signal Generation, QSG) tabanlı teknikler ve Adaptif Filtre (AF) tabanlı teknikler PLL yapılarında kullanılmaktadır. Fakat QSG tabanlı teknikler basit yapısı ve ikinci dereceden genelleştirilmiş integratör (Second Order Generalized Integrator, SOGI) gibi farklı yöntemlerle elde edilebiliyor olması nedeniyle daha sık kullanılırlar. QSG tekniklerinde, elde edilen karesel işaretler Senkron Referans Çerçeve (SRC)-PLL ile dq çerçevesine dönüştürülürler. QSG teknikleri arasında SOGI tabanlı QSG (SOGI-QSG) tekniği SRC-PLL için karesel işaret üretiminde en sık kullanılan tekniktir. Tek fazlı basit yapısı Şekil 5.5’de gösterilmektedir. Şekilde verilen  $v_1'$  ( $v_\alpha$ ) ve

$qv_1'$  ( $v_\beta$ ) işaretleri ortogonal çıkış işaretleri,  $v_1$  şebeke gerilim girişi,  $k$  oransal kazanç ve  $\omega_0$  ise şebeke geriliminin temel frekansdır.



Şekil 5.5. Temel SOGI-QSG tek faz gösterimi.

Şekil 5.5'den görüldüğü gibi SOGI-QSG'in çıkışı sabittir ve şebekenin temel frekansına ayarlanmıştır. Şebeke frekansında değişimler olduğu zaman tahmin edilen frekans değeri hata içerecektir. Tahmin edilen bu frekans değerini adaptif hale getirmek için SOGI ve SRÇ-PLL yapıları arasında frekans geri besleme döngüsü oluşturulur. Şekil 5.6'da standart SOGI-PLL yapısı verilmiştir.

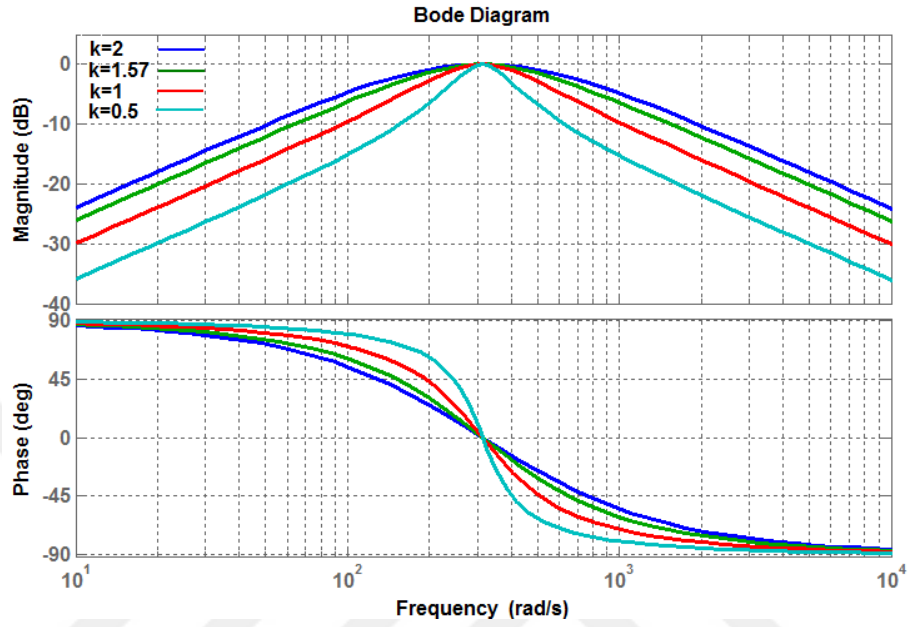


Şekil 5.6. Temel SOGI-PLL yapısı.

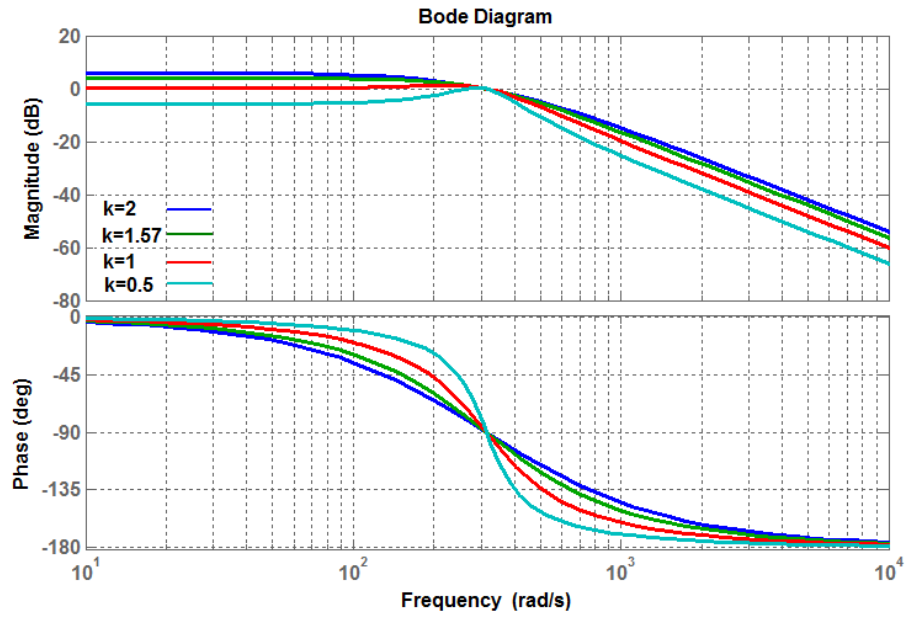
Standart SOGI-PLL yapısının QSG kısmının transfer fonksiyonu Denklem (5.3) ve Denklem (5.4) eşitliğindeki gibi yazılabilir. Bu iki eşitlik aslında  $\omega_0$  köşe frekanslı sırasıyla bant geçiren ve alçak geçiren filtredir.  $G_\alpha(s)$  ve  $G_\beta(s)$ 'nin frekans cevapları Şekil 5.7'de farklı  $k$  değerleri ve  $\omega_0 = 100\pi$  için verilmiştir.

$$G_\alpha(s) = \frac{v_\alpha(s)}{v_1(s)} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.3)$$

$$G_{\beta}(s) = \frac{v_{\beta}(s)}{v_1(s)} = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.4)$$



(a)



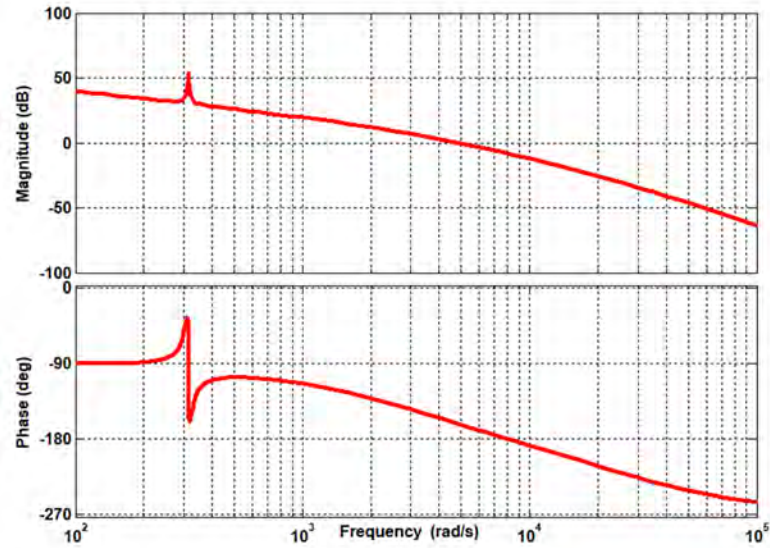
(b)

Şekil 5.7. a)  $G_{\alpha}(s)$ , b)  $G_{\beta}(s)$   $k = 2, 1, 57, 1, 0, 5$  ( $\omega_0 = 100\pi$ ) frekans cevapları.

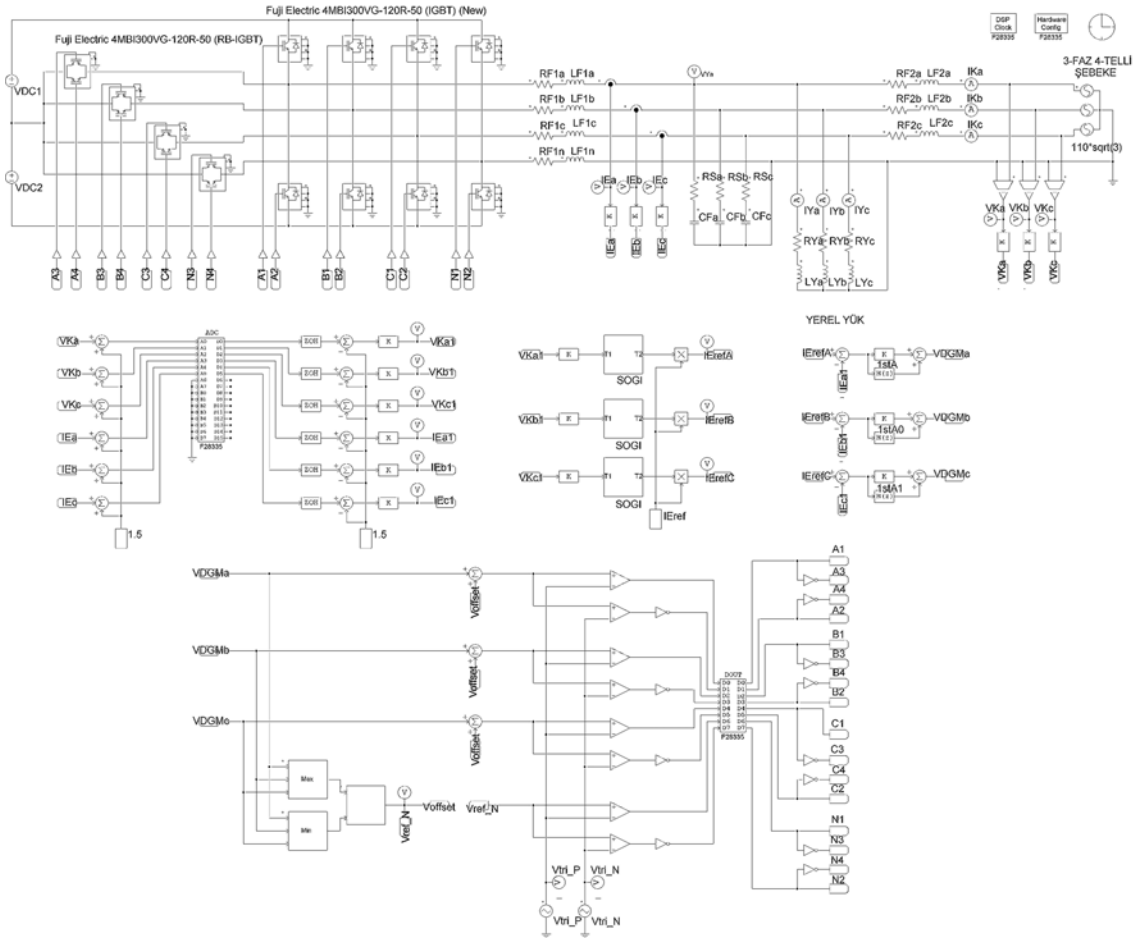
Önerilen sistemin şebeke bağlantılı çalışma durumunda modülasyon tekniği olarak Şekil 4.16'da gösterilen TTDGM üretici kullanılmıştır.

## 5.2. ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA BENZETİM SONUÇLARI

Şebeke bağlantılı çalışma modu için tasarlanan PR tabanlı akım kontrolcünün performansının test edilmesi için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Benzetim çalışmaları için tasarlanan kontrolcüyü içeren sistemin açık çevrim frekans cevabı Şekil 5.8'deki gibidir. Bu şekilden görüldüğü üzere sistem kararlıdır. Şekil 5.9'da şebeke bağlantılı çalışma için PSIM benzetim blok diyagramı gösterilmektedir. Çizelge 5.1'de şebeke bağlantılı çalışma için sistem parametreleri verilmiştir.



Şekil 5.8. Tasarlanan akım kontrolcüsünü içeren sistemin açık çevrim frekans cevabı.



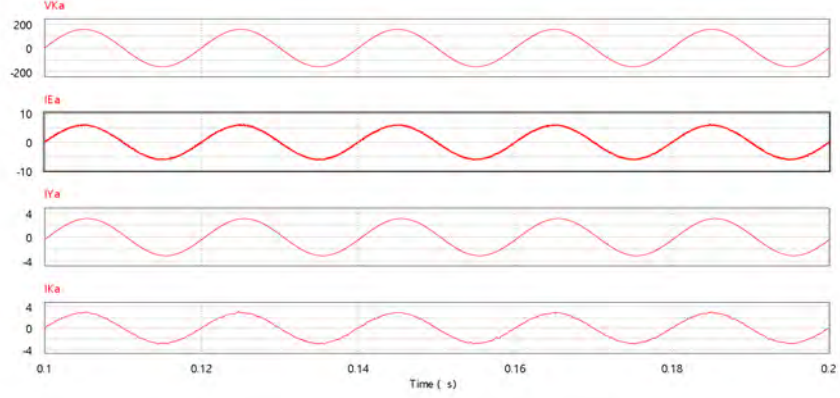
Şekil 5.9. Şebeke bağlantılı çalışma için PSIM benzetim blok diyagramı.

Çizelge 5.1. Şebeke bağlantılı çalışma için sistem parametreleri.

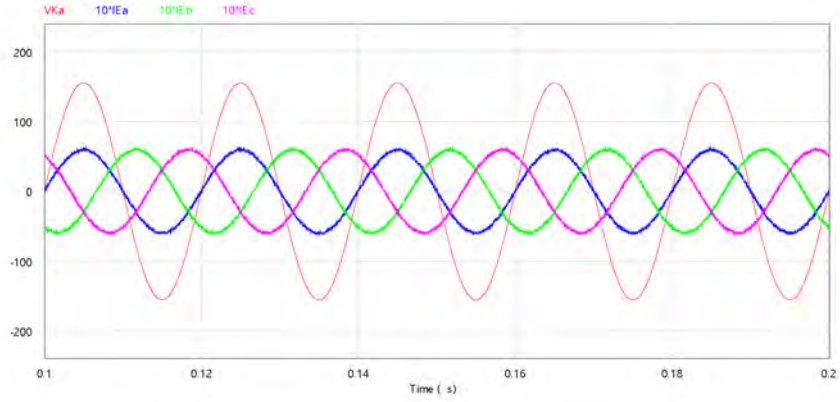
| Parametreler                               | Değerler                                 |
|--|--|
| AA Gerilim ve Frekans                      | 110V, 50Hz                               |
| Filtre Endüktansı ( $L_{F1}$ , $L_{F2}$ )  | 3mH, 2mH                                 |
| Filtre Kapasitörü                          | 9 $\mu$ F                                |
| Sönümlenme Direnci                         | 10 $\Omega$                              |
| Anahtarlama Frekansı                       | 20kHz                                    |
| RL Tipi Dengesiz Yük (a, b fazı), (c-fazı) | 50 $\Omega$ , 25mH ve 25 $\Omega$ , 25mH |

Aşağıdaki şekillerde şebeke bağlantılı çalışma benzetim sonuçları gösterilmektedir. Evirici çıkışında yerel yük olarak RL tipi dengesiz doğrusal yük bulunmaktadır. Şekil 5.10'da sırasıyla a-fazı şebeke akımı ve gerilimi ile yük akımı ve evirici akımı yük akımı dalga şekilleri gösterilmiştir. Belirlenen 4,2A etkin değerdeki evirici referans akımı üretilmekte olup bu akımların 2,2A'lik kısmı yüke aktarılmakta ve kalan 2A'lik kısmı ise şebekeye

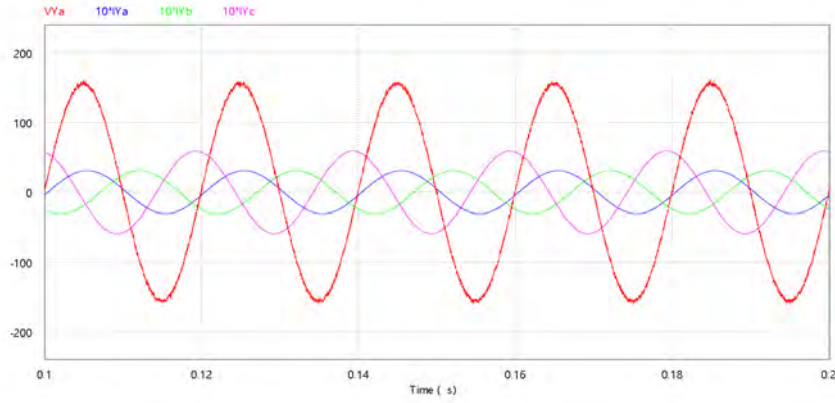
aktarılmaktadır. Şekil 5.11’de a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz evirici akımı dalga şekilleri gösterilmektedir. Bu şekilden görüldüğü üzere kontrol edilen evirici akımı şebeke gerilimi ile aynı fazda olup dengelidir. Şekil 5.12’de a-fazı yük gerilimi ve 3-faz yük akımı dalga şekilleri, Şekil 5.13’de a-fazı şebeke gerilimi ve şebekeye aktarılan 3-faz şebeke akımı dalga şekilleri verilmiştir.



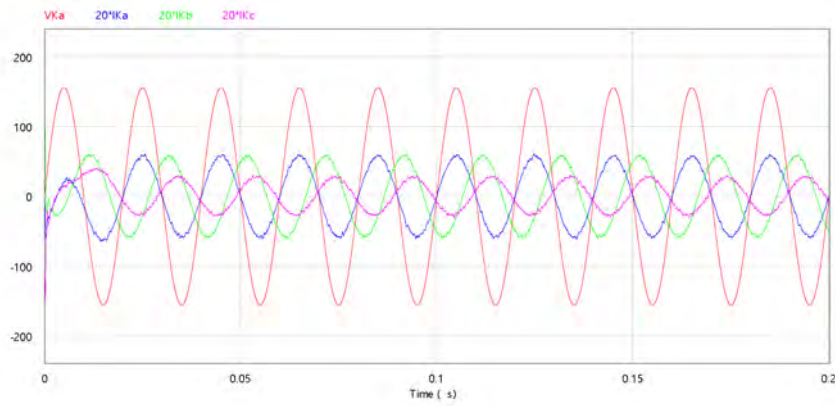
Şekil 5.10. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke akımı ve gerilimi ile yük akımı ve evirici akımı.



Şekil 5.11. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz evirici akımları.



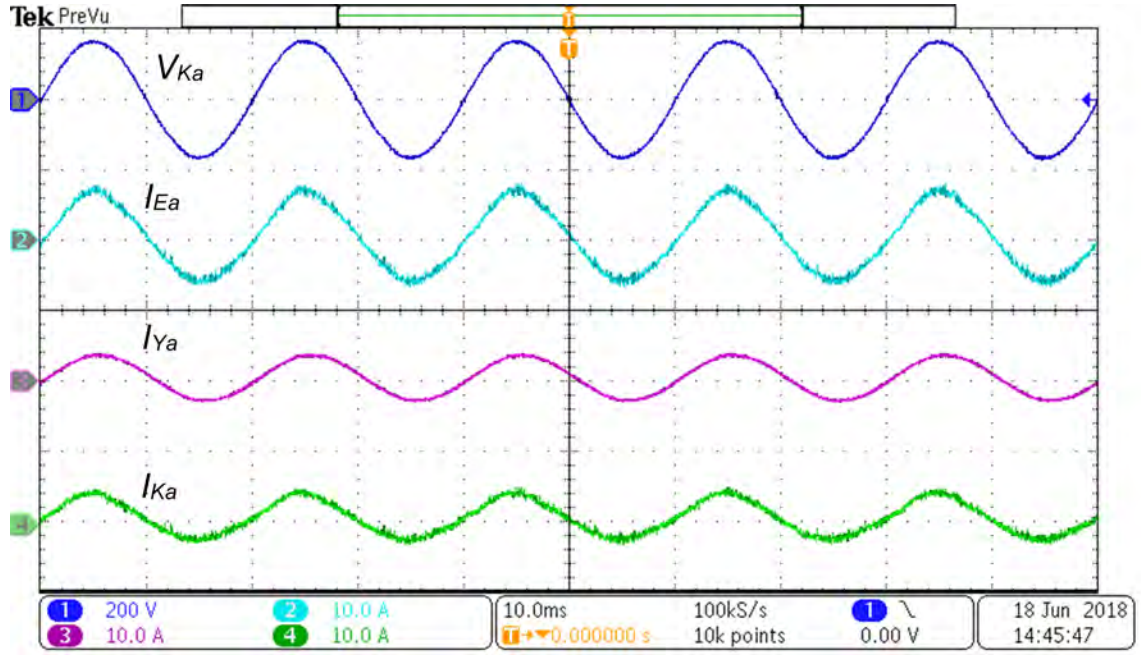
Şekil 5.12. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı yük gerilimi ve 3-faz yük akımları.



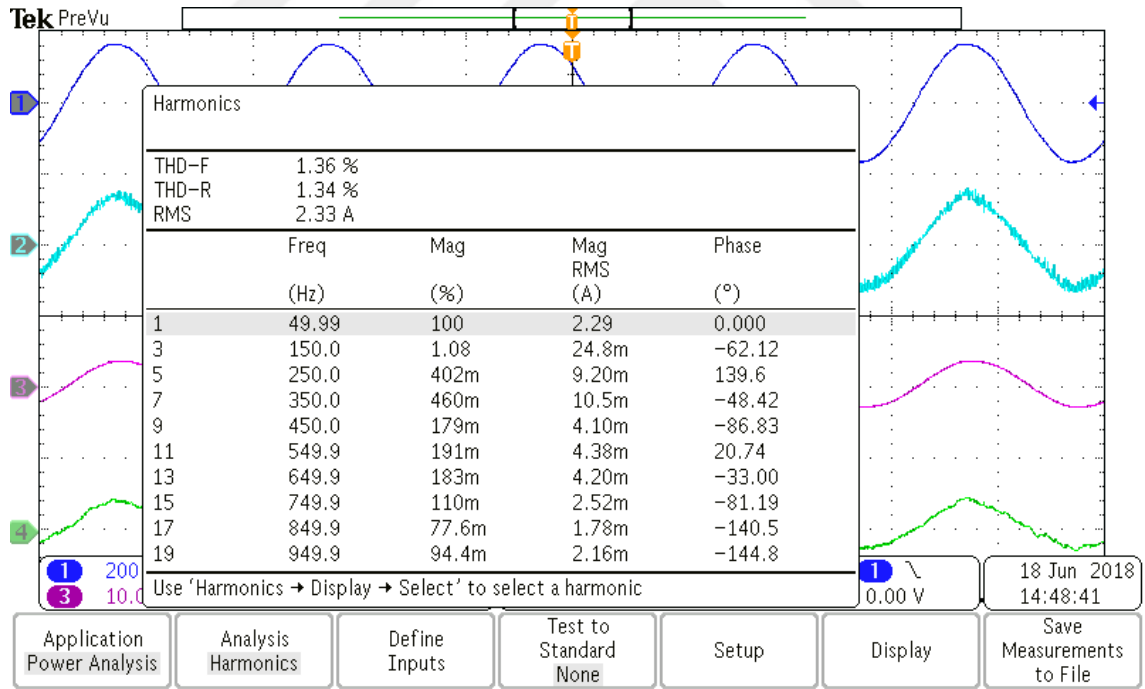
Şekil 5.13. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz şebeke akımları.

### 5.3. ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA DENEYSEL SONUÇLARI

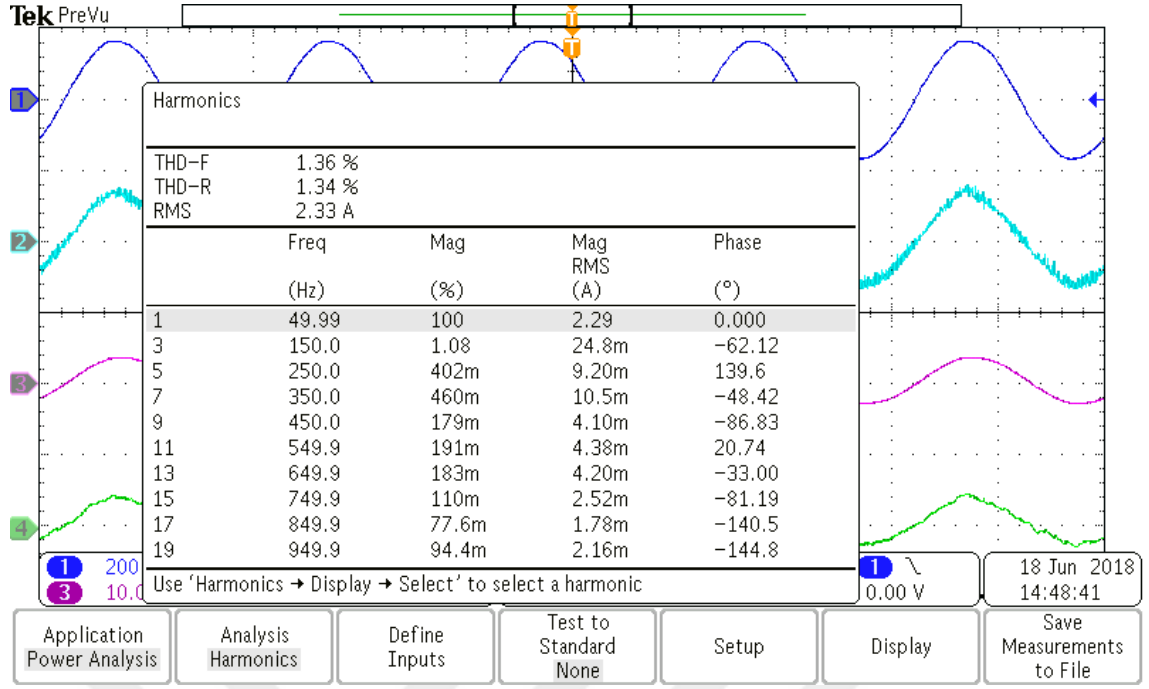
Sistemde eviricinin şebeke bağlantılı çalışmasına uygun bir şebekenin var olması durumunda aşağıda verildiği gibi şebeke bağlantılı çalışmada deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Bu test koşulunda RL tipi dengesiz doğrusal yük evirici çıkışına bağlanmıştır. Şekil 5.14’de a-fazı şebeke gerilimi, evirici akımı, yük akımı ve şebeke akımı dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 5.15’de, Şekil 5.16’da ve Şekil 5.17’de THB değerlerinin sırasıyla a-fazı evirici akımı %4,36, yük akımı %1,36 ve şebeke akımı %7,93 olduğu gösterilmektedir. Şekil 5.18’de a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz evirici akımı dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi kontrol edilen evirici akımları dengeli ve sinüzoidaldir. Şekil 5.19’da a-fazı yük gerilimi ve 3-faz dengesiz yük akımı dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 5.20’de a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz şebekeye aktarılan akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 5.21’de 3-faz RL tipi dengesiz yükün akımları, nötr akımı ve ölçülen değerleri görülmektedir.



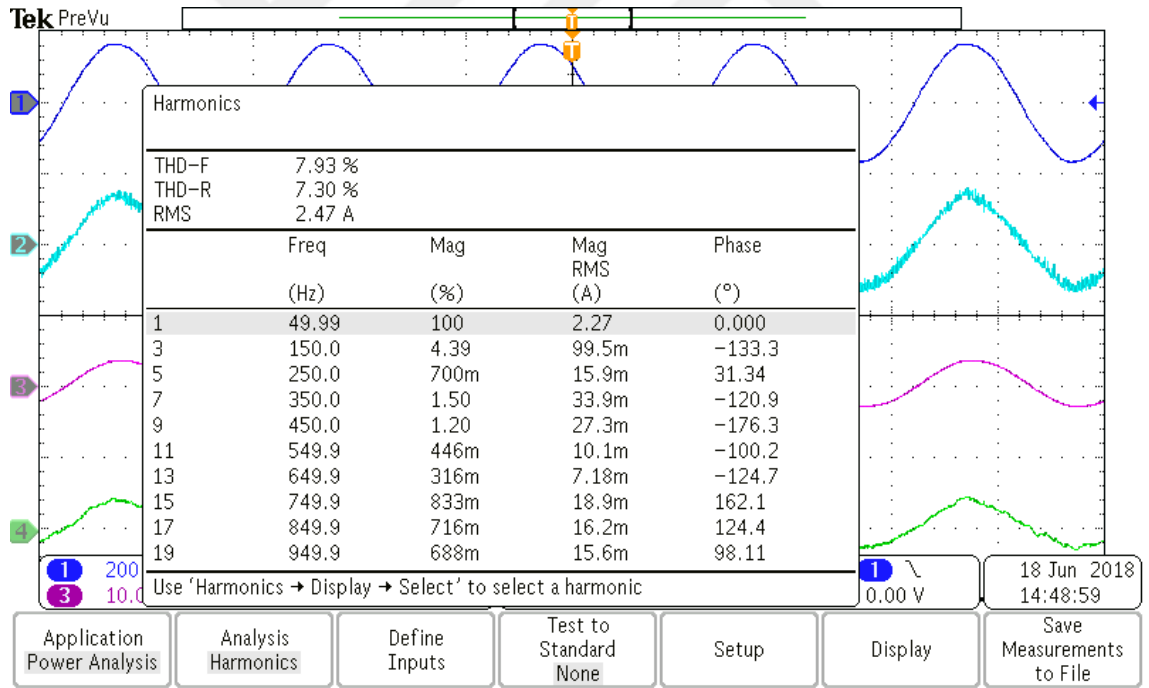
Şekil 5.14. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi, evirici akımı, yük akımı ve şebeke akımı.



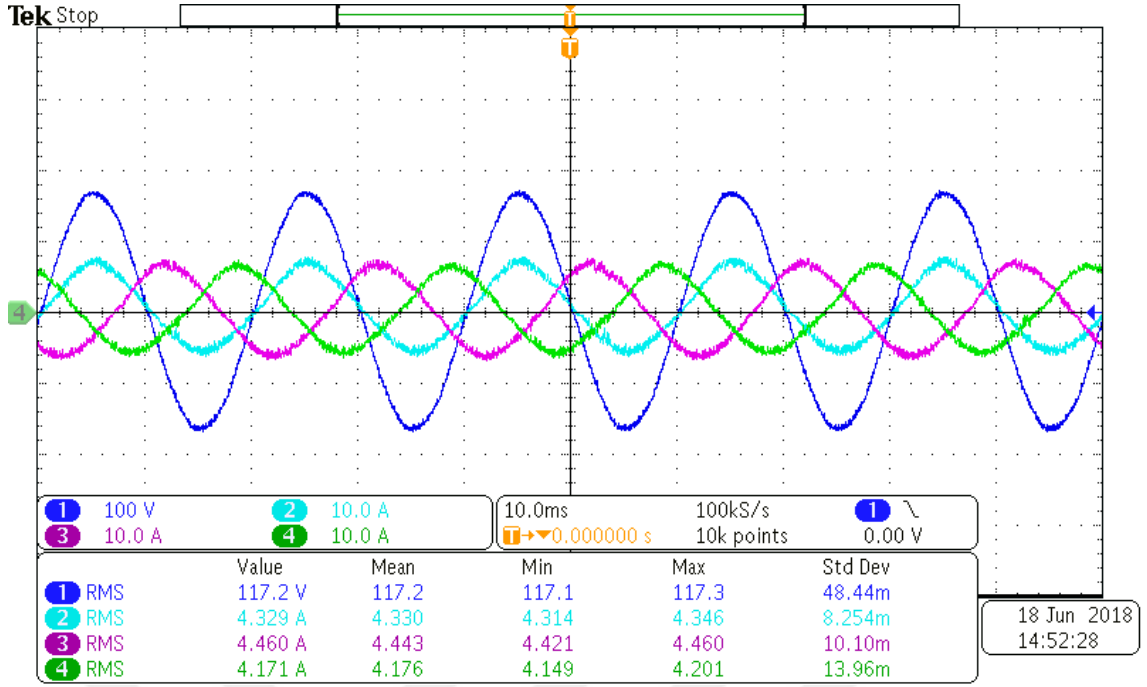
Şekil 5.15. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı evirici akımı THB değeri.



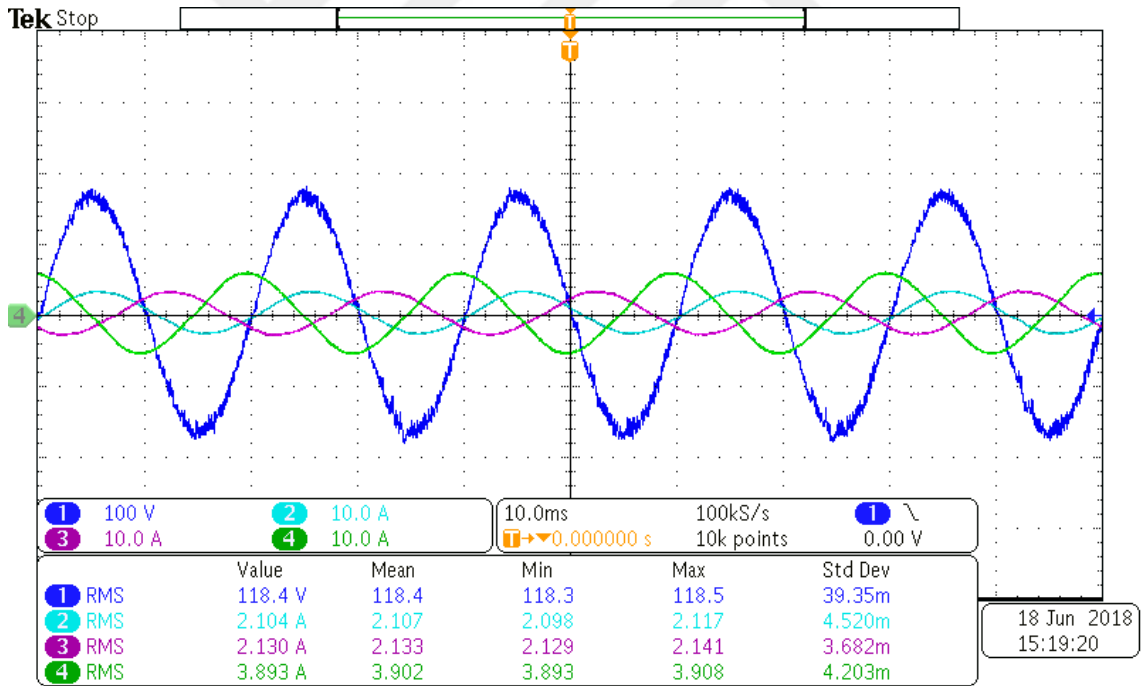
Şekil 5.16. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı yük akımı THB değeri.



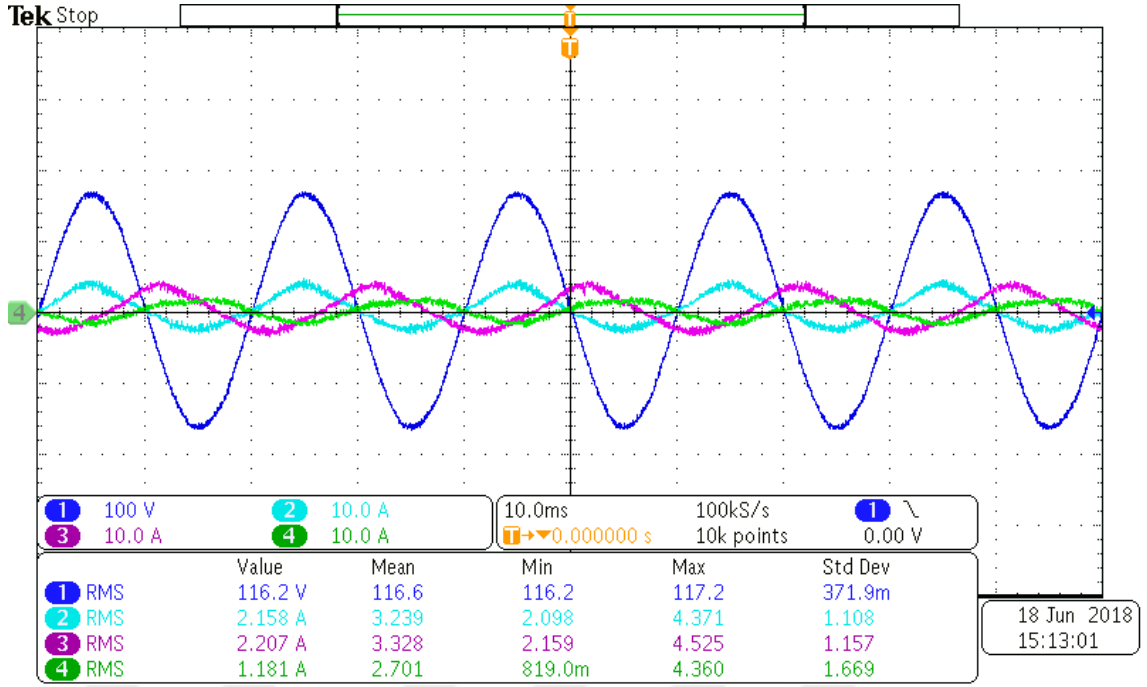
Şekil 5.17. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke akımı THB değeri.



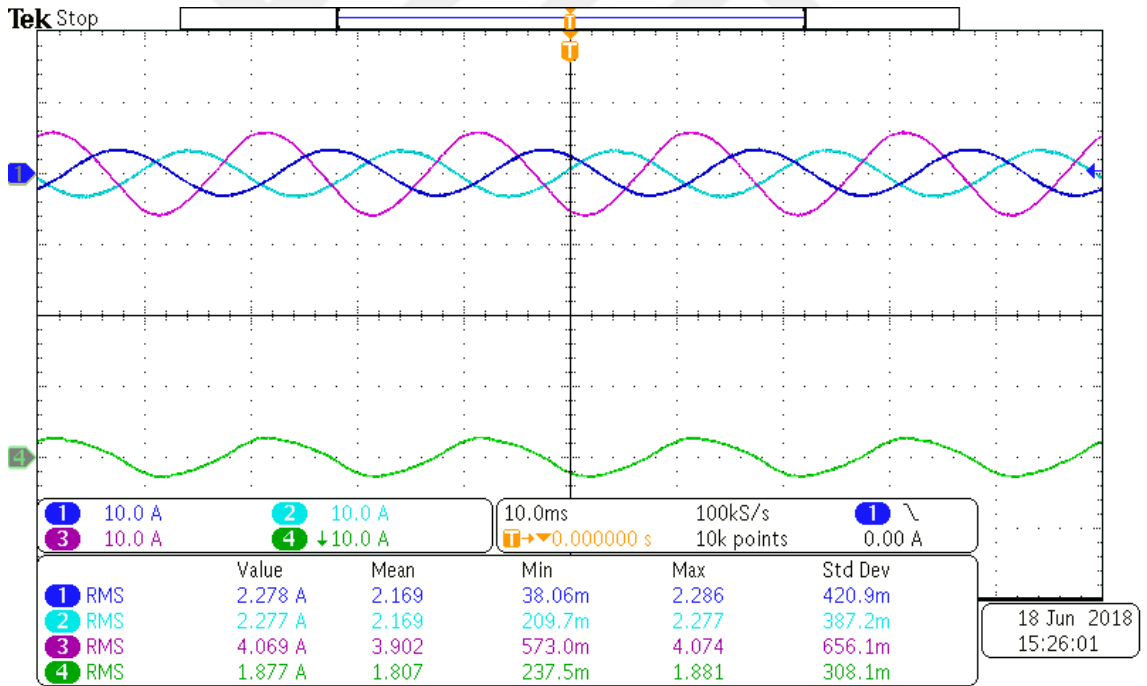
Şekil 5.18. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz evirici akımı.



Şekil 5.19. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı yük gerilimi ve 3-faz yük akımı.



Şekil 5.20. Şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı şebeke gerilimi ve 3-faz şebeke akımı.



Şekil 5.21. Şebeke bağlantılı çalışmada 3-faz yük akımları ve nötr akımı.

Sonuç olarak şebeke bağlantılı çalışma için gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile deneysel çalışmaların sonuçlarının benzer olduğu görülmüştür. Tasarlanan PR tabanlı kontrolcü referans evirici akımını düşük THB değeri ile takip etmiştir. Ayrıca şebeke senkronizasyonu için kullanılan SOGI tabanlı PLL algoritması şebeke ile

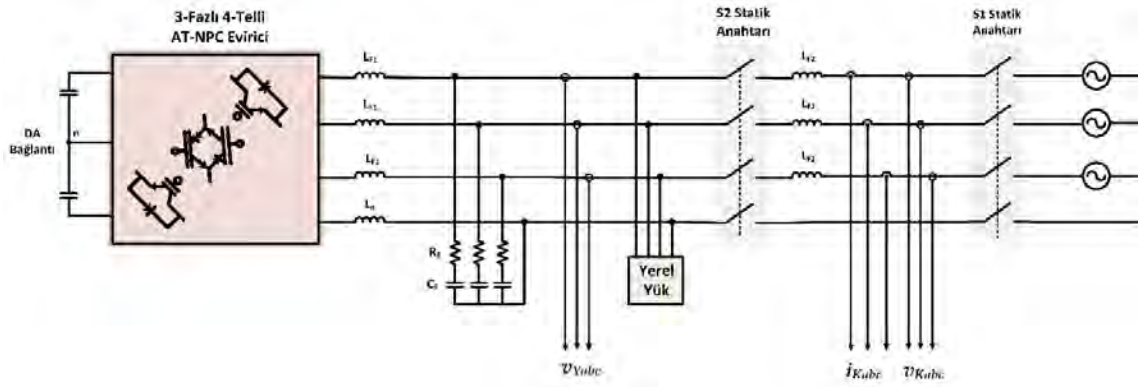
aynı fazda referans akımlarını üreterek şebeke bağlantılı çalışma başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir.



## 6. ADA MODLU VE ŞEBEKE BAĞLANTILI ĀALIŐMA

Geleneksel olarak dağıtık üretim eviricileri ada mod Āalıőmada gerilim kaynağı olarak Şebeke bağlantılı Āalıőmada ise akım kaynağı olarak kontrol edilmektedir. Eviricinin bu iki iőletim modu için ada modda çıkış gerilim kontrolü ve Şebeke bağlantılı modda ise akım kontrolü için iki farklı kontrol yöntemleri geliştirilmiştir [3], [4]. Fakat iki farklı kontrol yöntemi iki iőletim modu için kullanıldığından, evirici iőletim modu deđiőtinde kontrol tekniğini Şebeke bağlantılı Āalıőmadan ada Āalıőma moduna veya tersi Āalıőma moduna deđiőtirmesi gerekmektedir. Ayrıca, eviricinin çıkış gerilimi geçiş periyodu boyunca kontrol tekniği deđiőtirildiđinden ani yüksek gerilim ve akım yükselmelerine maruz kalabilmektedir. Bu sebeple eviricinin Şebeke bağlantılı ve ada mod iőletimleri için tek bir kontrol yönteminin kullanıldığı eőtli kesintisiz transfer kontrol stratejileri geliştirilmiştir [71–74]. Bu kontrol metotlarında iőletim modu deđiőtinde evirici kontrol tekniğinin deđiőtirilmesine ihtiyaç duymamakta ve böylece yük gerilimi ile Şebeke akımlarının kalitesi geçiş periyodunca iyileőtirilmektedir.

Bu Āalıőmada 3-fazlı 4-kollu AT-NPC eviricinin ada ve Şebeke bağlantılı Āalıőma modları arasındaki geçişin kesintisiz olması için [75] tarafından yapılan Āalıőma tabanlı bir kaskat kesintisiz transfer kontrol yöntemi önerilmektedir. Eviricinin kontrol yönteminin deđiőtmesine ihtiyaç duymaması ve gerilim veya akım yükselmelerinin geçiş süresince etkin bir Şekilde engellenmesi için ada mod ve Şebeke bağlantılı Āalıőma kontrol teknikleri birleőtirilmiş olup tek kontrol metodu geliştirilmiştir. Önerilen kontrol stratejisi doğrusal olmayan yerel yüklerin olması durumunda da eviricinin ada mod Āalıőmada sinüzoidal yük gerilimi ve Şebeke bağlantılı Āalıőmada sinüzoidal Şebeke akımı sağlayabilecek yetenektedir. Şekil 6.1’de önerilen evirici sisteminin ada modlu ve Şebeke bağlantılı Āalıőmada genel blok diyagramı gösterilmiştir.

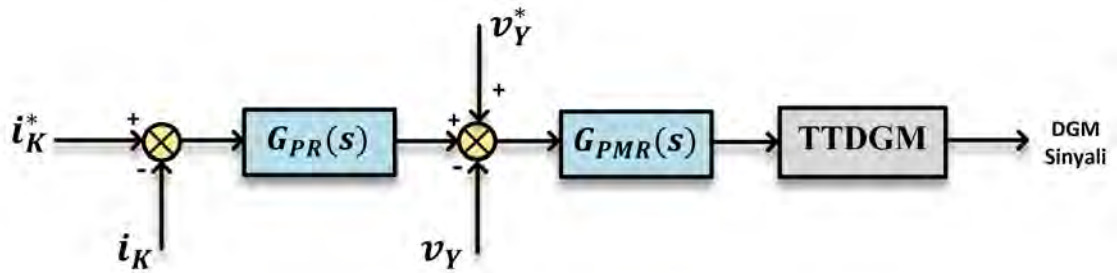


Şekil 6.1. Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışmada sistemin genel blok diyagramı.

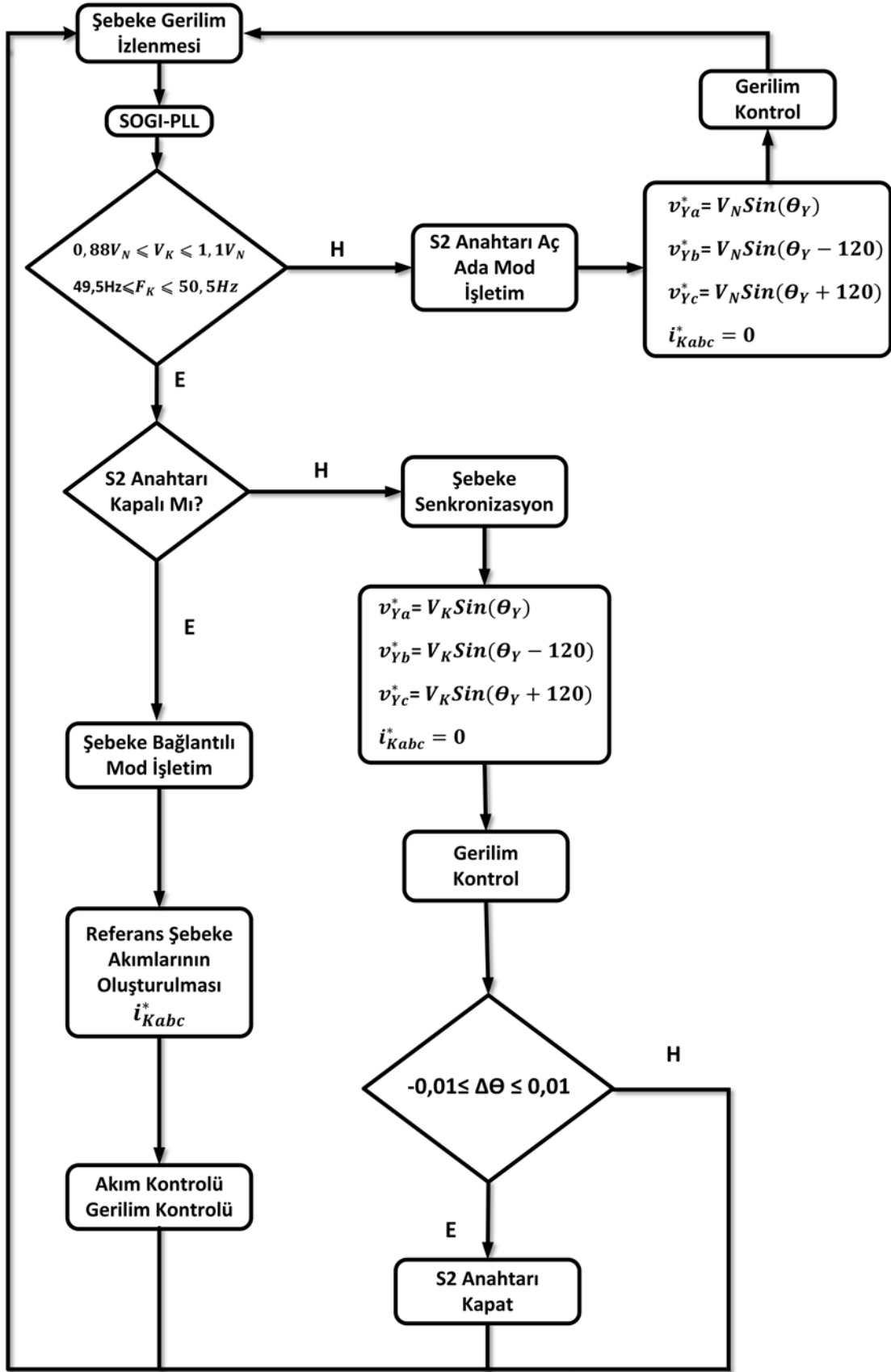
### 6.1. KASKAT KESİNTİSİZ TRANSFER KONTROL TEKNİĞİ

Önerilen kaskat kesintisiz transfer kontrol metodu PR kontrolcülü dış şebeke akım kontrol döngüsü ve PMR kontrolcülü iç yük gerilim kontrol döngüsünden oluşan abc düzleminde geliştirilmiştir. Şekil 6.2’de önerilen kaskat kesintisiz transfer kontrol tekniği gösterilmiştir. Önerilen sistem için kaskat kesintisiz transfer kontrol tekniğine ait akış diyagramı Şekil 6.3’de gösterilmiştir.

Sistemin ada modlu, şebeke senkronizasyonu ve şebeke bağlantılı modlar olmak üzere üç ana çalışma modu bulunmaktadır. Şekil 6.3’de gösterildiği gibi ilk olarak şebeke geriliminin durumu evirici için uygun bir çalışma moduna karar vermek için incelenmektedir. Şebeke geriliminin etkin değeri Denklem (6.1) ile hesaplanmaktadır.



Şekil 6.2. Önerilen kaskat kesintisiz transfer kontrol tekniği.



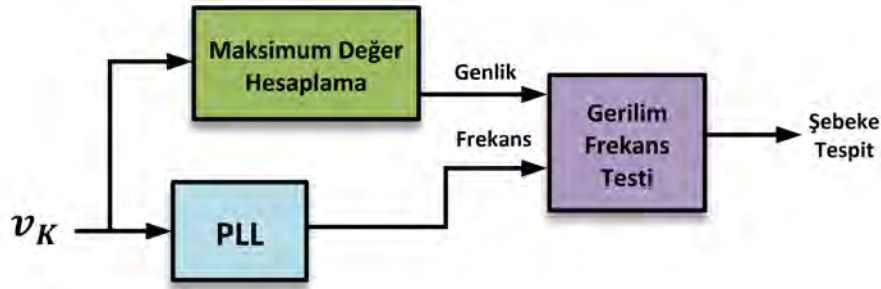
Şekil 6.3. Kaskat kesintisiz transfer akış diyagramı.

Şekil 6.4’de şebeke gerilim ve frekans parametrelerinin tespiti blok diyagramı gösterilmektedir. Şebeke geriliminin etkin değerine ek olarak şebeke frekansı da SOGI tabanlı bir PLL kullanılarak gözlenmektedir. IEEE Std. 1547-2003 standardına göre, şebeke geriliminin genliği ve frekansı Denklem (6.2) ve Denklem (6.3) ile verilen koşulları sağlarsa, evirici şebeke bağlantılı çalışabilmekte ve gücü şebekeye aktarabilmektedir. Aksi takdirde, evirici şebekeden ayrılmakta ve ada modlu çalışmaktadır. Bu eşitliklerde  $V_K$  şebeke geriliminin nominal etkin değeridir.

$$V_K = \sqrt{v_{K\alpha}^2 + v_{K\beta}^2} \quad (6.1)$$

$$0,88V_N \leq V_K \leq 1,1V_N \quad (6.2)$$

$$49,5Hz \leq f_K \leq 50,5Hz \quad (6.3)$$



Şekil 6.4. Şebeke gerilim ve frekans parametrelerinin tespiti.

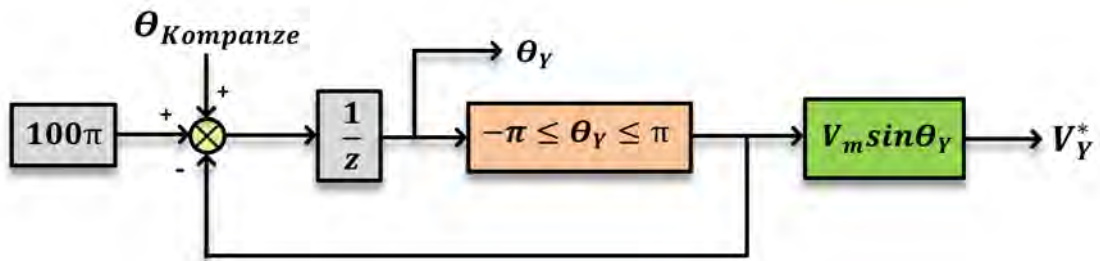
Ada modlu çalışmada evirici yük uçlarında sabit gerilim ve frekansta sinüzoidal çıkış gerilimi sağlamak amacıyla kontrol edilmektedir. Ada modlu çalışmada evirici çıkış geriliminde yüksek çıkış kalitesi elde edebilmek amacıyla PMR tabanlı gerilim denetim tekniği kullanılmıştır. Ada modlu çalışmada kontrol tekniğinin uygulanmasında referans yük gerilimleri Denklem (6.4), (6.5) ve (6.6) ile üretilmektedir. Bu eşitlikte  $\theta_Y$  yük geriliminin faz açısı olup ve yük geriliminin sabit çıkış frekansı 50 Hz’dir.

$$v_{Ya}^* = V_{Nm} \sin(\theta_Y) \quad (6.4)$$

$$v_{Yb}^* = V_{Nm} \sin\left(\theta_Y - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (6.5)$$

$$v_{Yc}^* = V_{Nm} \sin(\theta_Y + \frac{2\pi}{3}) \quad (6.6)$$

Şekil 6.5’de ada modlu çalışma için faz açısı üretimi blok diyagramı gösterilmiştir. Bu şekilde  $\theta_{kompanze}$  PLL tarafından şebeke hatası tespit edilmeden önceki şebeke geriliminin faz açısıdır. Ada modlu çalışmada gerilimlerin faz açısının çevrimiçi tahmini için gelecek şebeke bağlantılı çalışmadan ada moduna geçiş süresince yük akımının kesintiye uğramaması için ada modu faz açısı üretiminin şebeke bağlantılı moda çalıştıktan sonra da devrede kalması sağlanmaktadır.



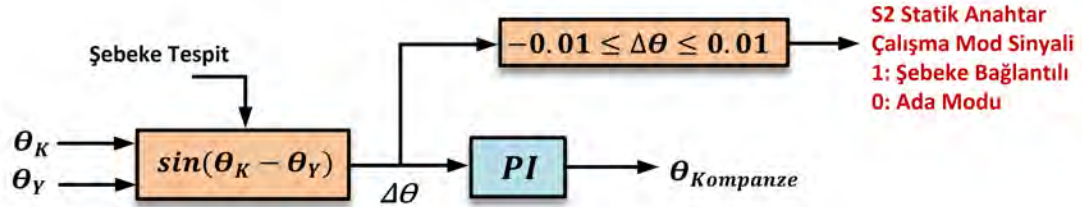
Şekil 6.5. Ada modlu çalışma faz açısı üretimi.

Şebeke senkronizasyon modunda, başlangıçta evirici ada modlu çalışırken S1 statik anahtarı kapatılarak (ON) şebeke gerilimleri geldiğinde Şekil 6.6’da verildiği gibi SOGI tabanlı PLL gözlemci şebeke frekansını ve fazını üretmektedir. Gelen şebeke için gerilimlerin genliği ve frekansı Denklem (6.2) ve Denklem (6.3)’deki şartları sağlasa bile şebeke gerilimi ile yük gerilimi genliği ve fazı arasında fark olduğundan evirici anlık olarak ada modundan şebeke bağlantılı moda geçiş yaptırılmamaktadır. Bu yüzden şebeke bağlantılı moda geçerken evirici senkronizasyon işlemi ile çalıştırılmıştır. Bu çalışma modunda yük gerilimi şebeke gerilimi ile aynı genlik ve faz açısında olmalıdır. Bu sebeple referans yük gerilimleri Denklem (6.7), (6.8) ve (6.9) ile üretilmektedir. Bu eşitlikte  $V_K$  şebeke gerilimi Denklem (6.1) ile belirlenen genlik değeridir. Senkronizasyon süresince evirici PMR gerilim kontrolü ile yük gerilimlerini ayarlanmaktadır. Şekil 6.6’da senkronizasyon blok diyagramı gösterilmektedir.

$$v_{Ya}^* = V_{Km} \sin(\theta_Y) \quad (6.7)$$

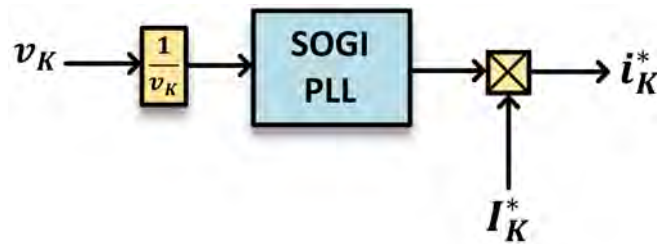
$$v_{Yb}^* = V_{Km} \sin(\theta_Y - \frac{2\pi}{3}) \quad (6.8)$$

$$v_{Yc}^* = V_{Km} \sin(\theta_Y + \frac{2\pi}{3}) \quad (6.9)$$



Şekil 6.6. Senkronizasyon blok diyagramı.

Burada  $\Delta\theta$  yük ile şebeke gerilimi arasındaki hata faz açısıdır. PI denetleyici ise şebeke ve yük faz açıları arasındaki hatayı kompanze etmek için kullanılmıştır. Hata faz açısı ( $\Delta\theta = 0$ )  $\pm 0,01$  radyan arasında olduğunda, şebeke ve yük gerilimlerinin senkronize olduğu kabul edilmekte olup üretilen senkronizasyon sinyali ile S2 statik anahtarı kapatılır (ON) ve evirici otomatik olarak ada modlu çalışmadan şebeke bağlantılı çalışma moduna kesintisiz transferi gerçekleştirilir. Aksi durumda evirici ada modunda çalıştırılmakta ve senkronizasyon işlemi sürekli olarak işletilmektedir. Ada modlu çalışmada gerilimlerin faz açısı, gelecek şebekeye bağlı moddan ada moduna geçiş süresince yük akımının kesintiye uğramaması için şebeke bağlantılı modda çalıştıktan sonra da üretilmeye devam edilmektedir. Şebeke bağlantılı çalışma modunda eviricinin temel amacı referans akımı yüksek kalitede şebekeye aktarmaktır. Bu çalışmada şebeke akımı PR akım kontrolü ile ayarlanmaktadır. Kontrol tekniğinde referans şebeke akımları SOGI-PLL yapısı sayesinde şebeke gerilimleri ile aynı fazda üretilmiştir. Şekil 6.7’de referans şebeke akımlarının üretilmesi blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 6.7. Referans şebeke akımlarının üretilmesi.

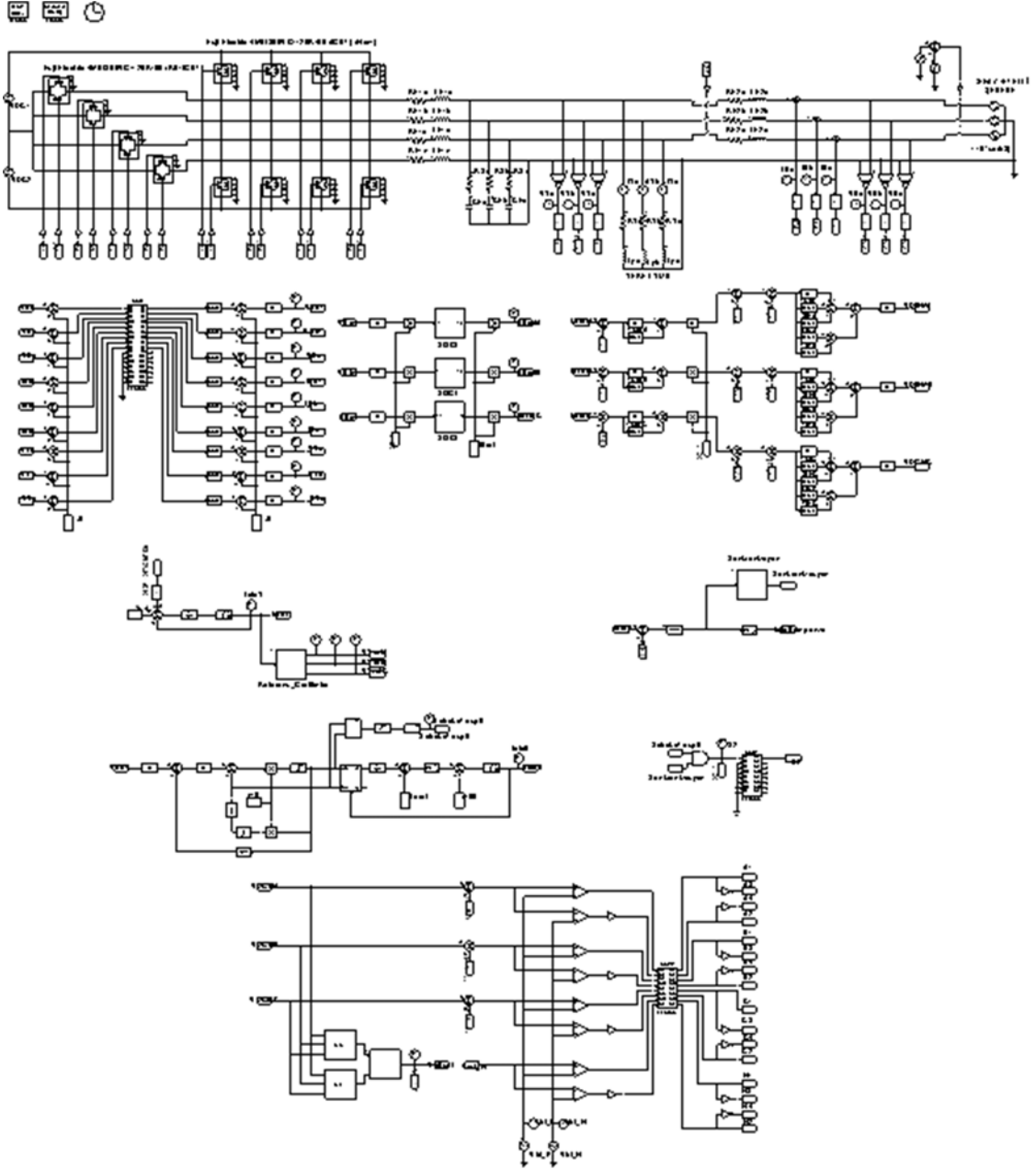
Şebeke bağlantılı moddan ada moduna geçiş durumunda eviricinin akım kontrollü modda çalıştığı ve gelecekte yerel yüklerin şebekeye paralel bağlı olduğunu varsayılmıştır. Yani, yerel yükler evirici çıkış terminallerinde her zaman bağlı bulunmaktadır. Bir arıza olayı olarak şebeke kesintisi durumu statik anahtar S1 statik anahtarı açılarak (OFF) benzetimi yapılmaktadır. S1 statik anahtarı açılarak (OFF) şebeke kesildiğinde evirici hala akım kontrole sahip olduğu için yük gerilim seviyesinde bir artış olur ve bu belli bir eşik değeri aştığında veya frekansı 49,5-50,5 Hz aralık dışında olduğunda sistem ada modlu çalışmaya otomatik olarak geçmektedir. Aynı zamanda üretilen kesme sinyali ile S2 statik anahtarı kapalı (ON) durumdan açık duruma (OFF) geçmektedir. Ada modlu çalışmadaki gerilimlerin faz açısı ile şebeke gerilimlerinin faz açısı çakıştığından akım kesintisi veya ani akım yükselmesi olmaksızın çalışma modları arası geçiş kesintisiz olarak sağlanmaktadır.

## 6.2. ADA MODLU VE ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA BENZETİM SONUÇLARI

Önerilen sistemin ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışma PSIM benzetim blok diyagramı Şekil 6.8’de gösterilmektedir. Çizelge 6.1’de ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışma için sistem parametreleri verilmiştir.

Çizelge 6.1. Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışma için sistem parametreleri.

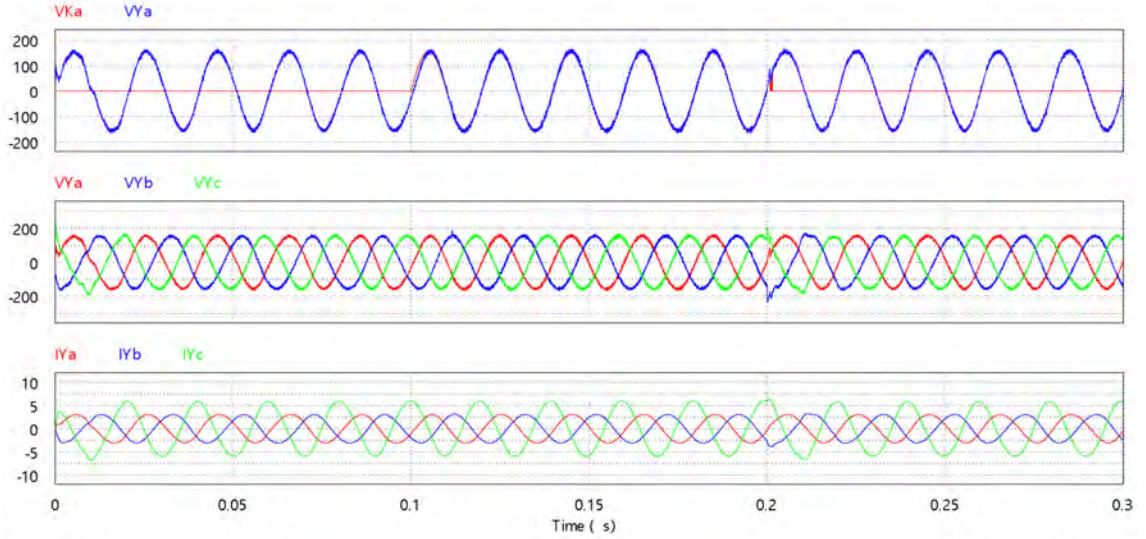
| Parametreler                               | Değerler                                 |
|--|--|
| AA Gerilim ve Frekans                      | 110V, 50Hz                               |
| DA Bara Gerilimi                           | 350V                                     |
| Filtre Endüktansı ( $L_{F1}$ , $L_{F2}$ )  | 3mH, 2mH                                 |
| Filtre Kapasitörü                          | 27 $\mu$ F                               |
| Sönümlenme Direnci                         | 10 $\Omega$                              |
| Anahtarlama Frekansı                       | 20kHz                                    |
| RL Tipi Dengesiz Yük (a, b fazı), (c-fazı) | 50 $\Omega$ , 25mH ve 25 $\Omega$ , 25mH |



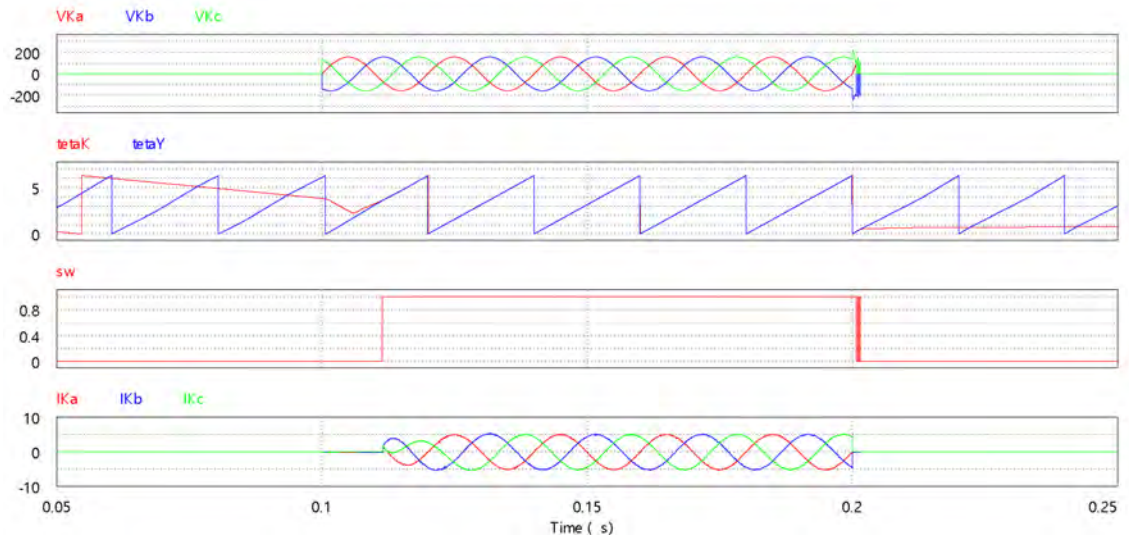
Şekil 6.8. Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışma için PSIM benzetim blok diyagramı.

Şekil 6.9 ve Şekil 6.10’da ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışmada benzetim sonuçları gösterilmiştir. Bu benzetim çalışmasında 0.1 s’de şebeke gerilimleri gelmekte ve 0.2 s’de tekrar kesilmektedir. Şekil 6.9 ve Şekil 6.10’da verilen benzetim sonuçlarına göre 0.1 s’den önce önerilen evirici ada modunda çalışmaktadır. Önerilen evirici dengersiz yük akımlarına rağmen yüke dengeli ve sinüzoidal gerilim sağlamaktadır. 0.1 s’de şebeke gerilimleri geldiğinde senkronizasyon algoritması ile  $\theta_K$  ve  $\theta_Y$  aynı fazda getirildiğinde S2 anahtarını kapatma sinyali (ON) üretilir. Bu durumda evirici ada modlu çalışmadan şebeke bağlantılı moda kesintisiz bir transfer gerçekleştirir ve yük bu geçişten etkilenmemektedir.

Şekilde görüldüğü gibi şebeke akımları da yavaş bir şekilde artmaktadır. Şebeke bağlantılı çalışmada ise belirlenen referans akımlar şebekeye aktarılmaktadır. 0.2 s'de şebeke kesildiğinde hızlı bir şekilde S2 anahtarını açma sinyali (OFF) üretilmekte olup evirici şebeke bağlantılı çalışmadan ada modlu çalışmaya kesintisiz transfer gerçekleştirilmekte ve yük bu geçişten etkilenmemektedir. Sonrasında evirici tekrar ada modlu olarak çalışmaya devam etmektedir.



Şekil 6.9. Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışmada şebeke gerilimleri, senkronizasyon sinyali, şebeke ile yük faz açıları ve şebeke akımları.



Şekil 6.10. Ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışmada a-fazı kaynak ile yük gerilimi, 3-faz yük gerilimleri ve 3-faz yük akımları.

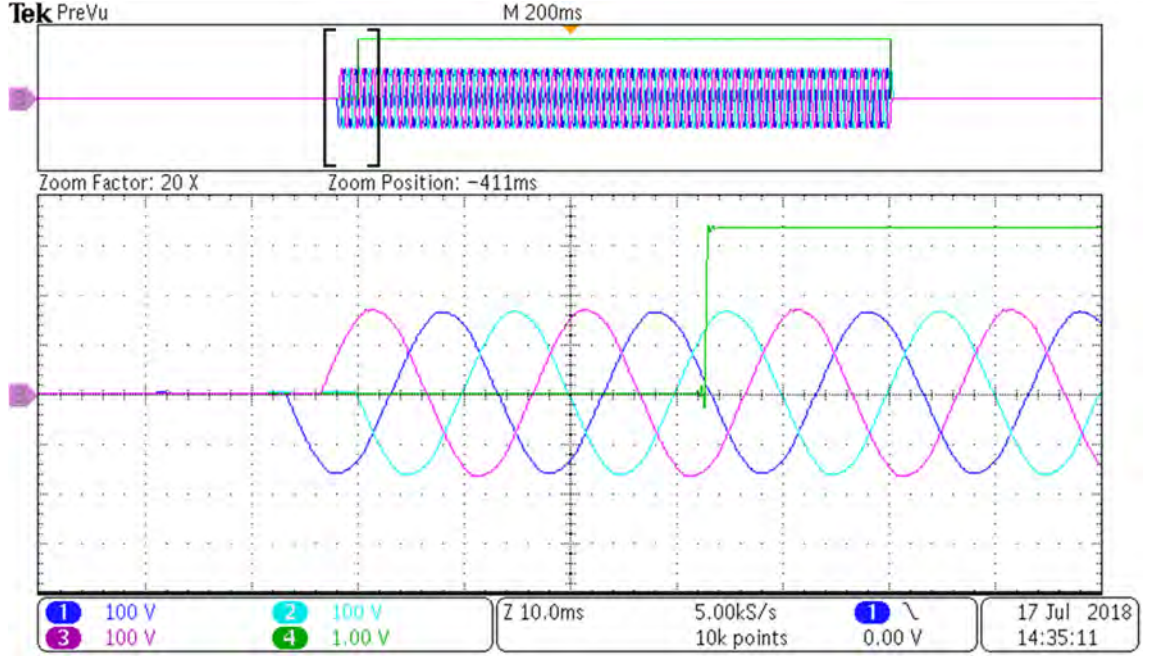
### 6.3. ADA MODLU VE ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇALIŞMA DENEYSEL SONUÇLARI

Kurulan deneysel sistemde ilk önce modlar arası geçişi sağlamak için önceki bölümde verilen PLL ve buna bağlı senkronizasyon yapısı test edilmiştir. Bu yapı, şebekede olası bir kesinti nedeniyle ada modunda çalışan sistemin tekrar şebekeye bağlanabilmesini ve benzer şekilde şebeke bağlantılı modda çalışan sistemde olası bir şebeke kesintisinde eviricinin şebeke ile olan bağlantısının kesilmesi ve ada modlu çalışmaya geçebilmesi için önem arz etmektedir. Bu test sırasında oluşturulan kontrol sistemi devre dışı bırakılarak sadece PLL ve senkronizasyon yapısı kullanılmış, böylece bu yapının adalama tespitindeki ve şebeke senkronizasyonundaki performansı test edilmiştir. Bunun için deney düzeneğinde 3-fazlı şebeke gerilimleri devreye alınarak ve kesilerek PLL yapısının S2 anahtarı için üretmesi gereken şebekeye bağlanma veya ayrılma sinyalleri kontrol edilmiştir.

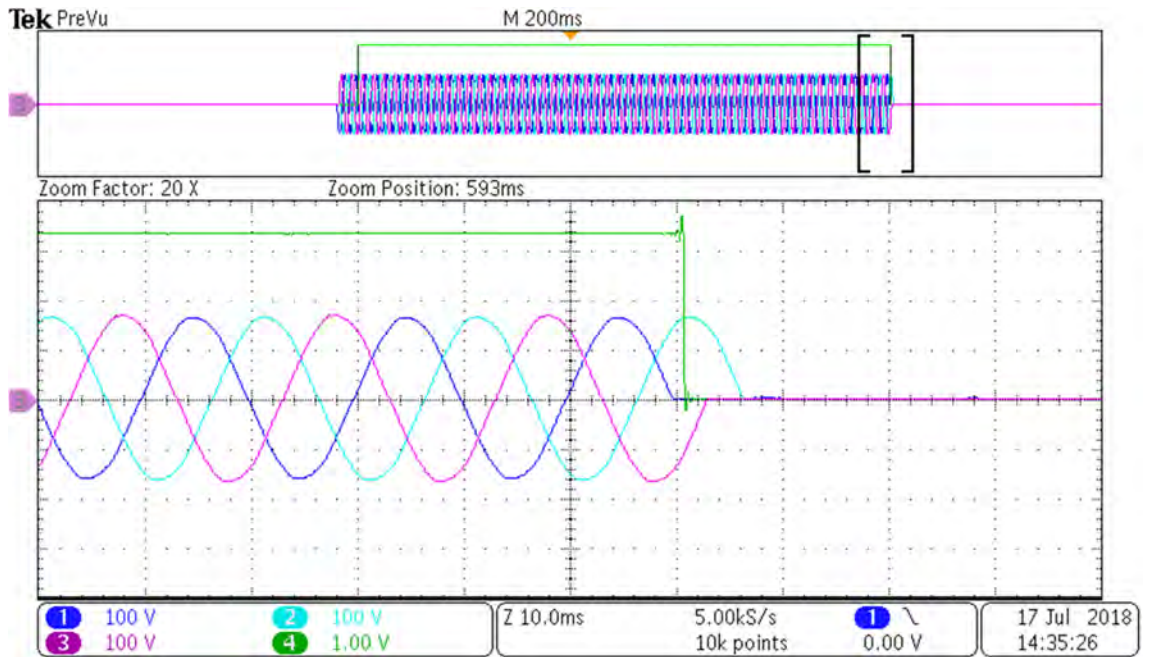
3-faz şebeke S1 statik anahtarı ile devreye alındığı durumda şebeke gerilimleri ve PLL ile senkronizasyon algoritmasının sonucunda şebekeye senkron olunmasıyla birlikte S2 statik anahtarı için sinyal üretilmektedir. Aşağıdaki şekillerde senkronizasyonun sağlanması deney sonuçları verilmiştir. Şekil 6.11'de görüldüğü üzere algoritma şebekenin gelmesinin ardından yaklaşık 1,5-2 periyot (bu süre şebekenin başlangıç açısına göre farklılık gösterebilir) sonra senkronizasyonu sağlayarak şebeke bağlantısı için S2 statik anahtarına kapanma (ON) komutunu göndermiştir. Şekil 6.12'de ise S1 statik anahtarı ile var olan şebeke ani olarak kesilmiştir. Bu durumda kesintinin hemen ardından algoritma S2 statik anahtarı için açılma (OFF) komutunu üretmiştir. Her iki şekilden de görüleceği üzere PLL ve senkronizasyon yapısı şebekeyi iyi bir şekilde takip ederek şebekenin devre girdiği andan kısa bir süre sonra senkronizasyonu sağlayarak S2 anahtarı vasıtasıyla sistemi şebekeye bağlayabilmektedir. Benzer şekilde şebekenin olası bir kesilme durumunda algoritma S2 anahtarı üzerinden eviriciyi şebekeden hızlı bir şekilde ayırmaktadır.

Kaskat yapıda tasarlanan kontrol algoritmasının ada modu ve şebeke bağlantılı çalışma modları arasında geçiş performansı incelenmeden ada modlu çalışmasındaki performansı dengesiz RL doğrusal yerel yük koşulunda incelenmiştir. Aşağıdaki şekillerde ada modlu çalışma durumunda deney sonuçları verilmiştir. Evirici ada modunda çalışırken önce şebeke bağlantılı çalışmaya sonra tekrar ada modulu çalışmaya S1 statik anahtarı ile

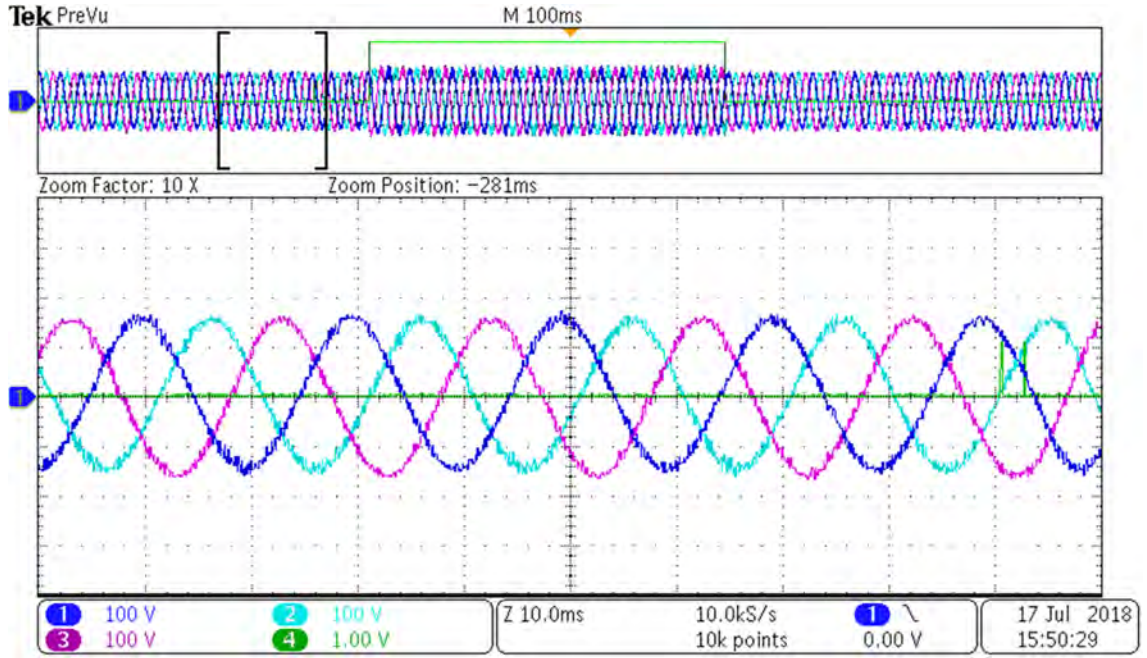
alınmıştır. Şekil 6.13’de ada modlu çalışmada 3-faz yük gerilimi dalga şekilleri ve S2 anahtar sinyali verilmiştir. Dengesiz RL-tipi yük altındaki evirici dengeli 110V, 50Hz nominal gerilimi yüke sağlamaktadır ve Şekil 6.14’de görüldüğü gibi bu gerilimin THB değeri %2,87’dir. Şekil 6.15’de dengesiz RL doğrusal yük akım dalga şekilleri verilmiştir.



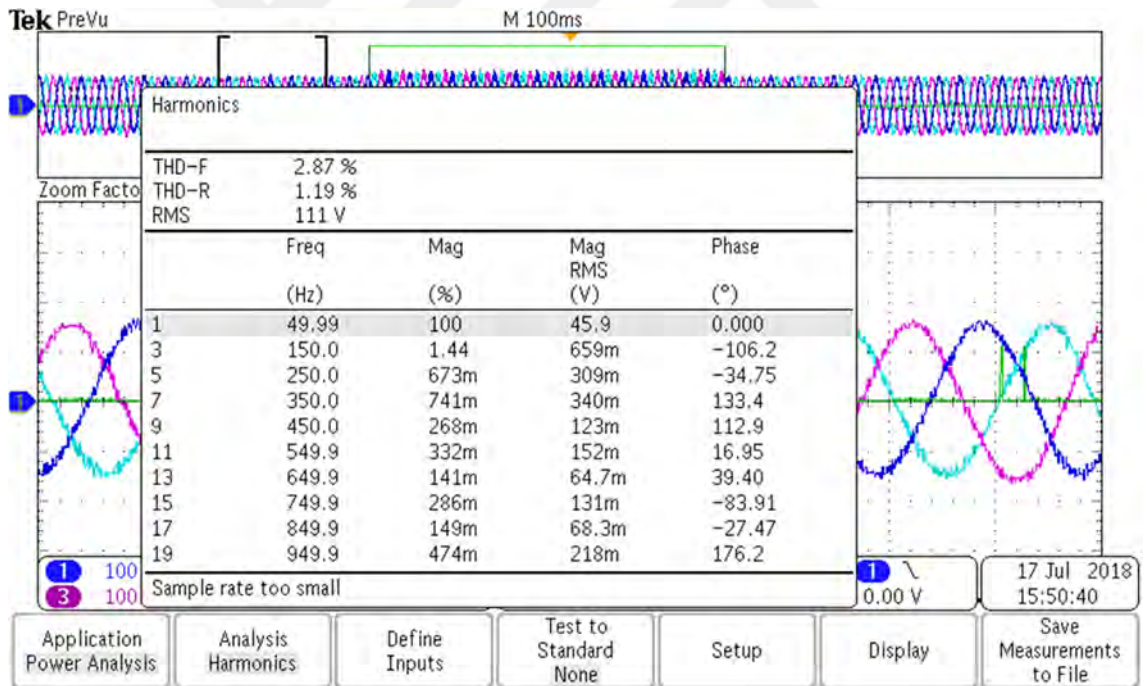
Şekil 6.11. Deneysel çalışmada şebeke gerilimlerinin geldiği durumda senkronizasyonun sağlanmasıyla 3-faz şebeke gerilim ve S2 statik anahtar sinyalleri.



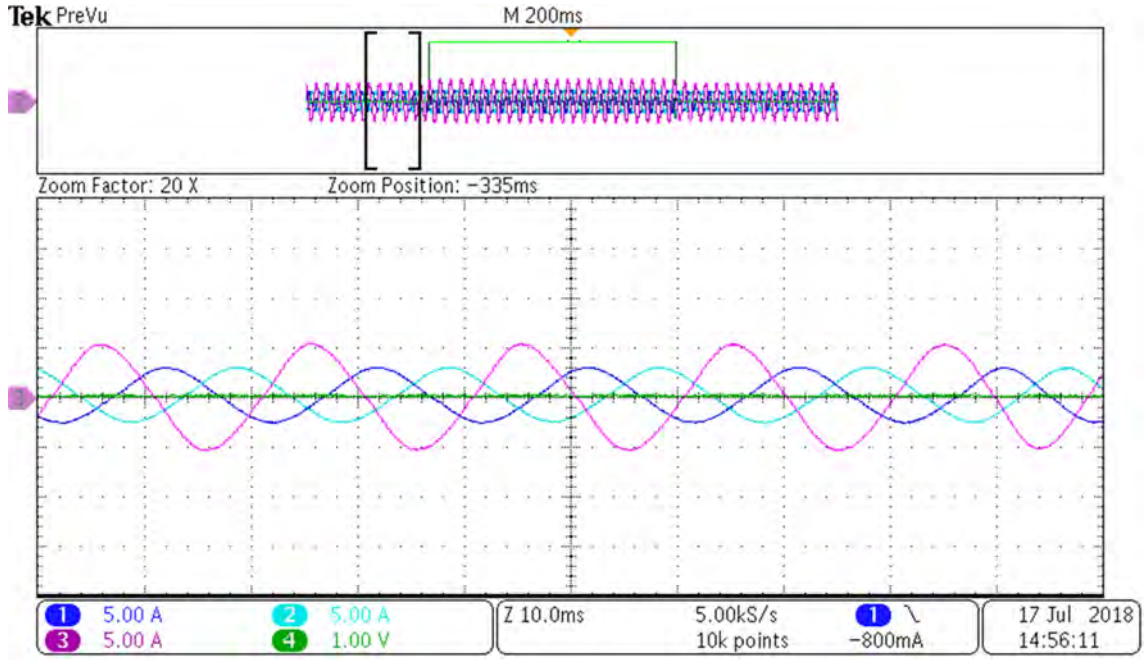
Şekil 6.12. Deneysel çalışmada şebeke gerilimlerinin kesildiği durumda senkronizasyonun sağlanmasıyla 3-faz şebeke gerilim ve S2 statik anahtar sinyalleri.



Şekil 6.13. Ada modlu çalışma durumunda 3-faz yük gerilimi deneysel dalga şekli.

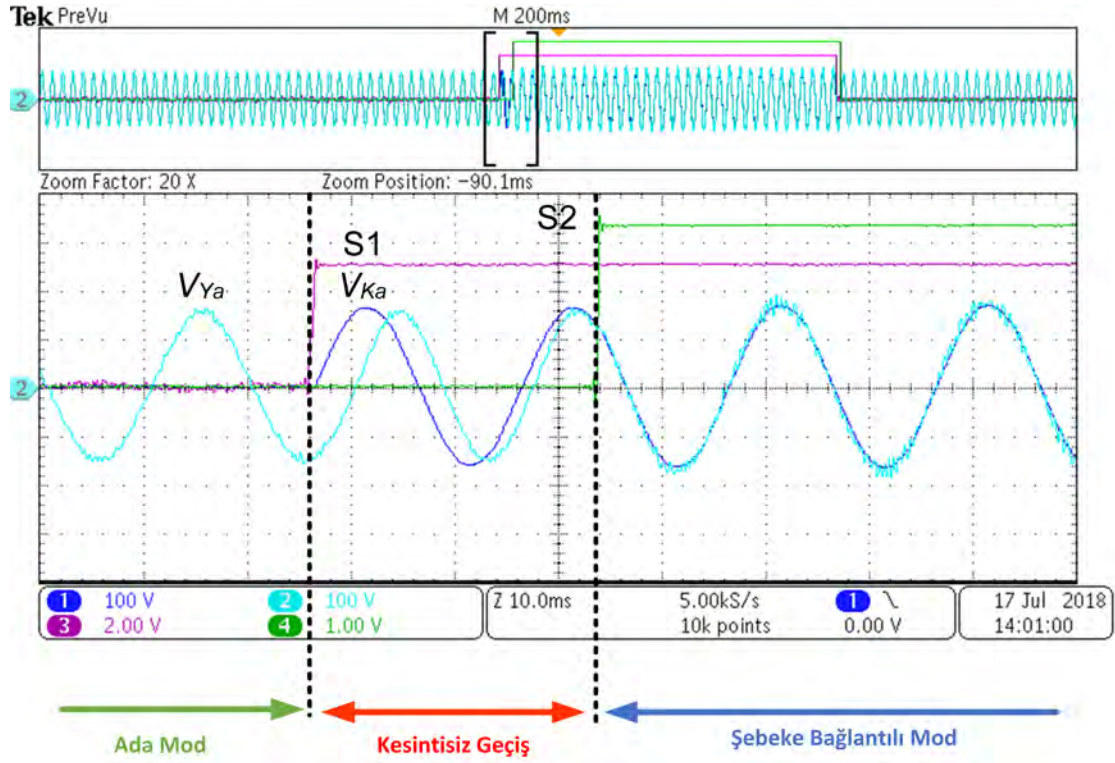


Şekil 6.14. Ada modlu çalışma durumunda a-fazı deneysel yük gerilimi THB değeri.

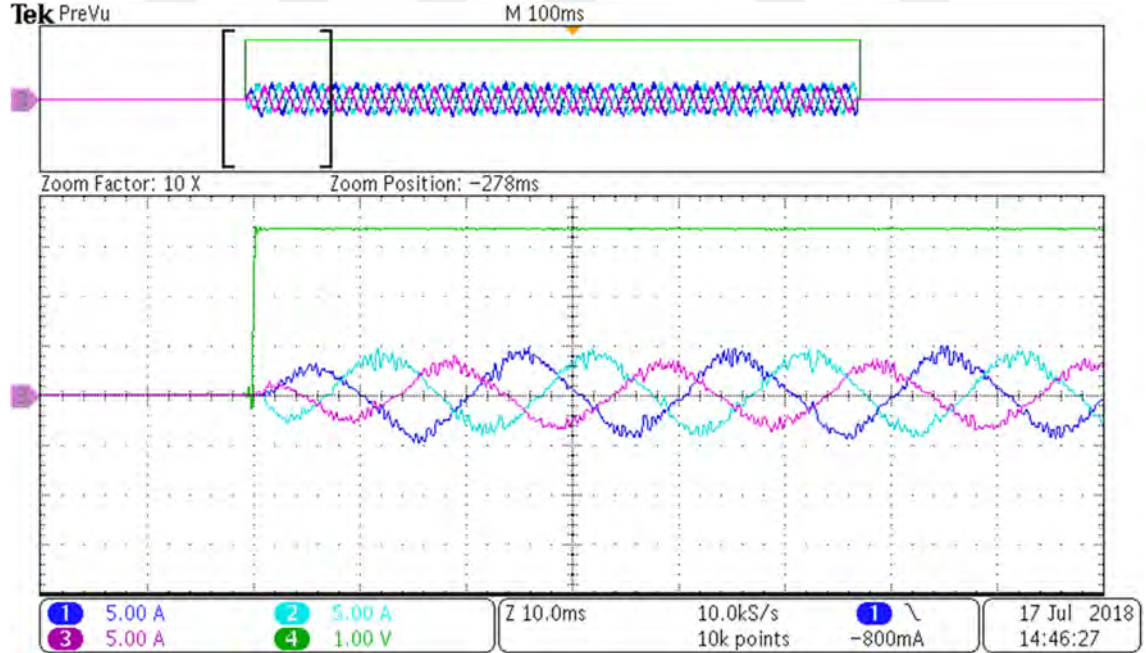


Şekil 6.15. Ada modlu çalışma durumunda 3-faz deneysel dengesiz yük akımları.

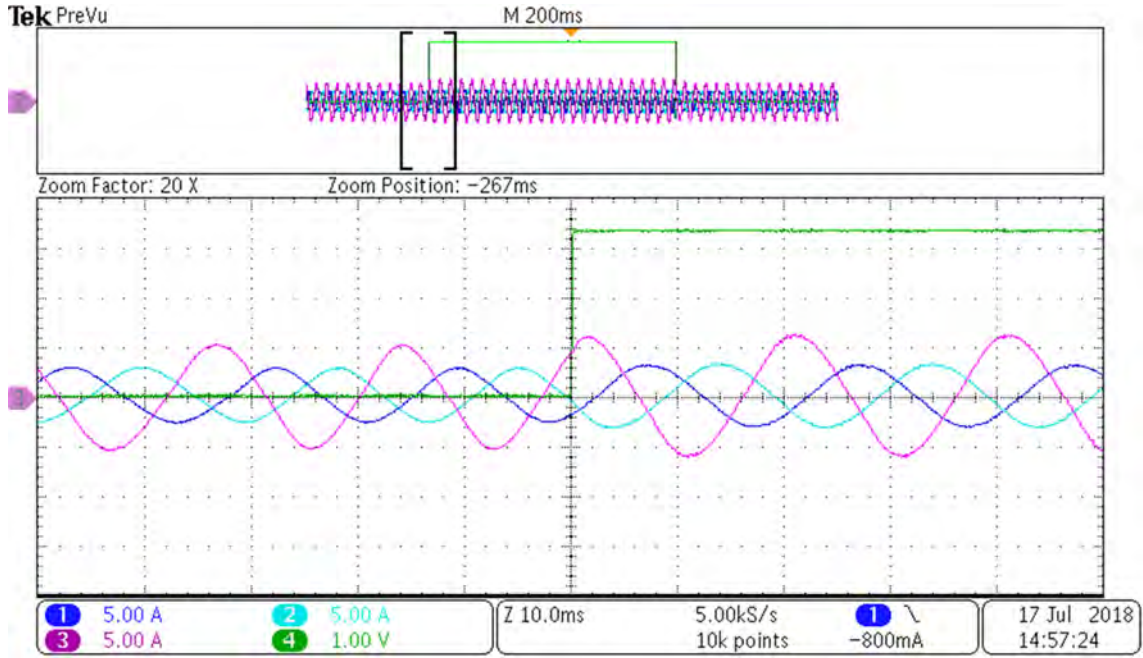
Ada modunda dengesiz RL yükü besleyen evirici şebekenin gelmesiyle birlikte PLL ve senkronizasyon algoritmalarının çalışması sonucu şebeke bağlantılı moda geçmesi gerekir. Bu geçişin yumuşak ve kesintisiz olması için senkronizasyon ve PLL algoritmalarının üreteceği S2 statik anahtar sinyali uygun zamanda üretilerek evirici akım kontrolüne geçirilmelidir. Aşağıdaki şekillerdede ada modundan şebeke bağlantılı moda geçiş deney sonuçları gösterilmektedir. Sistemin bu geçiş performansının incelenmesi için Şekil 6.16'daki gibi şebeke gerilimi S1 statik anahtarı sinyalinin (ON) olmasıyla gelmiştir. Ardından PLL ve senkronizasyon algoritmalarının çalışmasıyla senkronizasyon sağlanarak S2 statik anahtar sinyali (ON) olarak üretilmiştir. Şekil 6.16'da görüldüğü gibi şebekenin gelmesinin ardından senkronizasyon hızlı bir şekilde sağlanarak evirici şebeke bağlantılı moda geçmiştir. Geçiş sırasında yük uçlarındaki gerilim kesintiye uğramadan yumuşak bir geçiş sağlanmıştır. Ayrıca geçiş esnasında Şekil 6.17'deki gibi şebeke akımlarında ve Şekil 6.18'deki gibi yük akımlarında da yumuşak geçiş sağlanmıştır.



Şekil 6.16. Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçiş şebeke gerilimi, yük gerilimi, S1 anahtar ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları.

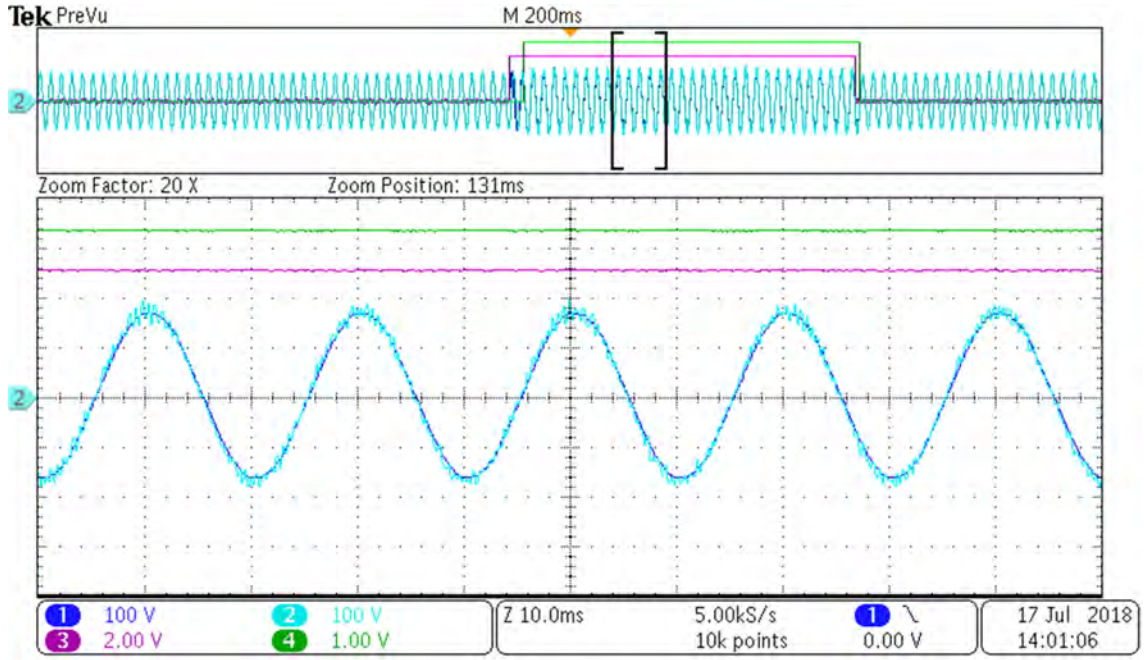


Şekil 6.17. Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçiş 3-faz şebeke akımları ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları.

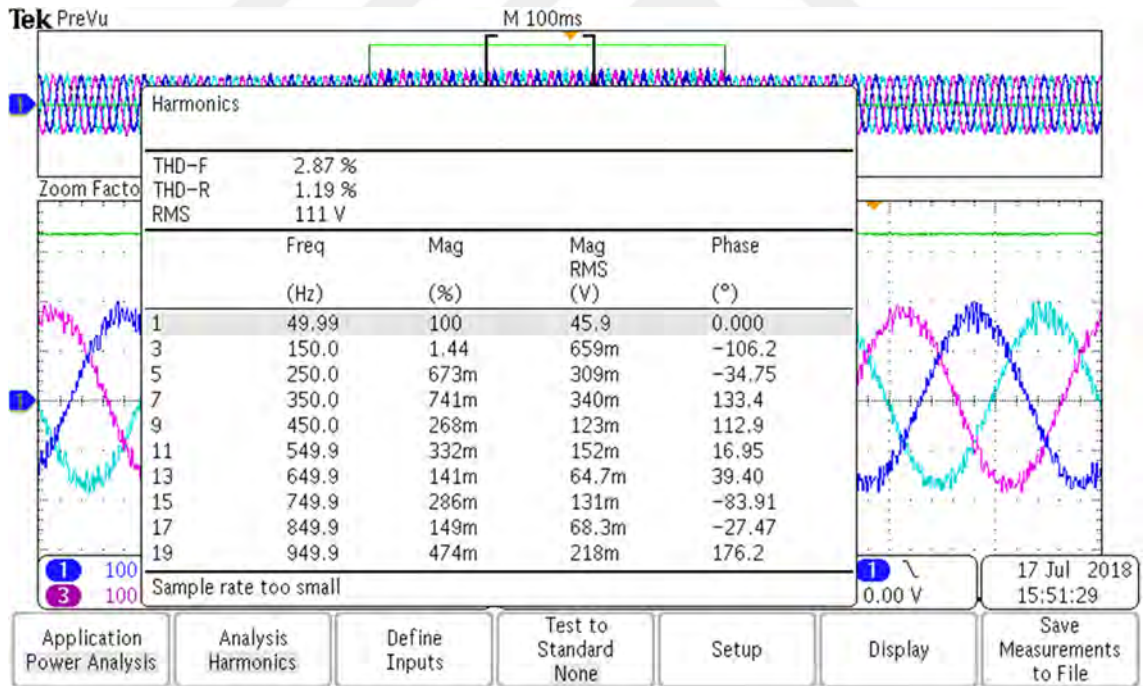


Şekil 6.18. Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçiş 3-faz yük akımları ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları.

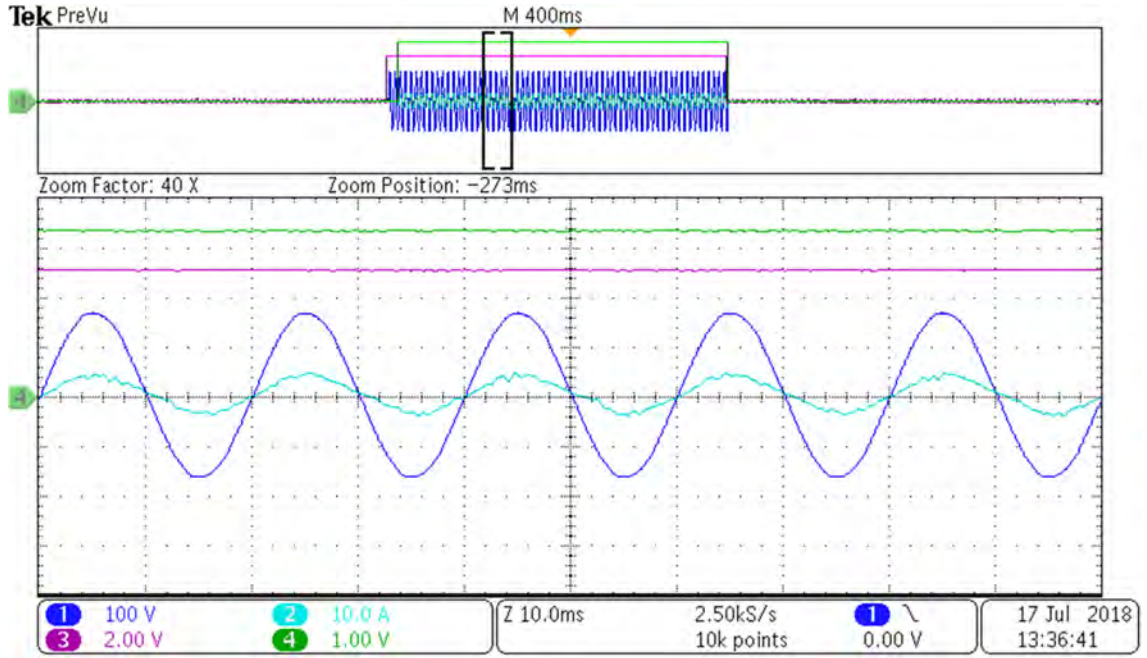
Ada modundan şebeke bağlantılı moda yumuşak geçişin ardından evirici akım kontrollü çalışmaya başlar ve şebeke gerilimi ile senkron verilen referans akımlarını takip etmelidir. Aşağıdaki şekillerde şebeke bağlantılı modda deney sonuçları gösterilmiştir. Sunulan algoritmanın şebeke bağlantılı moddaki performansının incelenmesi için Şekil 6.19'daki şebeke gerilimi ve yük uçları arasındaki gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi şebeke gerilimi ve yük gerilimi, yük ile şebeke arasında filtre bobini bulunmasına rağmen yaklaşık aynıdır. Ayrıca Şekil 6.20'de görüldüğü gibi yük gerilimi THB değeri %2,87'dir. Şekil 6.21'de ise şebeke gerilimi ve şebeke akımı dalga şekilleri verilmiştir. Bu şekilden görüldüğü üzere şebeke bağlantılı modda PLL ve senkronizasyon algoritması doğru çalışarak şebeke gerilimi ile aynı fazda şebeke akımları üretilmiştir.



Şekil 6.19. Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçtikten sonra şebeke gerilimi, yük gerilimi, S1 anahtar sinyali ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları.

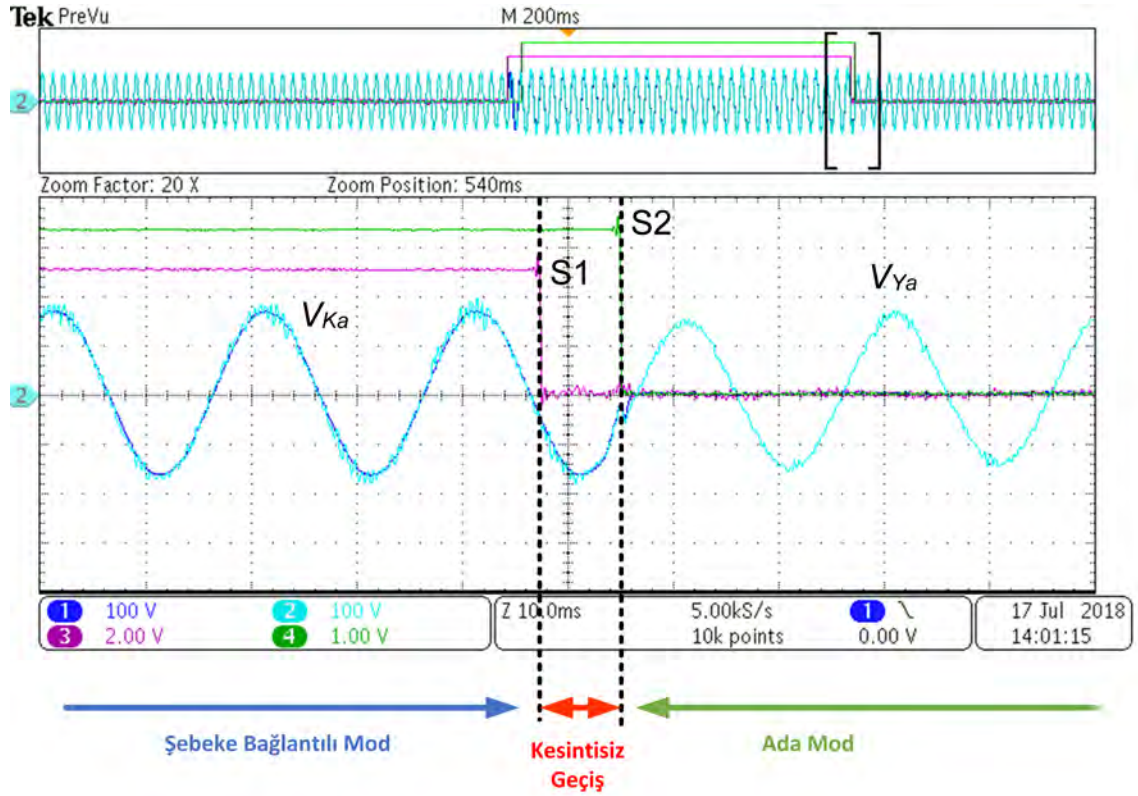


Şekil 6.20. Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçtikten sonra a-fazı yük gerilimi THB değeri deney sonuçları.

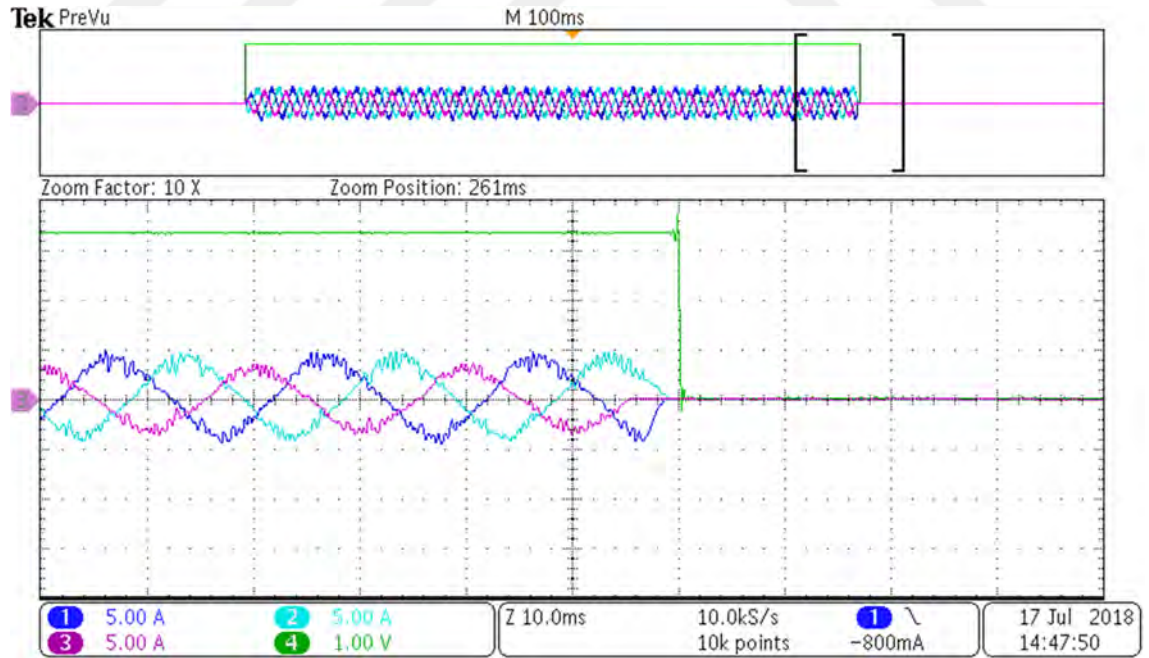


Şekil 6.21. Ada modundan şebeke bağlantılı moda geçtikten sonra şebeke gerilimi, şebeke akımı, S1 anahtar sinyali ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları.

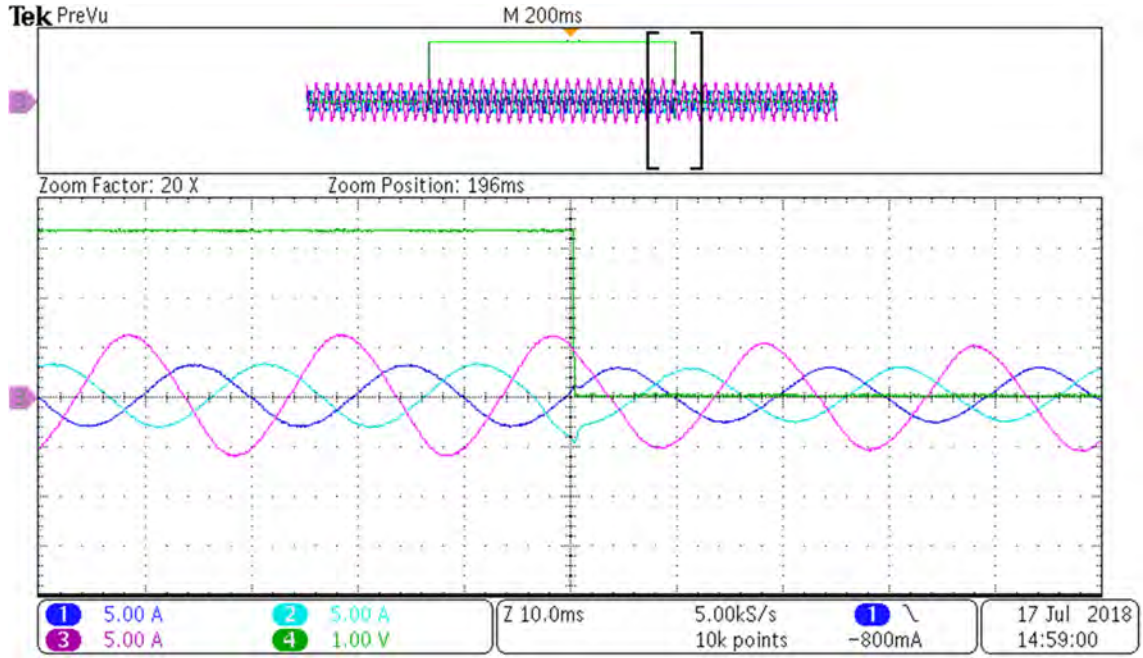
Aşağıda verilen şekillerde şebeke bağlantılı moddan ada moda geçiş deney sonuçları gösterilmiştir. Şebekeye bağlı ve akım kontrollü olarak çalışan evirici Şekil 6.22'deki gibi şebeke geriliminin S1 anahtar sinyalinin kesilmesiyle devre dışı bırakılmıştır. Ardından senkronizasyon ve PLL algoritmasının çalışmasıyla birlikte S2 anahtar sinyali kesilerek eviricinin şebeke bağlantısı bitirilerek ada moduna geçmiştir. Geçiş sırasında yük uçlarındaki gerilimde bir kesinti olmadan yumuşak bir geçiş sağlanmıştır. Ayrıca Şekil 6.23'de ve Şekil 6.24'de görüldüğü gibi geçiş sırasında şebeke ve yük akımlarında ani artışlar olmamıştır.



Şekil 6.22. Şebeke bağlantılı moddan ada moda geçiş şebeke gerilimi, yük gerilimi, S1 anahtar sinyali ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları.



Şekil 6.23. Şebeke bağlantılı moddan ada moda geçiş 3-faz şebeke akımları ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları.



Şekil 6.24. Şebeke bağlantılı moddan ada moda geçiş 3-faz yük akımları ve S2 anahtar sinyali deney sonuçları.

Sonuç olarak tasarlanan kaskat kontrol yapısının ve senkronizasyon ile PLL yapılarının deneysel ve benzetim çalışmalarından alınan sonuçlar büyük oranda örtüşmektedir. Sunulan tüm algoritma eviricinin ada modlu çalışmada çeşitli yük türlerini nominal gerilim ve düşük THB değeri ile beslemesini sağlamıştır. Ada modlu çalışmadan şebeke bağlantılı moda geçişte ise şebeke senkronizasyonu hızlı bir şekilde sağlanmış, yük uçlarındaki gerilim dalga şekli bozulmadan yumuşak ve kesintisiz geçiş sağlanmıştır. Şebeke bağlantılı moda geçen evirici bu modda hem yükleri beslemiş hem de şebeke gerilimi ile senkron akımın şebekeye aktarılmasını sağlamıştır. Son olarak şebeke bağlantısı kesilen sistemde şebeke kesintisi hızlı bir şekilde tespit edilerek eviricinin şebeke bağlantısı kesilmiş ve şebeke bağlantılı moddan ada modlu çalışmaya geçiş sırasında yükün beslenmesinin sürekliliği sağlanmıştır. Ayrıca her iki geçiş süresince eviriciye zarar verecek yük ve şebeke akımlarında herhangi bir ani yükseliş meydana gelmemiştir.

## 7. SONUÇLAR

Dağıtık üretimde eviriciler şebeke bağlantılı modda akım kaynağı olarak, ada modunda ise gerilim kaynağı olarak kontrol edilmektedir. Ayrıca bu iki mod arasındaki değişiminin geçici hal süresince eviricinin şebeke bağlantılı ve ada modlu çalışmaları arasında kesintisiz transfer yapılması gerekmektedir. Bu tez kapsamında 3-fazlı 4-kollu RB-IGBT tabanlı AT-NPC tipi yüksek verimli 3-seviyeli evirici sisteminin ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışması için kontrol algoritmaları incelenmiş olup her bir fazın bağımsız kontrol edilmesini sağlayan ada modlu çalışmada PMR tabanlı gerilim kontrol ve şebeke bağlantılı çalışmada PR tabanlı akım kontrol teknikleri belirlenmiştir. Bu evirici sisteminin ada ve şebeke bağlantılı çalışma modları arasındaki geçişin kesintisiz olması için bir kaskat kesintisiz transfer kontrol tekniği önerilmiştir. Tüm çalışma modları için sistemin PSIM yazılımı ile kapsamlı benzetim çalışması yapılmıştır.

3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sisteminin laboratuvar prototipinin kurulumu için güç katı ve IGBT sürme devreleri, AA akım-gerilim ölçüm kartları, DA akım ve DA kondansatörlerinin gerilim ölçüm kartı, AA akım-gerilim sinyal düzenleyici kartları, aşırı akım gerilim koruma kartı, sayısal sinyal düzenleyici kartının tasarımı ve imalatı yapılmıştır. Tüm fiziksel kablo bağlantıları yapılarak laboratuvar prototipinin kurulumu tamamlanmıştır. Deneysel düzeneğin testi için 3-fazlı RL tipi dengesiz doğrusal yük ve 1-fazlı diyotlu doğrusal olmayan yükler hazırlanmıştır. PSIM/Simcoder ile kontrol ve modülasyon tekniklerine ait model tabanlı DSK gömülü kodlarının üretilmesi çalışmaları yapılmış TMS320F28335 DSK tabanlı gerçek zamanlı kontrol sistemi gerçekleştirilmiştir. 3-fazlı 4-kollu 3-seviyeli AT-NPC evirici sisteminin ayrı ayrı ada modlu ve şebeke bağlantılı çalışma deneysel testlerinden sonra her iki çalışma modu arasında kesintisiz geçiş sağlayan kaskat kesintisiz transfer kontrol tekniğinin deneysel çalışmaları yapılmış olup benzetim sonuçları deneysel sonuçlar ile doğrulanmıştır.

Bu çalışmanın devamında önerilen evirici sisteminin DA tarafına eklenecek yenilenebilir dağıtık üretim kaynaklarından maksimum güç aktarımının sağlanması ve yük atma/yük

alma gibi yük tarafının kontrol edilmesi amacıyla kontrol tekniklerinin geliştirilmesi önerilmektedir. Ek olarak sistemin nominal gerilim ve yüksek güç değerlerinde çalıştırılması planlanmıştır.



## 8. KAYNAKLAR

- [1] C. Chakraborty, H. H.-C. Iu, and D. D.-C. Lu, "Power converters, control, and energy management for distributed generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4466–4470, 2015.
- [2] IEEE, "IEEE Std 1547-2003 IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," Digital Equipment Corporation, USA, Tech. Rep., Aug. 2003.
- [3] R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1323–1332, 2004.
- [4] T.-V. Tran, T.-W. Chun, H.-H. Lee, H.-G. Kim, and E.-C. Nho, "PLL-based seamless transfer control between grid-connected and islanding modes in grid-connected inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5218–5228, 2013.
- [5] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, 2011.
- [6] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for low-voltage applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 899–907, 2012.
- [7] M. Schweizer and J. W. Kolar, "High efficiency drive system with 3-level T-type inverter," in *Proceedings of the 2011 14th IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, Birmingham, UK, Sep. 2011, pp. 1–10.
- [8] R. Teichmann and S. Bernet, "A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 3, pp. 855–865, 2005.
- [9] H. Uemura, F. Krismer, and J. W. Kolar, "Comparative evaluation of T-type topologies comprising standard and reverse-blocking IGBTs," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, USA, Oct. 2013, pp. 1288–1295.
- [10] P. J. Grbovic, F. Gruson, N. Idir, and P. Le Moigne, "Turn-on performance of reverse blocking IGBT (RB IGBT) and optimization using advanced gate driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 4, pp. 970–980, 2009.
- [11] N. Satheesh and T. Takaku, "Advanced T-type NPC- 3 level modules: A novel possibility with RB-IGBT's," Fuji Electric Inc, Tokyo/Japan, Tech. Rep., 2014.

- [12] L. Zhang, K. Sun, L. Huang, and S. Igarashi, "Comparison of RB-IGBT and normal IGBT in T-type three-level inverter," in *2013 15th IEEE European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France, Oct. 2013, pp. 1–7.
- [13] R. G. de Almeida Cacau, R. P. Torrico-Bascopé, J. A. F. Neto, and G. V. Torrico-Bascopé, "Five-level T-type inverter based on multistate switching cell," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3857–3866, 2014.
- [14] W. Yu, S. Yaojie, L. Yandan, and Z. Junjun, "Investigation on the dynamic behaviors of paralleling T-type IGBT modules," in *2014 IEEE International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering*, vol. 2, Sapporo, Japan, Nov. 2014, pp. 932–938.
- [15] K. Sun, D. Zhou, L. Huang, K. Matsuse, and K. Sasagawa, "A novel commutation method of matrix converter fed induction motor drive using RB-IGBT," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 3, pp. 777–786, 2007.
- [16] M. Sedlak, S. Stynski, M. P. Kazmierkowski, and M. Malinowski, "Operation of four-leg three-level flying capacitor grid-connected converter for RES," in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, Jan. 2013, pp. 1100–1105.
- [17] S.-J. Chee, S.-K. Sul, Y. H. Roh, and J. Lee, "Loss comparison of the 3 level topologies for four-leg voltage converters," in *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Busan, South Korea, Feb. 2014, pp. 324–329.
- [18] D. Vyawahare and M. Chandorkar, "Distributed generation system with hybrid inverter interfaces for unbalanced loads," in *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aachen, Germany, Aug. 2015, pp. 1–7.
- [19] M. R. Miveh, M. F. Rahmat, A. A. Ghadimi, and M. W. Mustafa, "Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 54, no. 1, pp. 1592 – 1610, 2016.
- [20] J. Wang, X.-Y. Li, and X.-Y. Qiu, "Power system research on distributed generation penetration." *Dianli Xitong Zidonghua(Automation of Electric Power Systems)*, vol. 29, no. 24, pp. 90–97, 2005.
- [21] D. Velasco, C. Trujillo, G. Garcerá, and E. Figueres, "Review of anti-islanding techniques in distributed generators," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, no. 6, pp. 1608–1614, 2010.
- [22] A. Woyte, K. De Brabandere, D. Van Dommelen, R. Belmans, and J. Nijs, "International harmonization of grid connection guidelines: adequate requirements for the prevention of unintentional islanding," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 11, no. 6, pp. 407–424, 2003.
- [23] W. Y. Teoh and C. W. Tan, "An overview of islanding detection methods in photovoltaic systems," *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 58, no. 10, pp. 674–682, 2011.

- [24] A. M. Massoud and K. H. Ahmed and S. J. Finney and B. W. Williams, "Harmonic distortion-based island detection technique for inverter-based distributed generation," *IET Renewable Power Generation*, vol. 3, no. 4, pp. 493–507, December 2009.
- [25] M. N. Arafat, S. Palle, Y. Sozer, and I. Husain, "Transition control strategy between standalone and grid-connected operations of voltage-source inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1516–1525, 2012.
- [26] M. Fatu, F. Blaabjerg, and I. Boldea, "Grid to standalone transition motion-sensorless dual-inverter control of PMSG with asymmetrical grid voltage sags and harmonics filtering," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3463–3472, 2013.
- [27] D. S. Ochs, B. Mirafzal, and P. Sotoodeh, "A Method of seamless transitions between grid-tied and stand-alone modes of operation for utility-interactive three-phase inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 3, pp. 1934–1941, 2014.
- [28] D. Gaonkar, G. Pillai, and R. Patel, "Seamless transfer of microturbine generation system operation between grid-connected and islanding modes," *Electric Power Components and Systems*, vol. 37, no. 2, pp. 174–188, 2009.
- [29] I. J. Balaguer, Q. Lei, S. Yang, U. Supatti, and F. Z. Peng, "Control for grid-connected and intentional islanding operations of distributed power generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 147–157, 2010.
- [30] Q. Lei, S. Yang, and F. Z. Peng, "Multi-loop control algorithms for seamless transition of grid-connected inverter," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA, 2010, pp. 844–848.
- [31] F. Gao and M. R. Iravani, "A control strategy for a distributed generation unit in grid-connected and autonomous modes of operation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 2, pp. 850–859, 2008.
- [32] S.-H. Hu, C.-Y. Kuo, T.-L. Lee, and J. M. Guerrero, "Droop-controlled inverters with seamless transition between islanding and grid-connected operations," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Phoenix, AZ, USA, Nov. 2011, pp. 2196–2201.
- [33] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [34] H. Kim, T. Yu, and S. Choi, "Indirect current control algorithm for utility interactive inverters in distributed generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1342–1347, 2008.
- [35] J. Kwon, S. Yoon, and S. Choi, "Indirect current control for seamless transfer of three-phase utility interactive inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 773–781, 2011.

- [36] Z. Liu and J. Liu, "Indirect current control based seamless transfer of three-phase inverter in distributed generation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3368–3383, 2013.
- [37] P. C. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 5, pp. 1176–1185, 2003.
- [38] Z. Liu and J. Liu, "Seamless transfer strategy with outer current loop for three phase inverter in distributed generation," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, USA, Nov. 2010, pp. 3556–3560.
- [39] E. Avci and M. Ucar, "Analysis and design of grid-connected 3-phase 3-level AT-NPC inverter for low-voltage applications," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 25, no. 3, pp. 2464–2478, 2017.
- [40] M. Ucar, "3-Fazli 4-Telli Sistemlerde Güç Kalitesi Düzeltimi İçin Birleşik Seri-Paralel Aktif Filtre Tasarımı Denetimi Ve Gerçekleştirilmesi," Ph.D. dissertation, Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli, Türkiye.
- [41] K. Hong, W.-S. Gan, Y. K. Chong, K. Chew, C. Lee, and T. Koh, "An integrated environment for rapid prototyping of DSP Algorithms using matlab and Texas instruments' TMS320C30," *Microprocessors and Microsystems*, vol. 24, no. 7, pp. 349–363, 2000.
- [42] PSIM, "Auto Code Generation for F2833X Target, Tutorial," PSIM INC, Rockville, US, Tech. Rep., Oct. 2016.
- [43] IEEE, "IEEE Std 1547-2014 IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," Digital Equipment Corporation, USA, Tech. Rep., May 2014.
- [44] Y. Geng, Y. Yun, R. Chen, K. Wang, H. Bai, and X. Wu, "Parameters design and optimization for LC-type off-grid inverters with inductor-current feedback active damping," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 703–715, 2017.
- [45] W. Wu, L. Peng, Y. Qi, Q. Liu, Z. Huang, F. Dong, M. Chen, and B. Wang, "An improved active damping method with grid-side current feedback to maximize damping ratio for LCL-type grid-connected inverter," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, Nov. 2017, pp. 5607–5611.
- [46] R. Luís, J. Silva, and J. Quadrado, "Output voltage quality evaluation of stand-alone four-leg inverters using linear and non-linear controllers," *Energies*, vol. 10, no. 4, p. 504, 2017.
- [47] Y. Zhang, X. Du, J. Zhang, and S. Li, "Study on double-loop control technique for micro-grid inverters," in *IET International Conference on Automatic Control and Artificial Intelligence (ACAI 2012)*, Xiamen, China, 2012, pp. 1964–1968.

- [48] T. Ye, N. Dai, C.-S. Lam, M.-C. Wong, and J. M. Guerrero, "Analysis, design, and implementation of a quasi-proportional-resonant controller for a multifunctional capacitive-coupling grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4269–4280, 2016.
- [49] J. Zhang, L. Li, D. G. Dorrell, and Y. Guo, "Modified PI controller with improved steady-state performance and comparison with PR controller on direct matrix converters," *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 53–66, 2019.
- [50] E. Demirkutlu and A. M. Hava, "A scalar resonant-filter-bank-based output-voltage control method and a scalar minimum-switching-loss discontinuous PWM method for the four-leg-inverter-based three-phase four-wire power supply," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 982–991, 2009.
- [51] A. Kuperman, "Proportional-resonant current controllers design based on desired transient performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5341–5345, 2015.
- [52] M. Mirhosseini, J. Pou, B. Karanayil, and V. G. Agelidis, "Resonant versus conventional controllers in grid-connected photovoltaic power plants under unbalanced grid voltages," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 3, pp. 1124–1132, 2016.
- [53] C. Zou, B. Liu, S. Duan, and R. Li, "Stationary frame equivalent model of proportional-integral controller in dq synchronous frame," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4461–4465, 2014.
- [54] M. Parvez, M. Elias, and N. Rahim, "Performance analysis of PR current controller for single-phase inverters," in *4th IET Clean Energy and Technology Conference (CEAT 2016)*, Kuala Lumpur, Malaysia, Feb. 2016, pp. 1–8.
- [55] M. Rivera, V. Yaramasu, A. Llor, J. Rodriguez, B. Wu, and M. Fadel, "Digital predictive current control of a three-phase four-leg inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 4903–4912, 2012.
- [56] M. Pichan, H. Rastegar, and M. Monfared, "Deadbeat control of the stand-alone four-leg inverter considering the effect of the neutral line inductor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2592–2601, 2016.
- [57] A. Lidozzi, C. Ji, L. Solero, P. Zanchetta, and F. Crescimbin, "Digital deadbeat and repetitive combined control for a stand-alone four-leg VSI," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5624–5633, 2017.
- [58] Q. Tabart, I. Vechiu, A. Etxeberria, and S. Bacha, "Hybrid energy storage system microgrids integration for power quality improvement using four-leg three-level NPC inverter and second-order sliding mode control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 424–435, 2017.
- [59] M. Pichan and H. Rastegar, "Sliding-mode control of four-leg inverter with fixed switching frequency for uninterruptible power supply applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6805–6814, 2017.

- [60] K. Lim and J. Choi, "PR based indirect current control for seamless transfer of grid-connected inverter," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, China, 2016, pp. 3749–3755.
- [61] G. Shen, X. Zhu, J. Zhang, and D. Xu, "A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2033–2041, 2010.
- [62] E. Demirkutlu, "Output Voltage Control of a Four-Leg Inverter Based Three-Phase Ups By Means of Stationary Frame Resonant Filter Banks," Master's thesis, Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2006.
- [63] F. Rojas-Lobos, R. Kennel, and R. Cárdenas-Dobson, "3D-SVM algorithm and capacitor voltage balancing in a 4-leg NPC converter operating under unbalanced and non-linear loads," in *2013 15th IEEE European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France, Oct. 2013, pp. 1–10.
- [64] X. Wang, F. Zhuo, J. Li, L. Wang, and H. Huang, "Modeling and controlling of zero sequence current in directly paralleled 3-phase 4-wire inverter," in *The 2010 IEEE International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-*, Sapporo, Japan, Aug. 2010, pp. 2377–2381.
- [65] S.-J. Chee, S. Ko, H.-S. Kim, and S.-K. Sul, "Common-mode voltage reduction of three-level four-leg PWM converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 4006–4016, 2015.
- [66] P. Alemi, C.-J. Bae, and D.-C. Lee, "Resonance suppression based on PR control for single-phase grid-connected inverters with LLCL filters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 459–467, 2015.
- [67] D. Lumbreras, E. L. Barrios, A. Ursúa, L. Marroyo, and P. Sanchis, "On the stability criteria for inverter current control loops with LCL output filters and varying grid impedance," in *2017 19th IEEE European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Warsaw, Poland, Nov. 2017, pp. P–1.
- [68] M. A. Gaafar, G. M. Dousoky, E. M. Ahmed, and M. Shoyama, "Systematic design of grid-current-based active damping for grid-connected LCL filters," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, May 2017, pp. 2652–2657.
- [69] O. Vainio and S. J. Ovaska, "Noise reduction in zero crossing detection by predictive digital filtering," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 1, pp. 58–62, 1995.
- [70] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Three-phase PLLs: A review of recent advances," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1894–1907, 2016.
- [71] Z. Yao, L. Xiao, and Y. Yan, "Seamless transfer of single-phase grid-interactive inverters between grid-connected and stand-alone modes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1597–1603, 2009.

- [72] R.-J. Wai, C.-Y. Lin, Y.-C. Huang, and Y.-R. Chang, "Design of high-performance stand-alone and grid-connected inverter for distributed generation applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1542–1555, 2012.
- [73] S. Yoon, H. Oh, and S. Choi, "Controller design and implementation of indirect current control based utility-interactive inverter system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 26–30, 2012.
- [74] Z. Liu, J. Liu, and Y. Zhao, "A unified control strategy for three-phase inverter in distributed generation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1176–1191, 2013.
- [75] Q. N. Trinh, P. Wang, F. H. Choo, C. Jin, X. Pan, and H. H. Lee, "A novel control strategy for smooth transition between stand-alone and grid-connected operations of distributed generation," in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, Seoul, South Korea, 2015, pp. 1276–1281.



# ÖZGEÇMİŞ

## KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Emre AVCI  
Doğum Tarihi ve Yeri : Erzincan 1988  
Yabancı Dili : İngilizce  
Eposta : emreavci@duzce.edu.tr

## ÖĞRENİM DURUMU

| Derece    | Alan                                     | Okul/Üniversite | Mezuniyet Yılı |
|-----------|--|-----------------|----------------|
| Doktora   | Elektrik-Elek.ve Bilgisayar Müh. A.B.D.  | Düzce Üni.      | 2019           |
| Y. Lisans | Elektrik-Elek. ve Bilgisayar Müh. A.B.D. | Düzce Üni.      | 2015           |
| Lisans    | Elektrik-Elektronik Mühendisliği         | Sakarya Üni.    | 2011           |

## YAYINLAR

### Uluslararası hakemli dergilerde yayınlanan makaleler:

1. E. Avcı, M. Uçar, "A Proportional Multi-Resonant Based Controller Design Method Enhanced With A Lead Compensator for Stand-Alone Mode Three-Level Three-Phase Four-Leg Advanced T-NPC Inverter System", IET Power Electronics, 2019. (Kabul edildi).
2. E. Avcı, M. Uçar, "SRF Based Output Voltage Control of 3-level 3-phase 4-leg AT-NPC inverter", Journal of Polytechnic, 21-4, pp. 961-966, 2018. (Dergi E-SCI tarafından taranmaktadır).
3. E. Avcı, M. Uçar, "Analysis and Design of Grid-connected 3-phase 3-level AT-NPC Inverter for Low-voltage Applications", Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 25-3, pp. 464-2478, 2017.

## **Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında basılan bildiriler:**

1. E. Avci, M. Ucar, "Dual-Mode Operation of 3-Level 4-Leg AT-NPC Inverter for Microgrids", International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Optimization of Electrical and Electronics Equipment Conference, ACEMP-OPTIM 2019, İstanbul, 2019.
2. E. Avci, M. Ucar, "Multi-Resonant Voltage Control of a 4-Leg 3-Level AT-NPC Inverter", Electrical and Electronic Engineering, ICACEEE, Zurich, pp. 33-37, 2018.
3. E. Avci, M. Ucar, "PR Control of Grid-Connected 3-level Inverter With LCL Filter", V. International Energy Technologies Conference, ENTECH'17, Istanbul, pp. 17-24, 2017.
4. E. Avci, M. Ucar, "A Comparison of Fixed-Frequency and Adaptive Frequency Based SOGI PLL for Single Phase Grid-Connected Inverters", International Multidisciplinary Congress of Eurasian, IMCOFE, Rome, pp. 259-265, 2017.
5. E. Avci, M. Ucar, "Efficiency based evaluation of 3-level advanced T-NPC inverter for low-voltage applications", 4th International Energy Technologies Conference, ENTECH '16, Istanbul, Turkey, pp. 363-370, 2016.

## **PROJELER:**

1. Bursiyer, Alçak Gerilim Yenilenebilir Dağıtık Üretim Sistemleri İçin Ada Modlu/Şebeke Bağlantılı 3-Fazlı 4-Kollu Yüksek Verimli Evirici Tasarımı ve Denetimi, TÜBİTAK, 3001 Başlangıç Ar-Ge Projesi, Proje No: 215E357, Başlama Tarihi: 01/12/2016, Bitiş Tarihi: 01/06/2018.
2. Araştırmacı, 3-Fazlı 4-Kollu Yüksek Verimli Evirici Sisteminin Gerçek Zamanlı Denetimi İçin DSP Gömülü Kodlarının Otomatik Üretilmesi, DÜBAP, Proje No: 2016.06.03.516, Hızlı Destek Projesi, Başlama Tarihi: 30/11/2016, Bitiş Tarihi: 30/11/2017.