

**LİNEER İNDÜKSİYONLU FIRLATICILARDA ARTAN
FREKANSLI SÜRÜCÜ TASARIMI, GERÇEKLEMESİ VE
KONTROLÜ**

ÇAĞDAŞ TUNCEROĞLU

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

**DANIŞMAN
DOÇ. DR. UĞUR HASIRCI**

DÜZCE, 2024

T.C.
DÜZCE ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

LİNEER İNDÜKSİYONLU FIRLATICILARDA ARTAN
FREKANSLI SÜRÜCÜ TASARIMI, GERÇEKLEMESİ VE
KONTROLÜ

Çağdaş TUNCEROĞLU tarafından hazırlanan tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından
Düzce Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Uğur HASIRCI

Düzce Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Uğur HASIRCI

Düzce Üniversitesi

Prof. Dr. Murat KALE

Düzce Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet KARAKAYA

Gazi Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet UÇAR

Düzce Üniversitesi

Doç. Dr. Engin HÜNER

Kırklareli Üniversitesi

Tez Savunma Tarihi: 26/06/2024

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 haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını beyan ederim.

26 Haziran 2024

Çağdaş TUNCEROĞLU

TEŞEKKÜR

Doktora öğrenimimde ve bu tezin hazırlanmasında gösterdiği her türlü destek ve yardımdan dolayı çok değerli hocam Doç. Dr. Uğur HASIRCI'ya en içten dileklerimle teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca değerli katkılarını esirgemeyen tez izleme komite üyeleri Prof. Dr. Murat KALE'ye ve Dr. Öğr. Üyesi Mehmet KARAKAYA'ya şükranlarımı sunarım.

Bu çalışma boyunca yardımlarını ve desteklerini esirgemeyen sevgili aileme ve çalışma arkadaşlarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bu tez çalışması, 123E061 numaralı TÜBİTAK 1002-B Acil Destek Modülü kapsamında desteklenmiştir.

26 Haziran 2024

Çağdaş TUNCEROĞLU

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
KISALTMALAR.....	xii
SİMGELER	xiii
ÖZET	xiv
ABSTRACT	xv
EXTENDED ABSTRACT	xvi
1. GİRİŞ	1
1.1. LİTERATÜR ÖZETİ	4
1.2. TEZİN AMACI	7
1.3. TEZ KONUSUNUN ÖNEMİ	7
2. MATERYAL VE YÖNTEM	16
2.1. LİNEER İNDÜKSİYON FIRLATICI TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ	16
2.2. SÜRÜCÜ TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ	20
2.2.1. Evirici Türleri.....	20
2.2.2. Anahtarlama Yöntemleri.....	22
2.2.2.1. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM)	22
2.2.2.2. Üçüncü Harmonik İlaveli Darbe Genişlik Modülasyonu (ÜHİDGM)	23
2.2.2.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM)	23
2.2.3. Kontrol Yöntemleri.....	31
2.2.3.1. Vektör Kontrol	32
2.2.3.2. Skaler (V/f) Kontrol.....	33
2.2.4. Dijital Sinyal İşleyici (DSİ)	35
2.2.5. Evirici Girişi	38
2.2.5.1. Doğrultucular	38
2.2.5.2. DA Bara Kapasitörü	41
2.2.6. Sistemin Benzetim Çalışması	42
2.2.6.1. Referans Frekansının Modellenmesi.....	42
2.2.6.2. Üç Faz Gerilim Referanslarının Üretilmesi	43
2.2.6.3. Clarke Dönüşümü	44
2.2.6.4. Sektör Numaralarının Üretilmesi.....	45
2.2.6.5. Anahtarlama Sürelerinin Hesaplanması	46
2.2.6.6. Sektör Numaralarına Karşılık Gelen Anahtarlama Süreleri.....	47
2.2.6.7. Gelişmiş DGM (ePWM) Modülü.....	48
2.2.6.8. DGM Sinyallerinin Gerilim Kaynaklı Evirici Modeline Uygulanması	60
2.2.7. Sistemin Gerçeklemesi	65
3. BULGULAR VE TARTIŞMA	69
3.1. SÜRÜCÜ DEVRE PERFORMANSININ GELİŞTİRİLMESİ	79
3.1.1. Gerilim Katlayıcı	80
3.1.1.1. CW Tipi Gerilim Katlayıcı Devresinin Çalışması	80
3.1.1.2. 2 Katmanlı CW Tipi Gerilim Katlayıcı Devresinin Gerçeklemesi ve Sürücü Modeline Uygulanması	81

3.2. BENZETİM ÇALIŞMALARI VE SICAKLIK ANALİZİ	84
4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	101
5. KAYNAKLAR.....	102
ÖZGEÇMİŞ	109



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1. Raylı fırlatıcı yapısı.	3
Şekil 1.2. Bobinli fırlatıcı yapısı.	4
Şekil 1.3. Lineer indüksiyon fırlatıcı yapısı.	5
Şekil 1.4. Ansys Electronics/Maxwell 3D LİF modeli.	8
Şekil 1.5. Ansys Electronics/Maxwell 3D LİF modelinin 1/2 görünümü.	8
Şekil 1.6. Ansys Electronics/Maxwell 3D LİF modelinin 1/4 görünümü.	8
Şekil 1.7. Sürücü bobinleri üzerindeki 4000 Hz 400 A 3-faz akım değerleri.	9
Şekil 1.8. 4000 Hz 400 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi.	9
Şekil 1.9. 4000 Hz 400 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.	10
Şekil 1.10. 4000 Hz 400 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.	10
Şekil 1.11. 4000 Hz 400 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.	11
Şekil 1.12. 0'dan 4000 Hz'e artan frekansın değişim grafiği.	11
Şekil 1.13. Sürücü bobinleri üzerindeki 0'dan 4000 Hz artan frekans ve 400 A 3-faz akım değerleri.	12
Şekil 1.14. 0'dan 4000 Hz'e artan frekans ve 400 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi.	12
Şekil 1.15. 0'dan 4000 Hz'e artan frekans ve 400 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.	13
Şekil 1.16. 0'dan 4000 Hz'e artan frekans ve 400 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.	13
Şekil 1.17. 0'dan 4000 Hz'e artan frekans ve 400 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.	14
Şekil 2.1. 3 boyutlu lineer indüksiyon fırlatıcı ve mermi modeli.	17
Şekil 2.2. Fırlatıcı ve mermi modeli kesiti.	18
Şekil 2.3. Sürücü bobinlerinin birbirleriyle olan bağlantı şekli.	18
Şekil 2.4. Oluşturulan lineer indüksiyon fırlatıcı ve mermi.	19
Şekil 2.5. Merminin fırlatıcı içerisindeki konumu.	19
Şekil 2.6. Gerilim kaynaklı evirici modeli.	20
Şekil 2.7. Akım kaynaklı evirici modeli.	21
Şekil 2.8. Empedans (Z) kaynaklı evirici modeli.	21
Şekil 2.9. 3-faz gerilim kaynaklı evirici.	22
Şekil 2.10. SDGM yöntemi ile bir faz için sinüzoidal çıkışın üretilmesi [42].	22
Şekil 2.11. ÜHİDGM'de taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılacak sinyalin üretilmesi [45]. ...	23
Şekil 2.12. Sekiz farklı anahtar durumu ve bunlara ait vektörler.	25
Şekil 2.13. Anahtarlama durumlarının α - β düzlemindeki karşılığı.	27
Şekil 2.14. V_{ref} 'in Sektör 1'de oluşturduğu vektörler.	28
Şekil 2.15. Her sektör için oluşan anahtarlama sinyalleri [57].	30
Şekil 2.16. Bir faz asenkron motor eşdeğer devresi.	31
Şekil 2.17. Vektör kontrol yöntemi blok diyagramı.	32
Şekil 2.18. Gerilim/frekans değişim grafiği [64].	34
Şekil 2.19. Açık çevrim V/f kontrol blok diyagramı.	34
Şekil 2.20. DSİ içerisindeki yonga [67].	35
Şekil 2.21. TMS320F28335 DSİ kartı [69].	36

Şekil 2.22. TMS320F28355 blok diyagramı [69].....	36
Şekil 2.23. TMS320F28335 deney kiti [71].	37
Şekil 2.24. Kontrolsüz doğrultucu yapısı.....	38
Şekil 2.25. Diyotların iletme girme durumları [73].	39
Şekil 2.26. Kontrolsüz doğrultucu 3-faz giriş gerilimi ve DA çıkış gerilimi [72].....	39
Şekil 2.27. Kontrollü doğrultucu yapısı.....	40
Şekil 2.28. Kontrolsüz doğrultucu giriş 3-faz giriş gerilimi ve DA çıkış gerilimi [73].	40
Şekil 2.29. DA bara kapasitörü üzerinde elde edilen dalga şekli.	41
Şekil 2.30. Referans frekans blokları.....	42
Şekil 2.31. Frekans bloklarının çıkış grafikleri.....	43
Şekil 2.32. 3-faz gerilim sinyallerini üreten bloklar.	43
Şekil 2.33. Sabit 50 Hz frekanstaki 3-faz referans gerilimleri.....	44
Şekil 2.34. Clarke dönüşüm bloğu.....	44
Şekil 2.35. 3-faz sinyallerin α - β düzlemindeki karşılığı.....	45
Şekil 2.36. θ açısını ve sektör numarasını üreten bloklar.	45
Şekil 2.37. θ ve sektör numarasının değişim grafiği.....	46
Şekil 2.38. T_a , T_b ve T_0 anahtarlama sürelerini üreten bloklar.....	46
Şekil 2.39. T_a , T_b ve T_0 anahtarlama sürelerinin değişim grafiği.....	47
Şekil 2.40. Her sektöre karşılık gelen yeni anahtarlama sürelerini üreten bloklar.	47
Şekil 2.41. Sektör numaralarına göre yeni anahtarlama sürelerinin değişim grafiği.....	48
Şekil 2.42. UVDGM yönteminin benzetimi için blok diyagramı.....	49
Şekil 2.43. Katsayı çarpımı sonucunda elde edilen anahtarlama süreleri.....	50
Şekil 2.44. Veri dönüşüm bloğu çıkışında elde edilen anahtarlama süreleri.....	50
Şekil 2.45. ePWM modülü genel ayar penceresi.	51
Şekil 2.46. ePWM modülü sayıcı modları [76].	51
Şekil 2.47. ePWM modülü karşılaştırma parametreleri penceresi.....	52
Şekil 2.48. ePWM modülündeki karşılaştırma işlemi [78].....	53
Şekil 2.49. ePWM donanımsal kesme bloğu.	54
Şekil 2.50. Donanımsal kesme bloğu çıkış grafiği.	55
Şekil 2.51. ePWM modülü ölü-zaman süresinin penceresi.	55
Şekil 2.52. ePWM modülü benzetimi.....	57
Şekil 2.53. Yukarı-aşağı sayıcı bloğu parametreleri.....	57
Şekil 2.54. Yukarı-aşağı sayıcı sinyali.....	58
Şekil 2.55. Karşılaştırılma işlemi uygulanan sinyaller.	58
Şekil 2.56. Benzetim programında üretilen tetikleme sinyalleri.	59
Şekil 2.57. TMS320F28335 DSİ kartı ve deney kiti.	59
Şekil 2.58. DSİ pinlerinden alınan tetikleme sinyalleri.....	60
Şekil 2.59. İki tetikleme sinyali arasındaki 583 ns ölü-zaman süresi.	60
Şekil 2.60. Gerilim kaynaklı eviricinin benzetimi.....	61
Şekil 2.61. 50 Hz frekans için üç faz gerilim ve akım değerleri.....	61
Şekil 2.62. 200 Hz frekans için üç faz gerilim ve akım değerleri.....	62
Şekil 2.63. Artan frekansta karşılaştırılan sinyaller.....	63
Şekil 2.64. 0-200 Hz artan frekans sonucu elde edilen gerilim ve akım değerleri.	63
Şekil 2.65. V/f kontrolde karşılaştırılan sinyaller.....	64
Şekil 2.66. 0-200 Hz artan frekans ve V/f kontrol ile elde edilen gerilim ve akım değerleri.....	64
Şekil 2.67. Kontrolsüz köprü diyot doğrultucu ve DA bara kapasitörleri.	65
Şekil 2.68. Doğrultucu girişindeki varyak.	66
Şekil 2.69. SKM400GB12T4 IGBT modülü.	66

Şekil 2.70. IGBT modülü eşdeğer devresi.	67
Şekil 2.71. Sürücü kartı ve adaptör kartı.	67
Şekil 2.72. MC14504B seviye çevirici devresi.	68
Şekil 2.73. Fırlatıcı modelinin sürücü sistemi.	68
Şekil 3.1. Sistemin blok diyagramı.	69
Şekil 3.2. Tüm fırlatıcı sisteminin kurulumu.	70
Şekil 3.3. Işık bariyerli sayıcı.	71
Şekil 3.4. 50 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	71
Şekil 3.5. 200 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	72
Şekil 3.6. 500 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	72
Şekil 3.7. 1000 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	72
Şekil 3.8. Işık bariyerli sayıcının çalışma modları.	73
Şekil 3.9. 63 V DA giriş gerilimi ve 50 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	74
Şekil 3.10. 63 V DA giriş gerilimi ve 50 Hz çıkış frekansındaki sensörün ölçtüğü değer.	74
Şekil 3.11. 50 V DA giriş geriliminde artan frekans faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	77
Şekil 3.12. 100 V DA giriş geriliminde artan frekans faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	77
Şekil 3.13. 200 V DA giriş geriliminde artan frekans faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	77
Şekil 3.14. 50 V DA giriş geriliminde V/f kontrol ile faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	78
Şekil 3.15. 100 V DA giriş geriliminde V/f kontrol ile faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	78
Şekil 3.16. 200 V DA giriş geriliminde V/f kontrol ile faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	79
Şekil 3.17. Kaskat Cockroft-Walton devresi.	80
Şekil 3.18. 2 katmanlı CW tipi gerilim katlayıcı.	81
Şekil 3.19. Yeni fırlatıcı sisteminin kurulumu.	81
Şekil 3.20. VS-HFA220FA120 iç yapısı.	82
Şekil 3.21. 410 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	83
Şekil 3.22. 0 - 410 Hz'e artan frekans için faz akımları ve faz-nötr gerilimi.	84
Şekil 3.23. 25 m/s hızla fırlatılan mermi için sensör tarafından ölçülen değer.	84
Şekil 3.24. Sürücü bobinleri üzerindeki 50 Hz 16 A 3-faz akım değerleri.	85
Şekil 3.25. 50 Hz 16 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi.	85
Şekil 3.26. 50 Hz 16 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.	86
Şekil 3.27. Merminin namlu içerisindeki başlangıç sıcaklığı.	86
Şekil 3.28. 50 Hz 16 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.	87
Şekil 3.29. 50 Hz 16 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.	87
Şekil 3.30. Sürücü bobinleri üzerindeki 110 Hz 20,3 A 3-faz akım değerleri.	88
Şekil 3.31. 110 Hz 20,3 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi	88
Şekil 3.32. 110 Hz 20,3 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.	89
Şekil 3.33. 110 Hz 20,3 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.	89
Şekil 3.34. 110 Hz 20,3 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama	

sıcaklığın değişimi.....	90
Şekil 3.35. Sürücü bobinleri üzerindeki 210 Hz 27,6 A 3-faz akım değerleri.....	90
Şekil 3.36. 210 Hz 27,6 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi	91
Şekil 3.37. 210 Hz 27,6 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.	91
Şekil 3.38. 210 Hz 27,6 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.....	92
Şekil 3.39. 210 Hz 27,6 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.....	92
Şekil 3.40. Sürücü bobinleri üzerindeki 310 Hz 34,7 A 3-faz akım değerleri.....	93
Şekil 3.41. 310 Hz 34,7 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi	93
Şekil 3.42. 310 Hz 34,7 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.	94
Şekil 3.43. 310 Hz 34,7 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.....	94
Şekil 3.44. 310 Hz 34,7 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.....	95
Şekil 3.45. Sürücü bobinleri üzerindeki 410 Hz 49,7 A 3-faz akım değerleri.....	95
Şekil 3.46. 410 Hz 49,7 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi	96
Şekil 3.47. 410 Hz 49,7 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.	96
Şekil 3.48. 410 Hz 49,7 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.....	97
Şekil 3.49. 410 Hz 49,7 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.....	97
Şekil 3.50. Sürücü bobinleri üzerindeki 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A 3-faz akım değerleri.....	98
Şekil 3.51. 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi.....	98
Şekil 3.52. 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.....	99
Şekil 3.53. 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.....	99
Şekil 3.54. 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.....	100

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa No

Çizelge 1.1. Fırlatıcı ve mermi modeli uzunlukları.	14
Çizelge 2.1. Fırlatıcı ve mermi modeli uzunlukları.	17
Çizelge 2.2. Fırlatıcı ve mermi model kesit uzunlukları.....	18
Çizelge 2.3. Bir faza ait toplam indüktans ve direnç değeri.	20
Çizelge 2.4. Anahtarlama vektörlerine karşılık gelen faz-faz ve faz-nötr gerilimleri. ...	25
Çizelge 2.5. Sektör numarasına karşılık gelen θ değerleri.	27
Çizelge 2.6. 6 sektör için oluşturulmuş anahtarlama süreleri.	30
Çizelge 3.1. Sistemin parametreleri.	69
Çizelge 3.2. Farklı frekans değerleri için ölçüm sonuçları.	74
Çizelge 3.3. Farklı gerilim ve frekans değerleri için ölçüm sonuçları.	75
Çizelge 3.4. 290 Hz sabit frekans ile V/f kontrol 0-290 Hz artan frekans mermi hızı değerleri.....	79
Çizelge 3.5. Gerilim katlayıcıdan elde edilen farklı gerilim ve frekans değerleri için ölçüm sonuçları.	82
Çizelge 3.6. 410 Hz sabit frekans ile 0-410 Hz artan frekans mermi hızı değerleri.....	83
Çizelge 3.7. Benzetim çalışmaları sonucunda elde edilen mermi hızı, maksimum sıcaklık ve ortalama sıcaklık değerleri.	100

KISALTMALAR

AA	Alternatif akım
CSI	Akım kaynaklı evirici
DA	Doğru akım
DGDF	Değişken gerilim değişken frekans
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
DSİ	Dijital sinyal işlemci
ePWM	Gelişmiş DGM
LİF	Lineer indüksiyonlu fırlatıcı
MUVDGM	Modüle edilmiş uzay vektör darbe genişlik modülasyonu
POM	Poliasetal
SDGM	Sinüzoidal DGM
UVDGM	Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu
ÜHIDGM	Üçüncü harmonik ilaveli DGM
VSI	Gerilim kaynaklı evirici
ZSI	Empedans kaynaklı evirici

SİMGELER

A	Amper
F	Farad
g	Gram
H	Henry
Hz	Hertz
kA	Kiloamper
kg	Kilogram
km/sa	Kilometre/Saat
kV	Kilovolt
m	Metre
m/s	Metre/Saniye
ms	Milisaniye
mH	Milihenry
mm	Milimetre
mΩ	Miliohm
V	Volt
μ	mikro
Ω	Ohm

ÖZET

LİNEER İNDÜKSİYONLU FIRLATICILARDA ARTAN FREKANSLI SÜRÜCÜ TASARIMI, GERÇEKLEMESİ VE KONTROLÜ

Çağdaş TUNCEROGLU

Düzce Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Doç. Dr. Uğur HASIRCI

Haziran 2024, 108 sayfa

Elektromanyetik fırlatıcılar, mermiyi fırlatmak için geleneksel fırlatıcıların aksine kimyasal enerji sonucu açığa çıkan kuvvet yerine, elektromanyetik kuvveti kullanırlar. Namludan geçen akım, çevresinde bir manyetik alan oluşturur. Bu sırada mermi üzerinde bir kısa devre akımı meydana getirir. Manyetik alan içinde akım taşıyan mermi üzerinde kuvvet indüklenir. Mermi bu kuvvetin etkisiyle, manyetik alan dışına doğru itilir ve fırlatılır. Literatürde elektromanyetik fırlatıcılar, raylı fırlatıcılar ve bobinli fırlatıcılar olmak üzere 2 ana başlıkta incelenmektedir. Bobinli fırlatıcıların özel bir türü olan lineer indüksiyon tipi fırlatıcılar, son yıllarda araştırmacılar tarafından daha fazla ilgi görmektedir. Lineer İndüksiyonlu Fırlatıcı (LİF), ferromanyetik materyal içermeyen hava nüvesine sahiptir. LİF'ler doğrusal indüksiyonlu motorların özel bir türü olduğundan, doğrusal indüksiyonlu motorlarının sahip olduğu yüksek güç yoğunluğu, düşük bakım ihtiyacı ve sağlamlık gibi avantajların tümüne sahiptir. Önerilen tez kapsamında, 100 g alüminyum silindirik mermiyi fırlatacak tek bölümlü lineer indüksiyonlu fırlatıcı üretilmiştir. Fırlatıcının enerji ihtiyacını karşılamak için 3-faz gerilimi doğrultulup, yüksek şarj kapasitesine ve hızlı deşarj performansına sahip film kapasitör gruplarından oluşmuş bir Doğru Akım (DA) baraya iletilmiştir. Kapasitörler üzerinde depolanan doğru gerilim, bir evirici ile alternatif gerilime dönüştürülmüştür. Merminin, giderek artan bir hızda namludan ayrılabilmesi ve yüksek frekanslarda ısınmasını önlemek için kademeli olarak artan frekansta enerjilendirme sağlayacak kontrolörün tasarımı yapılmıştır. Kontrol yöntemi olarak Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) ve açık çevrim Değişken Gerilim Değişken Frekans (DGDF) seçilmiştir. Kontrolü gerçekleştirecek donanım elemanı olarak, TMS320F28335 Dijital Sinyal İşlemci (DSİ) kullanılmıştır. Evirici girişinde daha yüksek doğru gerilim oluşturarak, fırlatıcı üzerindeki gerilim ve frekansı arttırmak için Cockroft-Walton (CW) tipi gerilim katlayıcı kullanılmıştır. Fırlatma testleri gerçekleştirilmiştir. Fırlatma testlerinde elde edilen akım ve frekans değerleri kullanılarak, Ansys Electronics/Maxwell 3D ve Icepak programlarında mermi hızı ve sıcaklıklarının benzetim çalışmaları yapılmıştır. Lineer indüksiyonlu fırlatıcıların 3-faz geleneksel evirici yapısı ile başarılı bir şekilde sürülebileceği, artan frekanslı enerjilendirme yöntemiyle sabit frekanslardaki mermi hızlarının, daha düşük mermi sıcaklıklarını oluşturarak elde edilebileceği deneysel ve benzetim test sonuçları ile kanıtlanmıştır. Sonuç olarak, mermi hızını arttırırken üzerindeki sıcaklık artışını düşüren yöntemler literatüre sunulmuştur.

Anahtar Sözcükler: Evirici, Değişken gerilim değişken frekans kontrolü, Lineer indüksiyonlu fırlatıcılar, TMS320F28335, Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu.

ABSTRACT

DESIGN, IMPLEMENTATION, AND CONTROL OF A DRIVER WITH INCREASING FREQUENCY FOR LINEAR INDUCTION LAUNCHERS

Çağdaş TUNCEROĞLU

Düzce University

Graduate School, Department of Electrical and Electronics Engineering

Doctoral Thesis

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Uğur HASIRCI

June 2024, 108 pages

Electromagnetic launchers use electromagnetic force instead of the force produced by chemical energy for launching a projectile, unlike traditional launchers. The current passing through the barrel creates a magnetic field around it. This creates a short circuit current on the projectile. A force is induced on the projectile carrying current within the magnetic field. The projectile is pushed and launched out of the magnetic field due to the influence of this force. Electromagnetic launchers are studied under two main categories: rail launchers and coil launchers. Among coil launchers, linear induction type launchers are attracting more attention from researchers in recent years. Linear Induction Launchers (LILs) have an air core that does not contain ferromagnetic material. As LILs are a special type of linear induction motors, they have all the advantages of linear induction motors, such as high-power density, low maintenance needs, and durability. In the proposed thesis, a Linear Induction Launcher was produced to launch a 100 g aluminum cylindrical projectile. The AC (Alternating Current) voltage of the 3-phase network was rectified to meet the energy requirements of the launcher and transmitted to a DC (Direct Current) bus consisting of film capacitor groups with high charge capacity and fast discharge performance. The DC voltage that formed on the capacitors was converted to AC voltage by an inverter. The design of a controller that would provide energy at gradually increasing frequencies to allow the projectile to gradually accelerate and prevent it from overheating at high frequencies was made. Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) and open loop Variable Voltage Variable Frequency (VVVF) were chosen as the control method. The TMS320F28335 Digital Signal Processor (DSP) was used as the hardware element to perform the control. At the inverter input, a Cockcroft-Walton (CW) type voltage multiplier has been used to generate higher DC voltage to be able to increase the voltage and frequency on the launcher. Launch tests have been carried out. Using current and frequency values obtained from the experiments, some simulations in Ansys Electronics/Maxwell 3D and Icepak were performed to study muzzle velocity and temperatures. The experimental and simulation test results demonstrate that LILs can be effectively driven with a 3-phase traditional converter setup and muzzle velocities at constant frequencies can be achieved with lower projectile temperatures using the increasing frequency energization method. Consequently, techniques for increasing the projectile velocity while decreasing temperature rise have been contributed to the literature.

Keywords: Inverter, Linear Induction Launchers, Space Vector Pulse Width Modulation, TMS320F28335, Variable Voltage Variable Frequency.

EXTENDED ABSTRACT

DESIGN, IMPLEMENTATION, AND CONTROL OF DRIVER WITH INCREASING FREQUENCY FOR LINEAR INDUCTION LAUNCHERS

Çağdaş TUNCEROĞLU

Düzce University

Graduate School, Department of Electrical and Electronics Engineering

Doctoral Thesis

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Uğur HASIRCI

June 2024, 108 pages

1. INTRODUCTION

Conventional launchers propel a projectile by means of a chemical reaction, whereas electromagnetic launchers utilize electrical energy to launch. Due to the chemical reaction involved, conventional launchers need maintenance after every launch. On the other hand, the absence of chemicals such as gunpowder in electromagnetic launchers allows for consecutive launches. Furthermore, electromagnetic launchers have the potential to reach significantly higher speeds, making them appealing to the defense and space industries. Electromagnetic launchers can be classified into two main categories: rail launchers and coil launchers. Rail launchers utilize the current flowing through the rails to generate a magnetic field and a current on the projectile, which is then propelled out of the field through the Lorentz Force Law. However, this principle also leads to high friction between the projectile and the rails. On the other hand, coil launchers do not require any contact between the projectile and the barrel, thus increasing the consecutive launch capability, providing higher efficiency, and enabling the launch of heavier projectiles. In 1986, the first induction-type launcher, a type of coil launcher, was introduced. Induction Launchers have a non-ferromagnetic air core and operate by energizing the drive coils to induce current on the projectile and make it move. Induction Launchers, a special kind of induction motor, offer benefits such as high-power density, low maintenance, and robustness. They can be either synchronous or asynchronous. Synchronous induction launchers require precise switching for proper functioning, and managing power control becomes more challenging as the length of the barrel increases. However, linear induction launchers, as asynchronous induction launchers, do not face these issues and offer benefits such as high efficiency, strong launching power, being compact, and dependable performance. The power supply is a critical factor that affects the performance of electromagnetic launchers. These launchers require very high levels of energy in a very

short time period, typically under a second. Two most commonly used power sources for coil launchers are capacitor banks and motor-generator sets, with capacitor banks being more preferred as they do not have any mechanical issues. Recently, the use of supercapacitors as a power source for launchers has become more popular due to their ability to store large amounts of energy. The main challenge with supercapacitors was their slow discharge rate, but this issue can be resolved with the use of film capacitors. Film capacitors are able to quickly discharge the large amount of energy they store, making a Direct Current (DC) bus design consisting of film capacitors a favored option for this study. The grid voltage is converted to DC voltage with an uncontrolled rectifier and stored on film capacitors.

Some studies have presented multiple approaches to enhance the speed of projectiles during launch, the most general one is to use of a barrel composed of several sections, each with distinct parameters for energization. However, this approach also results in a force that retards the projectile as it moves from one section to the next, which is its major drawback. Today, researches to minimize this retarding force are still ongoing. another important problem for the induction-type coil launcher arises when the frequency of the applied voltages increases. This problem can be basically named as excessive heating on the projectile. For an induction-type launcher, the muzzle velocity is directly proportional to the supply frequency since this frequency will also be the frequency of the short-circuit currents induced and flowing through the projectile. For this reason, high frequency supply voltages applied to reach higher velocities will also lead to higher temperatures on the projectile even that may cause the projectile to melt. Gradually increasing the supply frequency from breech to muzzle may be a solution of this excessive heating problem. But such a solution should not result in a lower projectile velocity. In this thesis, design and control of an inverter as a power conditioner for a linear induction launcher has been carried out. The inverter has converted the DC voltage stored on film capacitors into 3-phase Alternating Current (AC) voltage. A controller has been designed to maintain a fixed V/f ratio while gradually increasing the supply frequency. The Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) technique has been used as the control method. The open-loop Voltage/frequency (V/f) control, a variable voltage variable frequency method, has been selected and applied to achieve the increased frequency operation mode. The TMS320F28335 Digital Signal Processor (DSP) was used as the hardware component to perform the control processes quickly and successfully. An experimental setup was

implemented and tests were performed. The current and frequency values obtained from the test results were utilized to conduct temperature analyses using Ansys Electronic/Maxwell 3D environment.

2. MATERIAL AND METHODS

The proposed launcher operates on the principle of electromagnetic induction, similar to that in an induction motor. When a 3-phase voltage is applied to the barrel coils, it creates 3-phase currents which produce a rotating magnetic field. This magnetic field penetrates the tubular projectile, inducing a voltage within it through Faraday's Law of Induction, as the magnetic field changes over time. The projectile behaves as an infinite number of conductors short-connected at both ends, which leads to high short-circuit currents circulating in it. Eventually, the Lorentz Force Law takes effect, causing the current-carrying conductor in the magnetic field to be pushed out and the projectile to start moving. In the proposed design, the launcher model is made up of 18 driving coils. Six of these coils have a length of 200 mm, which is equal to the size of the aluminum sleeve that will be used as the projectile. The overall length of the barrel is around 600 mm. When advantages of thermal and electrical conductivity properties, aluminum has been preferred as the muzzle material. In addition, the projectile weighs 100 g.

The inverter designed as a power conditioner converts the DC power supply voltage into a 3-phase sinusoidal AC voltage with the desired frequency. A traditional 3-phase inverter topology was employed, and three single-phase IGBT modules are combined to form a three-phase inverter. The Skyper 32PRO R driver board regulates the switching of the selected SKM400GB12T4 1200 V, 616 A IGBT modules to prevent excessive current draw and adjust the delay time between switching off one IGBT and switching on the next, avoiding potential short circuits. The microprocessor generates the switching signals, but the low amplitude of these signals makes it difficult for the driver cards to detect them. To solve this issue, the MC14504BCP IC amplifies the switching signals to 15 V, then the switching signals are transmitted to the Skyper 32PRO R card. Texas Instrument's TMS320F28335 DSP card was used as a microprocessor, and its support for single-precision floating-point arithmetic according to IEEE standards results in reduced code execution time and increased storage space, as well as other benefits like high accuracy, low cost, low power consumption, high peripheral integration, and high A/D conversion rates, making it an ideal hardware for the study. The DSP is controlled by C code that is generated automatically from the MATLAB/Simulink model through Code

Composer Studio (CCS) and MATLAB Simulink Embedded Coder. This method of using a MATLAB/Simulink model for the DSP controller is more efficient as it reduces the time needed for code generation, debugging, and running. Additionally, the use of Simulink blocks simplifies the coding process by reducing several steps.

Compared to other pulse width modulation techniques, SVPWM has been selected because it produces a 15% higher output voltage by utilizing the DA bar voltage more effectively compared to the SPWM (Sinusoidal PWM), generates less Total Harmonic Distortion compared to the SPWM and THIPWM (Third Harmonic Injection PWM) methods, and provides flexible output voltage and frequency control. The SVPWM method includes steps such as space vector transformation, calculation of switching time periods, and selection of switching states. The SVPWM method has been modeled in the MATLAB/Simulink environment and integrated with DSP for its operation. Variable voltage variable frequency (VVVF) control methods are categorized into two types: scalar and vector control. Scaler control is also known as V/f control in the literature. The open loop V/f control, which is frequently used in asynchronous motors, has been preferred due to its simple and effective structure for implementing the gradually increasing frequency application. The V/f control method tries to keep the voltage/frequency ratio constant, and in the implementation, the modulation index and reference frequency value have been increased at similar ratios to achieve this.

The power source of the inverter is a DC bus system made up of a SKD 210/16 bridge rectifier diode and three groups of Electronicon E50.R34-285NT0 2800 μ F 900 V DC film capacitors. The AC grid voltage is converted to DC voltage by the rectifier and stored in the film capacitors.

3. RESULTS AND DISCUSSIONS

After the installation of the entire system, experimental tests were conducted. First, the maximum DC voltage that could be obtained from the grid voltage was measured. It was seen that a maximum of 590 V DC voltage was obtained on the film capacitors. In all tests to be conducted in the scope of the thesis, the inverter's DC bus voltage has been increased up to a maximum of 590 V. After that, fixed frequency tests were carried out between 100 - 1000 Hz in order to see if AC signals can be produced at the desired frequencies by the inverter and observe the effects of different frequency values on the

launcher model. At each step, the RMS values of the phase-to-neutral voltage and phase currents, as well as the projectile's velocity were measured. The results of the experiments showed that as the frequency value increased from 100 Hz to 1000 Hz, the current flowing through the launcher decreased due to the increase in the inductive reactance of the launcher. This resulted in a decrease in the speed of the projectile because the current and induced force on the projectile decreased. Also, 590 V DC bus voltage created 260 V phase neutral voltage on the launcher and remained the same for all frequency values. Tests were conducted where voltage and frequency were increased together to prevent the decrease of current as the frequency increased. In these tests, an attempt was also made to achieve a specific ratio between frequency and the projectile's velocity. When the ratio between the projectile's velocity and frequency is approximately kept constant, it has been seen that a frequency of 290 Hz can be reached. Frequencies higher than 290 Hz require a higher voltage than the 260 V phase-neutral voltage, which can only be achieved with a DC source voltage higher than 590 V. The implementation of increasing frequencies from 0 to 290 Hz under a 590 V DC input voltage has been achieved. To increase the output frequency over time, a constant modulation index and a reference frequency input that increases from 0 to 290 Hz were applied to the converter. When the current of the launcher was analyzed on the oscilloscope, it was observed that while the frequency increase over time was successfully achieved, the current value decreased. To prevent this, the modulation index and the reference frequency were increased together using V/f control. As a result, it was observed that constant current values could be obtained on the launcher at an increasing frequency over time. It has been measured that 14,28 m/s velocity for a 100 g projectile obtained at a constant frequency of 290 Hz under 590 V DC bus voltage can be obtained with increasing frequency from 0 to 290 Hz with the same DC source voltage. A Cockroft-Walton (CW) voltage multiplier has been implemented to surpass the voltage limitation of 590 V DC provided by the DC bus in the laboratory environment. With a 2-stage designed CW voltage multiplier, the input voltage to the inverter has been elevated to 1140 V DC. The maximum frequency on the projectile has been increased to 410 Hz and the projectile velocity to 25 m/s. After obtaining the maximum muzzle velocities and frequency values in the system, temperature analyses were conducted. For this purpose, Ansys Electronics/Maxwell 3D and Icepak were utilized. The frequency and current values obtained from experimental test results were applied to the launcher modeled in Maxwell 3D environment. The muzzle velocities and temperatures were obtained for 50 Hz with a current of 16 A, 110

Hz with a current of 20,3 A, 210 Hz with a current of 27,6 A, 310 Hz with a current of 34,7 A, 410 Hz with a current of 49,7 A, and increasing frequencies from 0 to 410 Hz with a current of 49,7 A. At 410 Hz with a current of 49,7 A muzzle velocity of 26,76 m/s and a maximum muzzle temperature of 22,512 °C were obtained; whereas in the increasing frequency application, a muzzle velocity of 26,82 m/s and a maximum muzzle temperature of 21,291 °C were achieved.

4. CONCLUSION AND OUTLOOK

This thesis focuses on creating a power conditioner for a linear induction launcher, which has six coils for each phase. The power conditioner is designed as a 3-phase inverter. The goal is to increase the velocity of the projectile by energizing the launcher at an increasing frequency, which reduces heat buildup on the projectile. The SVPWM and V/f control methods are employed to attain the desired outcome. The experimental and simulation results show that the inverter design and control methods are effective, similar velocities at fixed frequencies can be achieved with increasing frequency energization, while lower temperatures are also formed on the muzzle. In the experiments, the launcher was energized with a 452 V phase-neutral voltage and 410 Hz frequency, but higher DC bus voltage and frequency values can be considered for future improvements, making the launcher system more suitable for the space and defense industries.

1. GİRİŞ

Fırlatma, cisimlerin hızlandırılarak bir hedefe kısa sürede ve yüksek bir enerji ile uçmalarını sağlamaktır. Bu işlemi gerçekleştiren araçlara fırlatıcı adı verilmektedir. Fırlatıcılar, fırlatma işlemini gerçekleştirirken cismin kinetik enerjisini yükseltmek için farklı enerji kaynakları kullanırlar. Kullandıkları enerji kaynaklarına göre üç grupta incelenebilirler. Bunlar, mekanik fırlatıcılar, kimyasal fırlatıcılar ve elektrikli fırlatıcılardır. Mekanik fırlatıcıların temelleri antik çağlara dayanmaktadır. Mancınık, cirit ve yay bu türün örnekleridir. Kas gücü, ciritteki gibi doğrudan veya mancınık ve yayda olduğu gibi ikincil bir araç kullanarak dolaylı yoldan cismi hızlandırmak için kullanılır. Kimyasal fırlatıcılar, kimyasal reaksiyon sonucu oluşan enerji ile cisimleri fırlatırlar. Barut gibi katı malzemeler, sıvı hidrojen ve oksijen gibi sıvı yakıtlar, helyum gibi hafif gazlar, yanma ve yüksek basınç işlemleri altında enerji açığa çıkarmak için kullanılırlar. Bu fırlatıcıların performansları enerji açığa çıkarmak için kullanılan yakıtların kimyası ve sürecin fiziki yapısı sebebiyle sınırlıdır. Bu sebeple fırlatma işlemleri için yeni yöntem arayışlarına girilmiş ve elektrik enerjisinin kullanılması üzerinde çalışılmıştır. Elektromanyetik ve elektrotermal olmak üzere iki çeşit elektrikli fırlatıcı bulunmaktadır. Elektrotermal fırlatıcılar, bir kimyasal fırlatıcı türü gibi çalışıp, yakıtları ısıtmak için elektrik enerjisini kullanmışlardır [1].

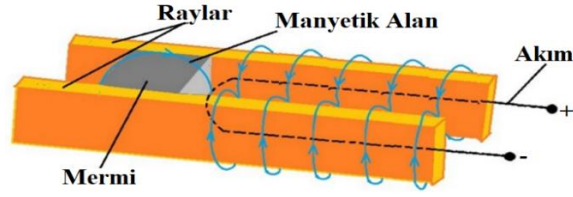
İlk çalışır durumdaki elektromanyetik fırlatıcı, Norveç'te Birkeland tarafından geliştirilmiştir ve 1902 yılında patenti alınmıştır [2]. Birkeland, demir parçacıklarının bobin içerisine konulduğunda, itilerek hareket ettiğini gözlemlemiştir. Sonrasında, bobin dizilerinden oluşturduğu bir namlu ile demir mermi kullanarak, başarılı bir şekilde elektromanyetik silahı tasarlamıştır. Birkeland ilerleyen zamanlarda yaptığı tüm çalışmalar ile elektromanyetik fırlatıcılar hakkında literatüre önemli katkılar sağlamıştır. Bunlar arasında, bobinlerin enerjilendirilme zamanları, bobin ve indüktif merminin indüktans değerleri, çok bölmeli namlu yapılarında parçalar arasındaki geçişlerde mermi üzerinde oluşan yavaşlatıcı etkiye sahip ters elektromanyetik kuvvet gelmektedir. Çalışmalarında, mermi hızı olarak maksimum 100 m/s'ye ulaşabilmiştir [3]. Amerika'da Northrup, 1936 yılında askeri alanda kullanılabilecek bir elektromanyetik fırlatıcı ortaya koymuştur. Fırlatıcı, güç kaynağı olarak 3-fazlı Alternatif Akım (AA) kaynak

kullanılmaktaydı ve namlusu her biri 6 bobinden oluşacak şekilde çok bölmeli bir yapıya sahipti [4]. 1916 yılında Fransa’da Fauchon-Villeplee, Birkeland’dan farklı bir tasarıma sahip raylı fırlatıcı tasarımı ortaya koymuştur. Tasarımda, namlu olarak kullanılan 2 m uzunluğunda demir rayın, 270 mm uzunluğa ve 50 g ağırlığa sahip mermiyi 200 m/s hız ile fırlatabilmesi için 40 V ile 50 V arasında bir gerilime ve 5 kA’lık bir akıma ihtiyaç duyulacağı hesaplanmıştır. Fauchon-Villeplee, raylı fırlatıcılar ile ilgili literatüre de katkıda bulunmuş ve patentler kazandırmıştır [5]. Amerika’da MacLaren 1921 yılında 3-fazlı bir generatör tarafından enerjilendirilen elektromanyetik fırlatıcı tasarlamıştır. Almanya’da Hansler ise 1943 yılında raylı bir fırlatıcıyı 12 voltluk bataryalardan oluşan 2 kV’luk güç kaynağı ile enerjilendirmiştir. Aynı yıllarda Japonya’da laboratuvar ortamında yapılan çalışmalarda, 2 kg ağırlığındaki mermiyi 335 m/s hızda fırlatabilen fırlatıcılar gerçekleştirilmiştir [6]. 1980’li yıllarda Amerika’da Marshall ve ark. tarafından raylı elektromanyetik fırlatıcı kullanılarak 6 km/sa hızda plastik merminin fırlatılması gerçekleştirilmiştir [7]. 1982 yılından bu yana Hollanda’da elektromanyetik fırlatıcılar üzerine araştırmalar yapılmaktadır. 1989 yılında Fransa ve Almanya ortak bir elektromanyetik fırlatıcı araştırma programına başlamıştır. 1993 yılında Fransa, Almanya ve Hollanda tarafından yürütülen araştırma programında 1 kg ağırlığındaki merminin 2600 m/s hızda fırlatılması gerçekleştirilmiştir [8]. Fırlatıcı alanında yapılan çalışmaların çoğu askeri silahlara yöneliktir. Bu alana ek olarak, yüklerin alçak dünya yörüngesinde fırlatılması [9] ve hava taşıtlarının fırlatılması [10] gibi çalışma alanları da bulunmaktadır.

Elektromanyetik fırlatıcıların, raylı fırlatıcılar ve bobinli fırlatıcılar olmak üzere iki temel yapısı bulunmaktadır. Belirli uygulamalar için önemli avantajlara sahip olduğundan, her iki tür için de önemli araştırmalar yapılmıştır. Raylı fırlatıcılar genellikle küçük kütlelerin yüksek hızlarla fırlatılması gerektiğinde kullanılırken, daha büyük kütleler ve daha düşük hızlar için bobinli fırlatıcılar tercih edilir. Raylı fırlatıcıların yapısal çeşitliliği az iken bobinli fırlatıcıların tasarımları farklı bir dizi düzenleme ile çok daha çeşitlidir [11].

Raylı fırlatıcılarda namlu, iki paralel iletkenin oluşmaktadır. Güç kaynağı ile enerjilendirilen raylar arasına mermi yerleştirildiğinde devre kendisini tamamlar. Mermi üzerinde oluşan elektriksel itme kuvveti ile fırlatma işlemi gerçekleşir. Şekil 1.1’de raylı fırlatıcı yapısı gösterilmiştir [12]. (+) uçtan (-) uca doğru ilerleyen akım etrafında manyetik alan oluşturur. Bu manyetik alan Lorentz Kuvvet Yasası ile mermi üzerinde bir kuvvet indükler ve mermi bu kuvvet ile fırlatılır [13]. Raylı fırlatıcılar, nispeten düşük voltajda fakat yüksek akım sağlayabilen güç kaynaklarına ihtiyaç duyarlar. Namlunun,

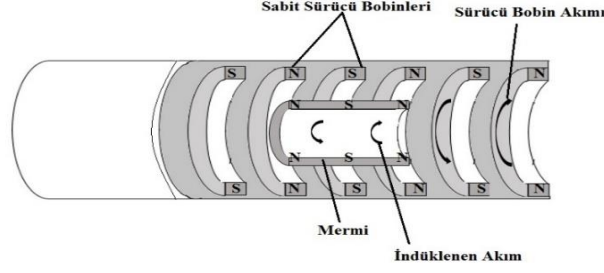
bu yüksek akımlara dayanıklı olması gerekmektedir [14].



Şekil 1.1. Raylı fırlatıcı yapısı.

Raylı fırlatıcıların verimleri diğer elektromanyetik fırlatıcı türlerine göre daha düşüktür. Bunun sebebi ise namlu ve fırlatılacak cisim arasındaki temaslı çalışma yapısıdır. Her fırlatma işleminde raylar üzerinde sürtünmeden doğan; aşınma, malzeme birikimi ve ısı, fırlatıcı yapısına zarar vermektedir. Fırlatma işlemi sonrasında bakımı zorunlu kılmaktadır. Bu da bakım maliyetlerinin ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Raylı fırlatıcılarda, mermi ağırlığı ve istenilen hız arttıkça toplam sistem hacmi büyümektedir ve maliyeti artmaktadır.

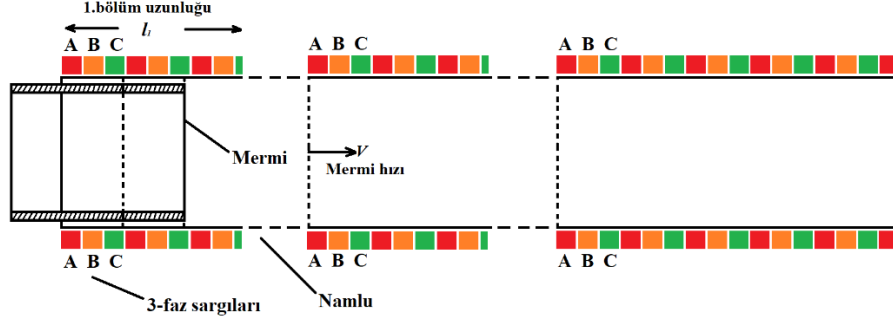
Raylı fırlatıcılardan daha yüksek verime, daha düşük akımda çalışma gibi özellikler bobinli fırlatıcılara olan ilginin artmasını sağlamıştır [15]. Fırlatma işlemi sırasında, mermi ve namlu arasında herhangi bir temas bulunmadığı için sürtünmeden doğacak fiziksel deformasyonlar bobinli fırlatıcı türünde çok daha azdır. Bu, fırlatıcının verimini arttıran en büyük etkidir [16]. Bobinli fırlatıcılarda mermiyi hızlandırmak için indüksiyon ve relüktans (manyetik direnç) olmak üzere 2 ana prensip kullanılmaktadır. Relüktans tipi bobinli fırlatıcılar; mermiyi bobinin manyetik alanı içindeki en düşük relüktans noktasına çekerek hızlandırır [17]. İndüksiyon tipi bobinli fırlatıcılar, mermiyi bobin tarafından oluşturulan manyetik alan içindeki eddy akımları kullanarak hızlandırır. Eddy akımları, mermi üzerinde bir kuvvet indükleyip, merminin fırlatılmasını gerçekleştirir [18]. Relüktans fırlatıcılarda genellikle ferromanyetik malzemeden yapılmış mermi kullanılırken, indüksiyon fırlatıcılarda ferromanyetik olmayan mermiler kullanılır [19]. İndüksiyon fırlatıcılar, relüktans fırlatıcılara göre daha yüksek fırlatma hızlarına çıkabilmektedirler [20]. Şekil 1.2’de silindirik namluya sahip bir bobinli fırlatıcı yapısı gösterilmiştir [21]. Bobinli fırlatıcılarının güç kaynağı gereksinimleri daha çeşitlidir. Yüksek gerilime ve düşük akım değerlerine sahip güç kaynakları kullanılabilir.



Şekil 1.2. Bobinli fırlatıcı yapısı.

1.1. LİTERATÜR ÖZETİ

1986 yılında bir bobinli fırlatıcı türü olan indüksiyon fırlatıcı, Driga ve ark. tarafından ortaya konulmuştur. Fırlatıcı modeli, sürücü bobinler tarafından sarmalanmış silindirik bir namluya sahiptir. Bobinlerin enerjilendirilmesi ile namlu boyunca yürüyen elektromanyetik dalgalar oluşur. Bu elektromanyetik dalgalar, mermi üzerinde akım indükleyerek, mermiye Lorentz Kuvvet Yasasına göre hareket sağlar. Driga ve ark. sürücü bobinlerinin sarım periyodunun, besleme kaynağı frekansının veya her ikisinin de aynı anda artırılması ile mermi hızının artırılabilceğini ortaya koymuşlardır [22]. 1989 yılında aynı ekip fırlatıcı modelini enerjilendirmek için motor/jeneratör setlerini kullanmışlardır. 192 m namludaki sıralanmış 4 bölüm; 8,75 kV 170 Hz, 15,4 kV 225 Hz, 22,5 kV 280 Hz ve 29,9 kV 340 Hz ile enerjilendirilmiştir. 14 kg ağırlığa sahip mermi 6 km/sa hız ile fırlatılmıştır [23]. Zabar ve ark. ise aynı yıllarda Lineer İndüksiyon Fırlatıcı (LİF) olarak adlandırılan bir model ortaya koymuşlardır. Model, lineer indüksiyon motorlar örnek alınarak tasarlanmıştır. Hava çekirdeğine sahiptir. Namlu, seri veya paralel olarak bağlanmış bobinlerden oluşmuştur. Bu bobinlerin gruplandırılması ile namlu birden çok bölümden oluşmaktadır. Bu bölümlerden sadece merminin belirli bir anda bulunduğu bölüm enerjilendirilmektedir. Daha önce ortaya konulan indüksiyon fırlatıcılardan farklı olarak, mermi ve yürüyen elektromanyetik dalga arasındaki tam senkronizasyona ihtiyaç duymamaktadır. Bu sebeple literatürde, lineer indüksiyon fırlatıcılar, asenkron indüksiyon fırlatıcı olarak da adlandırılmaktadır. Zabar ve ark. 2,4 m uzunluğunda 10 bölümden oluşan namlunun sürücü bobinlerini, kapasitörler kullanılarak enerjilendirmiştir. Her bölümde gerilim ve frekans artırılarak, 10. bölümde 20,2 kHz frekansa ve 60 kV'a ulaşılmıştır. Tasarladıkları model, 1 kg ağırlığındaki alüminyum mermiyi 2 km/sa hızla fırlatabilmiştir [24]. Şekil 1.3'te lineer indüksiyon fırlatıcı yapısı verilmiştir [25].



Şekil 1.3. Lineer indüksiyon fırlatıcı yapısı.

1995 yılında aynı ekip, iki bölümden oluşan fırlatıcıda, merminin bölümler arasındaki geçişi sırasındaki süreçler üzerinde çalışmışlardır. Mermi ikinci bir bölüme girmeye başladığı ilk anlarda, sadece bir faza ait bobinler üzerinde akım akmaktadır. Bu sırada, mermi üzerinde hem birinci bölümdeki akımların oluşturduğu kuvvet hem de ikinci bölümdeki bir fazın oluşturduğu kuvvetin etkisi bulunmaktadır. Ek olarak, birinci bölümden geçişini tamamladığında bile mermi üzerinde hala bir miktar birinci bölümdeki akım kalır. Zabar ve ark., bir bölümdeki bobinleri enerjilendirmek için en doğru zamanın, merminin o bölümün tamamen içinde bulunduğu an olduğunu ve buna uygun bir şekilde mermi pozisyonunun ayarlanması gerektiğini ortaya koymuşlardır [26]. 2001 yılında Balıkçı ve ark. 8 bölümden oluşan lineer indüksiyon fırlatıcıyı enerjilendirmek için bir volanlı motor/jeneratör seti tasarımı ortaya koymuşlardır. Benzetim çalışmaları ile her bölümde arttırılarak, 10,5 kHz frekans ve 600 kV gerilim değerlerine ulaşan modelin, 3 kg'lık mermiyi 2 km/s hızla fırlatılabileceğini literatüre sunmuşlardır [27]. Hasırcı ve Balıkçı 2009 yılında, motor/jeneratör seti kullanarak 250 Hz 380 V 3-faz gerilim ile fırlatıcı modelini enerjilendirmişlerdir. 800 mm uzunluğa sahip namlu kullanılarak, 200 mm uzunluğa 100 g ağırlığa sahip mermiyi 33,17 m/s hızla fırlatmışlardır [28]. 2013 yılında aynı ekip, iki bölümden oluşmuş bir namlu tasarlayıp, birinci bölümü 250 Hz, ikinci bölümü ise 1250 Hz 380 V 3-faz gerilimi ile yine motor/jeneratör seti kullanarak enerjilendirmiştir. Aynı fiziksel karakteristiklere sahip mermiyi 196,82 m/s hızla fırlatmışlardır. Bu çalışmaya ek olarak merminin fiziksel özelliklerinin, mermi hızına olan etkileri üzerindeki bulguları literatüre sunmuşlardır. Alüminyum, bakır ve pirinç materyallerinden yapılmış merminin hızlarını karşılaştırmışlardır. En yüksek hızın alüminyum mermide elde edildiğini ölçmüşlerdir. Aynı zamanda mermi et kalınlığının arttıkça, mermi ağırlığının arttırması sebebiyle, mermi hızının düştüğünü ve mermi uzunluğu arttıkça mermi hızının arttığını ölçüm sonuçlarıyla ortaya koymuşlardır [29]. Mermi hızını arttırmak için geliştirilen yöntemlerle birlikte, merminin namlu içinde

ilerlerken üzerindeki sıcaklık artışları da dikkate alınması gereken bir sorun haline gelmiştir. 1989 yılında Zabar ve ark., mermi üzerinde indüklenen akımın homojen olarak dağılmaması ve ısı yayılım süresinin geçiş süresinden daha uzun olması sebebiyle, mermi üzerindeki sıcaklık yükselişlerinin homojen olmadığını ortaya koymuşlardır. Merminin uç noktalarında, orta kısımlarına göre çok daha yüksek sıcaklık değerlerinin oluştuğunu ve mermi kalınlığı arttıkça, bu sıcaklık yükselişlerinin düştüğünü gözlemlemişlerdir. Alüminyum mermi için 1,5 - 2 mm arasındaki kalınlıkların en uygun aralıklar olduğunu literatüre sunmuşlardır [30]. 1989 yılında Elliott, indüksiyon fırlatıcıda kullandığı alüminyum, bakır ve lityum malzemelerden yapılmış mermiler üzerinde omik kayıpları ve malzeme sıcaklıklarını karşılaştırmıştır. Çalışma sonunda en uygun malzemenin alüminyum olduğunu ortaya koymuştur [31]. 1991 yılında yine Zabar ve ark., merminin sıcaklık artışını; fırlatıcıya uygulanan gerilim, mermi malzemesinin yoğunluğu ve merminin namlu içerisindeki konumu parametrelerini kullanarak analiz etmişlerdir [32]. 2007 yılında Balıkçı ve Zabar, fırlatıcı besleme frekansının mermi üzerindeki sıcaklık artışına olan etkilerini incelemişlerdir. Mermi üzerindeki oluşan sıcaklığın, malzeme erime noktasına yaklaşmasını önlemek için fırlatıcının daha fazla bölümden oluşturulması gerektiğini ortaya koymuşlardır. Benzetim çalışmaları ile 20 bölüm ve 34,38 m uzunlukta oluşturdukları indüksiyon fırlatıcıdaki besleme frekansını, 21 kHz'den 40,2 kHz'e her bölümde arttırarak elde etmişlerdir. 1,02 kg ve 100 mm'lik mermi, 20. bölümde 40,2 kHz frekansa, 8000 m/s hızı ve 571 °C sıcaklığa ulaşmaktadır [33]. 2009 yılında aynı ekip fırlatıcıyı enerjilendirmek için motor/jeneratör seti kullanarak artan frekans ile enerjilendirme yöntemi ortaya koymuşlardır. Bir önceki çalışmalarında kullandıkları fırlatıcı parametreleri ile benzetim gerçekleştirmişlerdir. Sabit frekans ile elde ettikleri 19. ve 20. bölümlerdeki 25,5 °C ve 22,4 °C sıcaklık artış değerlerinin; artan frekansta 23,2 °C ve 20,8 °C değerlerine düştüğünü literatüre sunmuşlardır [34]. 2017 yılında Liu ve ark., 9 bölümden oluşturulmuş bir asenkron indüksiyon fırlatıcıyı artan frekans ile 3-faz 17 seviyeli kaskat evirici kullanarak enerjilendirmişlerdir. Tasarlanan güç şartlandırıcısında bir Değişken Gerilim Değişken Frekans (DGDF) kontrol yöntemi olan skaler V/f kontrol ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) teknikleri kullanılmıştır. Sürücü bobinler üzerinde 640 V gerilim ve 212 A akım değerleri oluşturulmuştur. 1,5 kg ve 690 mm uzunluğa sahip mermi, 2850 mm'lik bir namlu kullanılarak 12 m/s hızla fırlatılmıştır. Fırlatma sırasında gerçekleştirilen artan frekans uygulaması ile mermi üzerindeki kuvvet dalgalanmaları yumuşatılmıştır [35]. Gülpınar ve Balıkçı 2020 yılında, 3-fazlı 5 seviyeli kaskat SiC MOSFET'lerden oluşan bir evirici

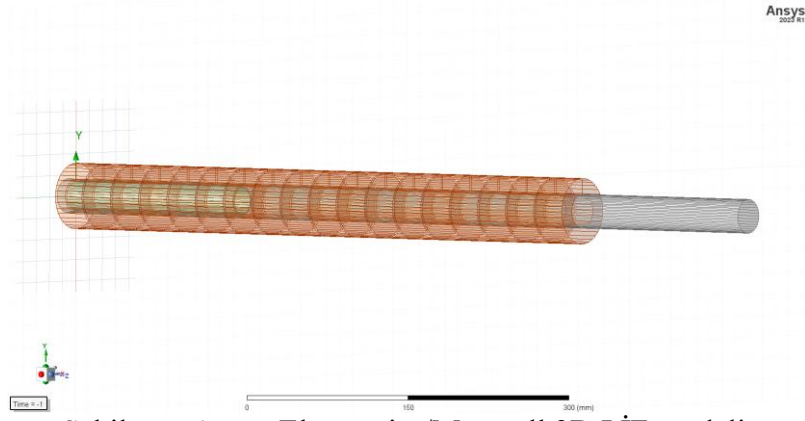
tasarımı ortaya koymuşlardır. Bu evirici tasarımında DGDF kontrol yöntemi ve Faz-Kaydırmalı Darbe Genişlik Modülasyon tekniklerini kullanmışlardır. Aynı zamanda simülasyon ortamında, fırlatıcı için R-L yük modeli kullanarak zamanla artan frekansa sahip gerilim ve akım dalga şekillerini ortaya koymuşlardır [36].

1.2. TEZİN AMACI

Bu tez çalışmasının amacı, bir lineer indüksiyon fırlatıcıyı artan frekans ile 3-fazlı geleneksel evirici kullanarak sürmektir. Bu çalışma sırasında 18 bobinden oluşan ve namlu uzunluğu 600 mm olan tek bölümlü bir lineer indüksiyon fırlatıcı kullanılmıştır. 3-fazlı eviricide UVDGM modülasyon tekniği ve skaler V/f kontrol uygulanmıştır. Modülasyon ve kontrol tekniklerinin MATLAB/Simulink kullanılarak benzetimi ve gerçek zamanlı olarak çevresel birimler ile haberleşmesi gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan sistemde fırlatma testleri gerçekleştirilmiştir. Fırlatma testleri sırasında elde edilen akım ve frekans bilgileri ile Ansys Electronics/Maxwell 3D ve Icepak programları kullanılarak mermi üzerindeki sıcaklık analizleri gerçekleştirilmiştir. Uygulama ve benzetim çalışmaları sonucunda; artan frekanslı enerjilendirme ile sabit frekanslardaki benzer hızların elde edilebileceği; aynı zamanda mermi üzerinde daha düşük sıcaklıkların oluşacağı literatüre sunulmuştur. Çalışmanın temel katkıları arasında, indüksiyon fırlatıcılar hakkında bir literatür incelemesi, güç şartlandırıcısı olarak bir 3-fazlı evirici tasarımı, UVDGM ve V/f kontrol yöntemlerinin gerçekleştirilmesi için bir rehber de bulunmaktadır.

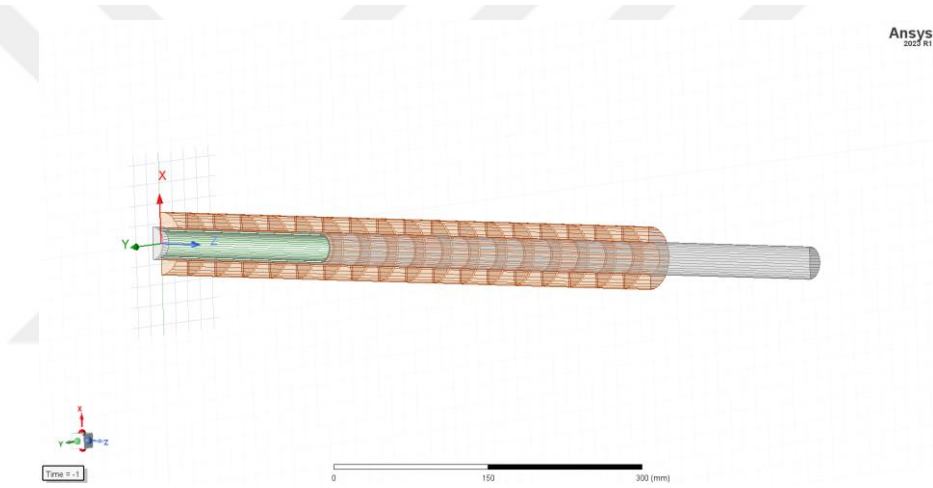
1.3. TEZ KONUSUNUN ÖNEMİ

Tez konusunun ana motivasyonu, artan frekanslı enerjilendirme yönteminin, mermi üzerinde oluşan sıcaklık değerlerini düşüreceği üzerinedir. Bu amaçla Ansys Electronics/Maxwell 3D programında yüksek akım ve frekans ile analizler gerçekleştirilmiştir. Benzetim programında modellenen 18 bobinden oluşan ve 600 mm uzunluğa sahip lineer indüksiyon fırlatıcı ve 200 mm uzunluğa sahip mermi Şekil 1.4'te gösterilmiştir.

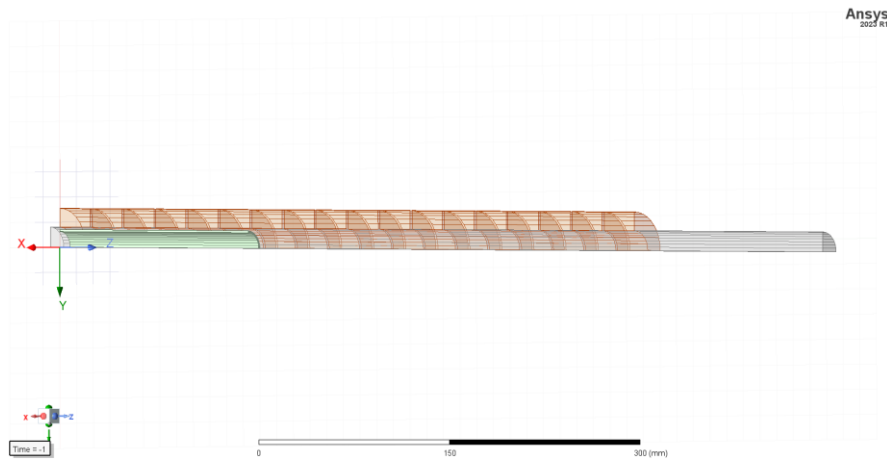


Şekil 1.4. Ansys Electronics/Maxwell 3D LİF modeli.

Benzetim programında analiz süresini kısaltmak için tüm modelin 1/4'lük kısmı üzerinde çalışılmıştır. Şekil 1.5'te oluşturulan modelin 1/2'lik kısmı, Şekil 1.6'da da 1/4'lük kısmı verilmiştir.



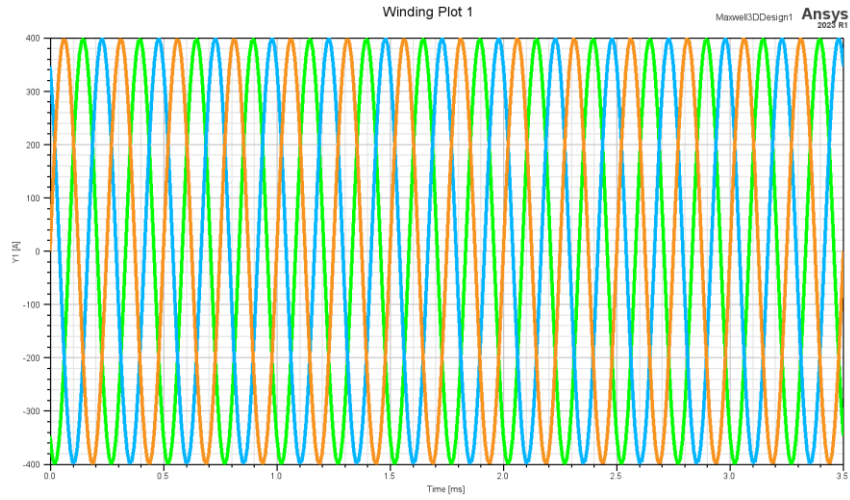
Şekil 1.5. Ansys Electronics/Maxwell 3D LİF modelinin 1/2 görünümü.



Şekil 1.6. Ansys Electronics/Maxwell 3D LİF modelinin 1/4 görünümü.

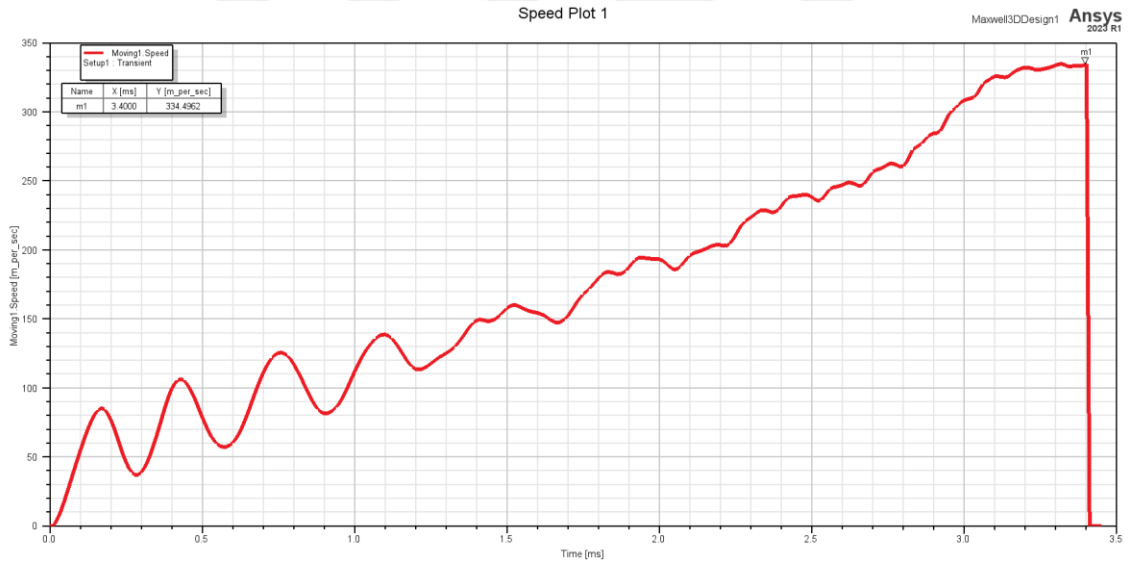
Benzetim programında sürücü bobinleri önce Şekil 1.7'de verilen 4000 Hz 400 A ile

enerjilendirilmiştir.

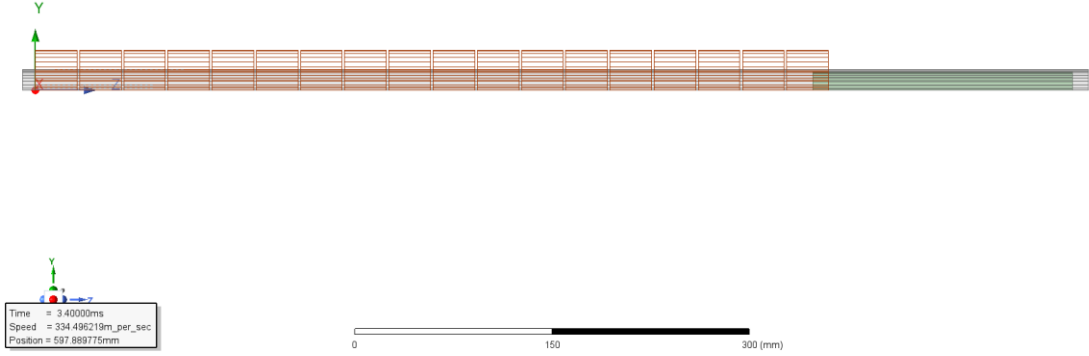


Şekil 1.7. Sürücü bobinleri üzerindeki 4000 Hz 400 A 3-faz akım değerleri.

Enerjilendirilme sonunda merminin 334,496 m/s hız ile namludan ayrıldığı görülmüştür. Bu süredeki mermi hızı ve değişimi Şekil 1.8’de ve merminin namludan ayrılışı Şekil 1.9’da gösterilmiştir.

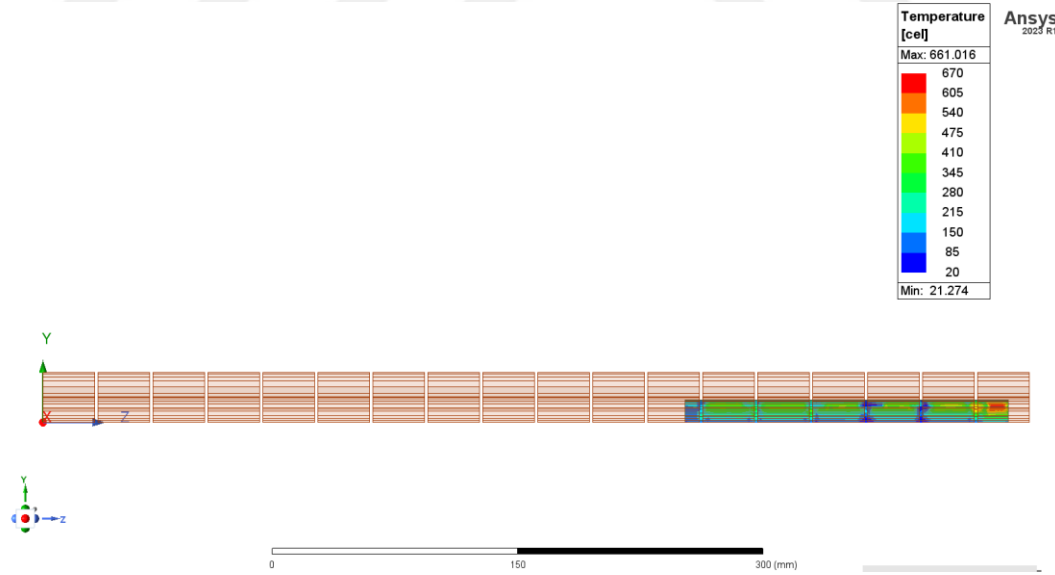


Şekil 1.8. 4000 Hz 400 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi.

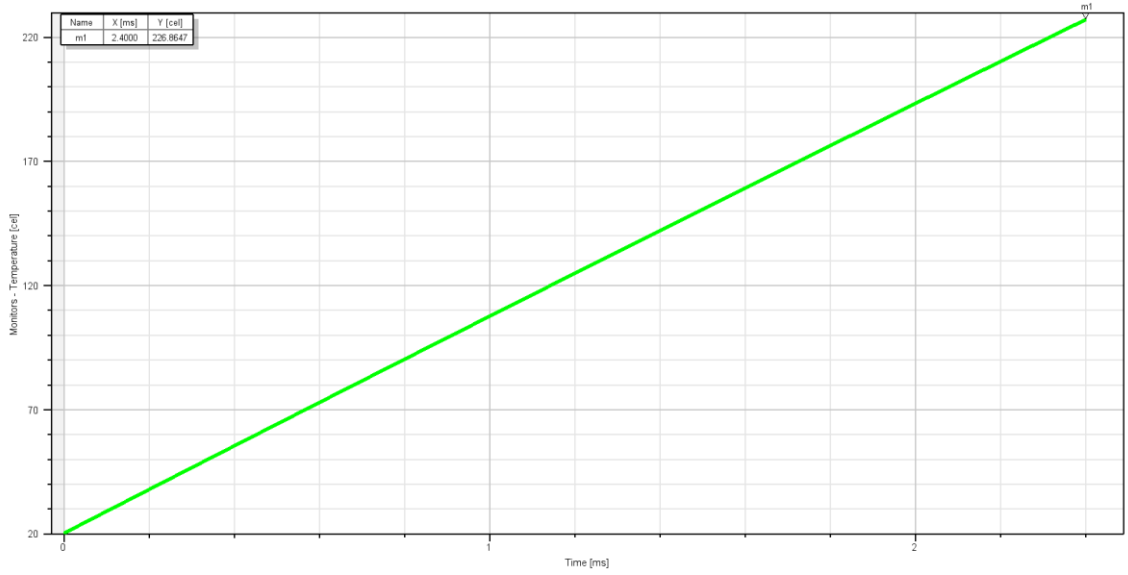


Şekil 1.9. 4000 Hz 400 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.

Fırlatma işlemi sırasında merminin namlu sonuna ulaştığında üzerinde oluşacak sıcaklıkları gözlemlemek için Ansys Electronics/ICEPAK programı kullanılmıştır. Şekil 1.10'da mermi üzerinde oluşan 661,016 °C maksimum sıcaklık değeri gösterilmiştir. Merminin ortalama sıcaklık değerinin değişim grafiği Şekil 1.11'de verilmiştir. Ortalama sıcaklık değerinin 226,864 °C'ye ulaştığı gözlemlenmiştir.

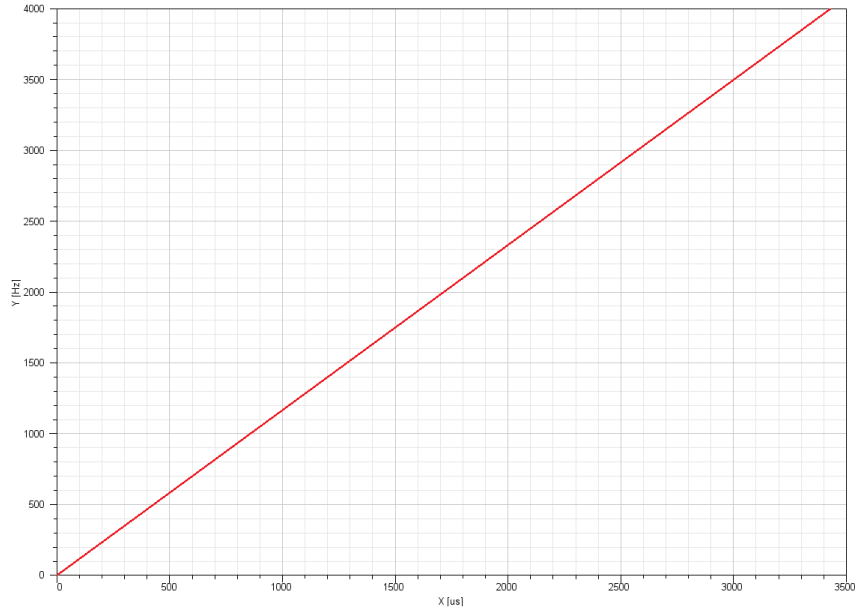


Şekil 1.10. 4000 Hz 400 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.

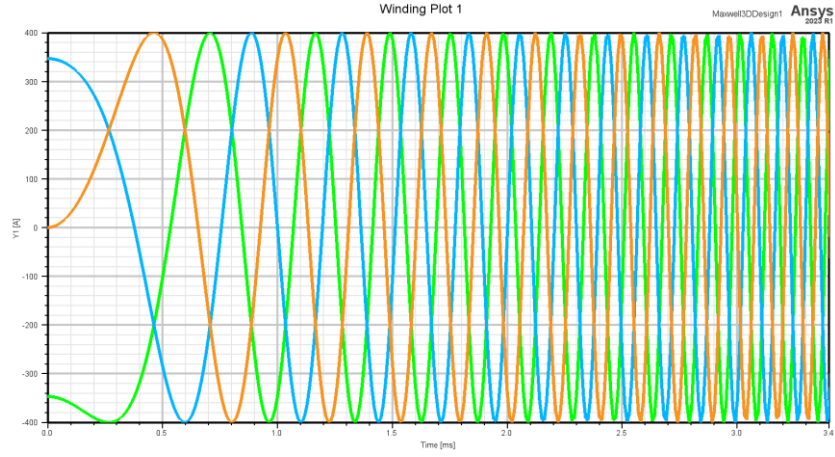


Şekil 1.11. 4000 Hz 400 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.

Artan frekans uygulaması için programa 0'dan 4000 Hz'e artacak şekilde bir "dataset" tanımlanmıştır. Frekansın zaman ile değişim grafiği Şekil 1.12'deki gibidir. Bu grafik, frekansın Parçalı Doğrusal Fonksiyon (PWL) ile ifade edilerek arttırılmasında kullanılmıştır. Sürücü bobinler üzerindeki artan frekanslı akım grafiği Şekil 1.13'te gösterilmiştir.

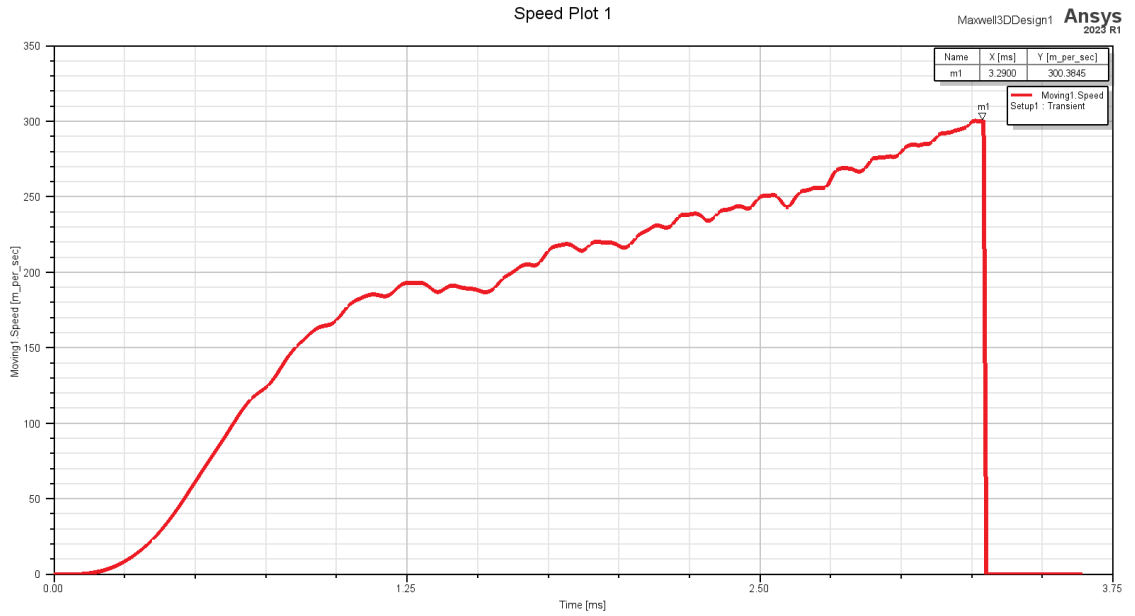


Şekil 1.12. 0'dan 4000 Hz'e artan frekansın değişim grafiği.

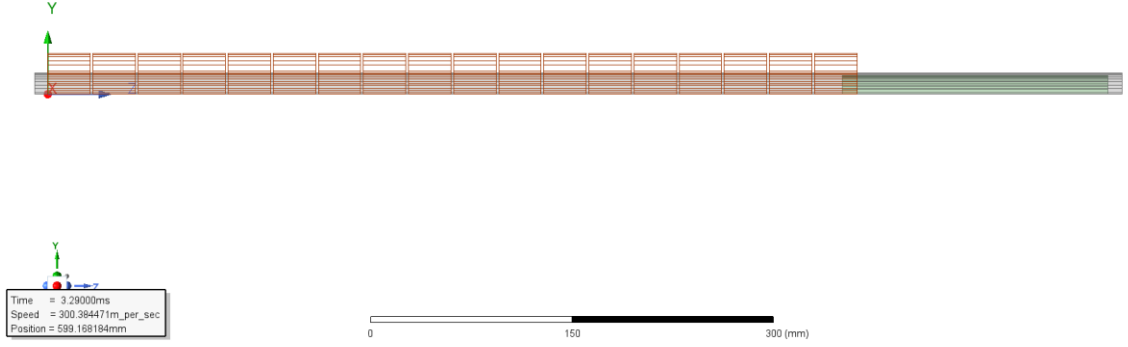


Şekil 1.13. Sürücü bobinleri üzerindeki 0'dan 4000 Hz artan frekans ve 400 A 3-faz akım değerleri.

Artan frekans ile enerjilendirilme sonunda merminin 300,384 m/s hız ile namludan ayrıldığı görülmüştür. Bu süredeki mermi hızı ve değişimi Şekil 1.14'te ve merminin namludan ayrılışı Şekil 1.15'te gösterilmiştir.

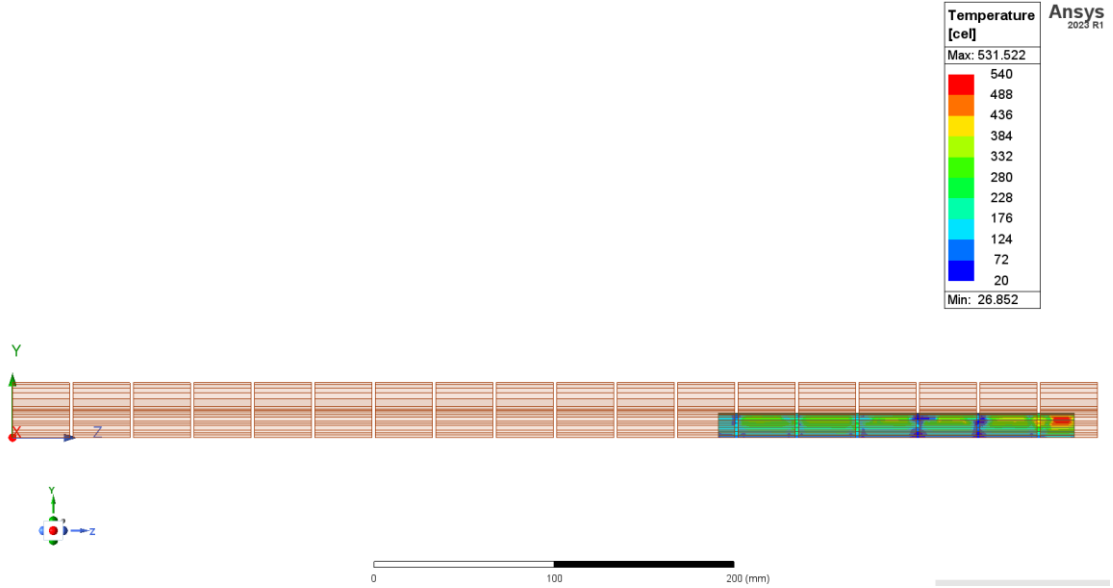


Şekil 1.14. 0'dan 4000 Hz'e artan frekans ve 400 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi.

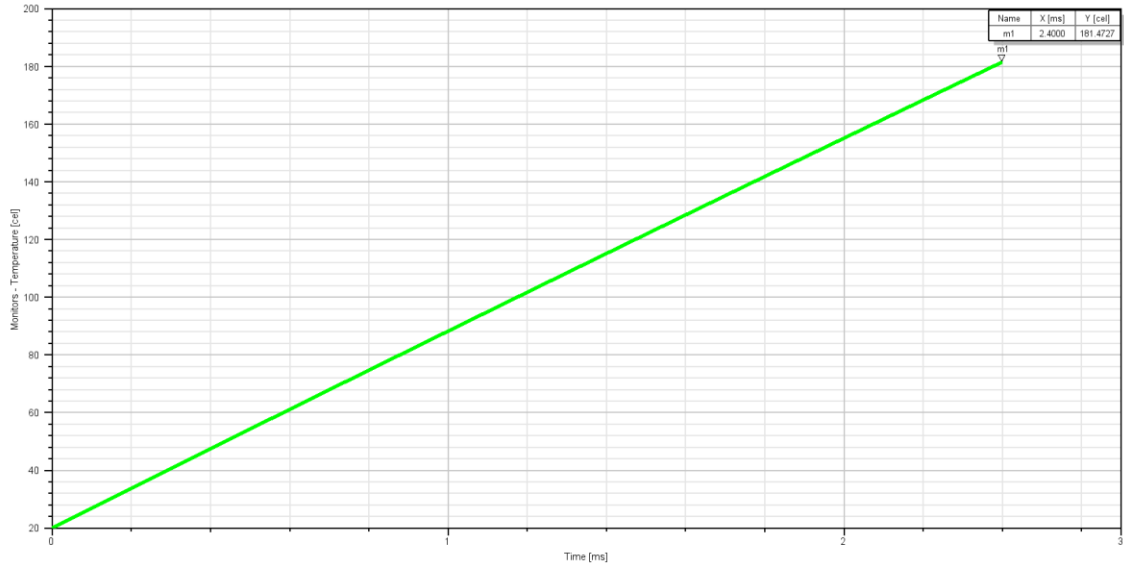


Şekil 1.15. 0'dan 4000 Hz'e artan frekans ve 400 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.

Icepak programı ile Şekil 1.16'da mermi üzerinde 531,522 °C maksimum sıcaklık değerine ve ortalama sıcaklık değerinin Şekil 1.17'deki gibi 181,472 °C'ye ulaştığı gözlemlenmiştir.



Şekil 1.16. 0'dan 4000 Hz'e artan frekans ve 400 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.



Şekil 1.17. 0'dan 4000 Hz'e artan frekans ve 400 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.

Fırlatıcının sabit frekans ve artan frekans ile enerjilendirilmesi sonucunda elde edilen; mermi hızı, maksimum sıcaklık ve ortalama sıcaklık parametreleri Çizelge 1.1'deki gibidir. Sabit frekans ile alüminyum mermi üzerinde 660 °C olan erime sıcaklığı oluşurken, artan frekans ile bunun önüne geçilebildiği görülmüştür. Mermi üzerindeki sıcaklık değerlerinde yaklaşık %20 değerinde sıcaklık düşüşü gözlemlenmiştir.

Çizelge 1.1. Fırlatıcı ve mermi modeli uzunlukları.

Akım (A)	Frekans (Hz)	Mermi Hızı (m/s)	Mermi üzerindeki maksimum sıcaklık (°C)	Mermi üzerindeki ortalama sıcaklık (°C)	Sıcaklık düşüşü
400	4000	334,496	661,016	226,864	≈%20
400	0 - 4000	300,384	531,522	181,472	

Yüksek akım ve frekans uygulamalarında yapılan benzetim çalışmaları, mermi üzerindeki sıcaklıkların düşürülmesinin önemini belirgin şekilde ortaya koymuştur. Literatürde, indüksiyon fırlatıcıların artan frekansla enerjilendirilmesi üzerine yapılmış çalışmalar bulunmaktadır. Ancak, bu çalışmalardan elde edilen bilgiler içerisinde, sadece motor/jeneratör setleriyle enerjilendirilen fırlatıcılarda sıcaklık analizi ve düşüşüyle ilgili benzetim çalışmalarından elde edilmiş veriler mevcuttur. Artan frekanslı evirici ile

beslenen indüksiyon fırlatıcılarda ise genellikle mermi üzerinde oluşan itme kuvveti üzerine analizler yapılmış, sıcaklık analizlerine pek yer verilmemiştir.



2. MATERYAL VE YÖNTEM

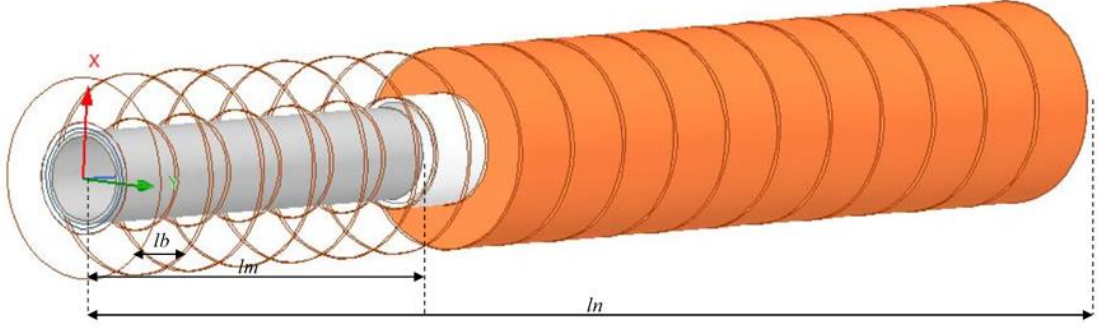
Bu bölümde öncelikle lineer indüksiyon fırlatıcı tasarım parametreleri belirlenip, bu parametrelere göre fırlatıcı modelinin gerçekleştirilmesi sunulmuştur. Sonrasında, fırlatıcıyı enerjilendirmekte kullanılacak olan sürücü tasarımı açıklanıp, bu kapsamda 3-fazlı evirici yapısı incelenmiştir. Eviricide kullanılacak olan modülasyon tekniği ve kontrol yöntemi ile ilgili bilgiler verilmiştir. Eviriciyi besleyecek DA gerilim kaynağı açıklanmıştır. Bu bilgiler kullanılarak MATLAB/Simulink ortamında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Benzetim çalışmaları tamamlandıktan sonra, gerçek zamanlı uygulamalara geçilmiştir. Gerçek zamanlı uygulamada kullanılacak olan, donanım ve yazılım elemanları hakkında bilgiler verilmiştir. Son olarak, sürücü tasarımı için güç kaynağı olarak kullanılacak kontrolsüz doğrultucu ve DA bara modeli sunulmuştur.

2.1. LİNEER İNDÜKSİYON FIRLATICI TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ

Tez kapsamında kullanılacak Lineer İndüksiyon Fırlatıcı (LİF), tek bölümden ve 18 bobinden oluşturulmuştur. Her bir bobinin uzunluğu 32 mm'dir ve toplam namlu uzunluğu yaklaşık 600 mm olmaktadır. Bobinler iletken olmayan silindirik bir malzemenin üzerine yerleştirilmiştir. Çalışmada poliasetal (POM) olarak seçilen bu malzeme; yüksek ısı dirence ve fiziksel dayanıklılığa sahiptir. Bu silindirik yapının tek amacı bobinlerin eş ekseninde sabit bir şekilde durmasını sağlamaktır.

Literatürde mermi malzemesi olarak; alüminyum, bakır, demir, lityum ve titanyum kullanılmıştır. Alüminyum mermi, bakır ve titanyumdan yapılmış mermilere göre daha yüksek elektriksel iletkenliğe ve daha düşük yoğunluğa sahip olması sebebiyle daha yüksek hızlanma oranına [37] ve daha düşük omik kayıplara sahiptir [31]. Demirden yapılmış mermilerin en büyük sorunu ise yüksek manyetik geçirgenliğe ve histerezis kayıplarına sahip olmasıdır. Bu nedenle sadece klasik Eddy akım kayıpları değil, aynı zamanda manyetik histerezis kayıpları toplam kayıplara dâhil olur. Bu da frekans arttıkça mermi üzerindeki ısı artışının daha fazla olmasına sebep olmaktadır [38]. Isıl ve elektriksel iletkenlik özellikleri dikkate alındığında mermi malzemesi olarak alüminyum tercih edilmiştir.

Bir faza ait 6 bobinin uzunluğu 200 mm olması sebebiyle, mermi uzunluğu 200 mm olarak belirlenmiştir. Merminin daha uzun oluşturulması durumunda; mermi direnci artacaktır. Bu mermi üzerindeki akım ve fırlatma kuvvetinin azalarak, namludan çıkış hızının düşmesine sebep olacaktır [37]. Şekil 2.1’de namlu ve mermi tasarımı ve Çizelge 2.1’de ilgili bileşenlere ait uzunluk değerleri gösterilmiştir.

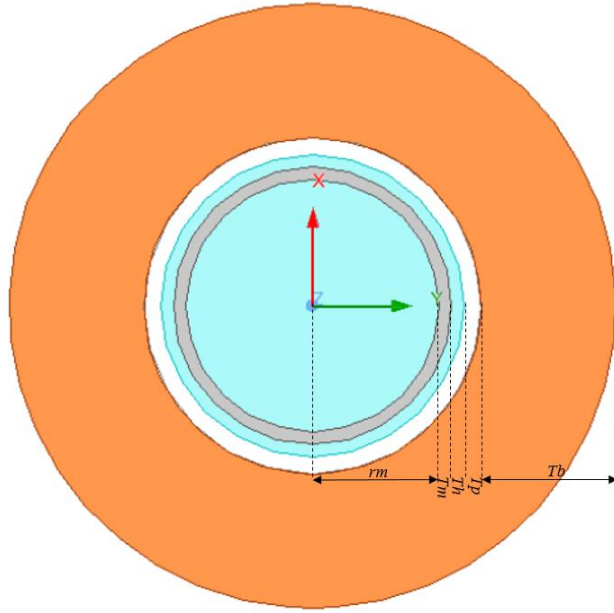


Şekil 2.1. 3 boyutlu lineer indüksiyon fırlatıcı ve mermi modeli.

Çizelge 2.1. Fırlatıcı ve mermi modeli uzunlukları.

Uzunluk adı	Açıklama	Büyüklik (mm)
l_b	Bir bobinin uzunluğu	32
l_m	Merminin uzunluğu	200
l_n	Toplam namlu uzunluğu	600

Her bir bobin 10 katman ve her katman da 32 tur sarılmış bakır kablodan oluşturulmuştur. Bobinlerin yerleştirildiği silindirik poliasetalin, bobin ağırlıklarını taşıyabilmesi için, et kalınlığı 2 mm ve uzunluğu toplam bobin uzunluğuna eşit seçilmiştir. Mermi et kalınlığı 1,5 mm ve ağırlığı 100 g seçilmiştir. Şekil 2.2 ve Çizelge 2.2 birlikte değerlendirildiğinde; mermi dış çapının 33 mm ve hava aralığı 1,5 mm seçilmesi durumunda, bobin iç çapı 40 mm olarak hesaplanmıştır.

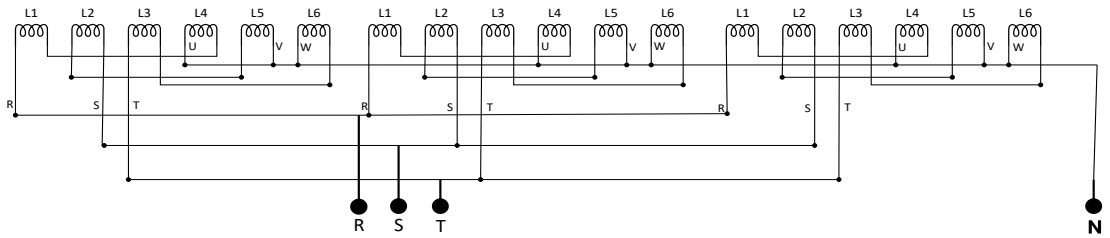


Şekil 2.2. Fırlatıcı ve mermi modeli kesiti.

Çizelge 2.2. Fırlatıcı ve mermi model kesit uzunlukları.

Uzunluk adı	Açıklama	Uzunluk (mm)
r_m	Mermi iç yarıçapı	15
T_m	Mermi et kalınlığı	1,5
T_h	Hava aralığı	1,5
T_p	Poliasetal et kalınlığı	2
T_b	Bobin et kalınlığı	16

Sürücü bobinlerinin birbirleriyle olan bağlantı yapısı Şekil 2.3’de gösterilmiştir. Her fazda bulunan 6 bobin ikişerli gruplar halinde birbirlerine paralel olarak bağlanmıştır. Bu şekilde her birinin çekeceği akım düşürülmüştür.



Şekil 2.3. Sürücü bobinlerinin birbirleriyle olan bağlantı şekli.

Sürücü bobinlerinin ve merminin tasarım parametreleri belirlendikten sonra, bu değerlere

uygun fırlatıcı oluşturulmuştur. Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'te 18 sürücü bobininden oluşturulan lineer indüksiyon fırlatıcı ve 6 bobinin uzunluğuna eşit olan alüminyum mermi gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Oluşturulan lineer indüksiyon fırlatıcı ve mermi.



Şekil 2.5. Merminin fırlatıcı içerisindeki konumu.

Fırlatıcı kurulumu tamamlandıktan sonra, her faza ait indüktans ve direnç değerlerinin ölçümü yapılmıştır. Her faza ait bu değerlerin aynı olduğu ölçümler sonucu görülmüştür. Çizelge 2.3'te bir faza ait değerler gösterilmiştir.

Çizelge 2.3. Bir faza ait toplam indüktans ve direnç değeri.

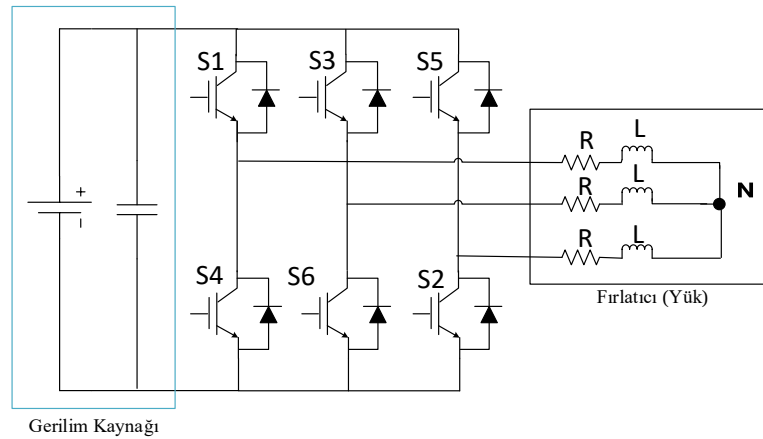
Parametreler	Ölçüm Değeri
İndüktans (mH)	3,187
Direnç (mΩ)	960

2.2. SÜRÜCÜ TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ

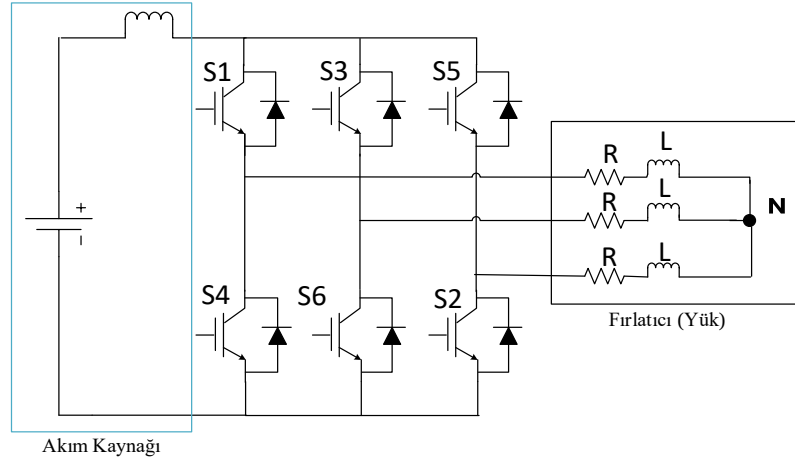
Sürücü tasarımı, fırlatıcının bobinlerine istenilen karakteristiklerde enerjilendirme sağlayacaktır. Bu tez kapsamında bir güç şartlandırıcısı olarak oluşturulmuş 3-fazlı evirici modeli, sürücü olarak kullanılmıştır.

2.2.1. Evirici Türleri

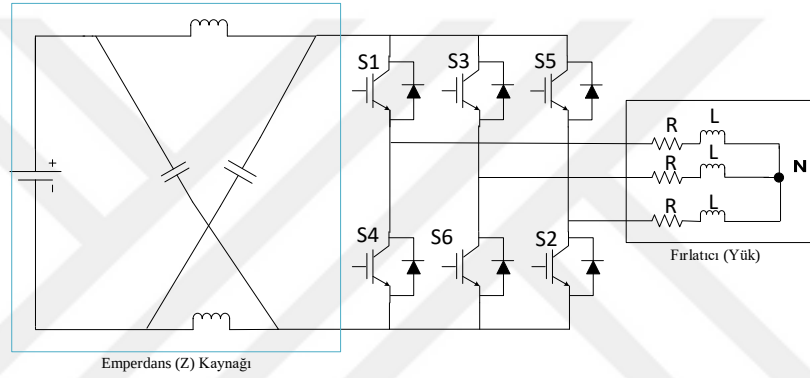
Eviriciler, Doğru Akım (DA) gerilimini bir faz ya da üç faz Alternatif Akım (AA) gerilimine dönüştüren elektronik elemanlardır. Bu dönüşüm sırasında eviriciler; BJT, MOSFET ve IGBT gibi yarı iletken güç anahtarlarını kullanırlar. Kaynak çeşitlerine göre 3 evirici topolojisi bulunmaktadır. Bunlar gerilim kaynaklı eviriciler (VSI), akım kaynaklı eviriciler (CSI) ve empedans kaynaklı eviriciler (ZSI)'dir [39]. Şekil 2.6, Şekil 2.7 ve Şekil 2.8'de bu eviricilere ait modeller ve eviricileri besleyen farklı güç kaynağı topolojileri gösterilmiştir.



Şekil 2.6. Gerilim kaynaklı evirici modeli.



Şekil 2.7. Akım kaynaklı evirici modeli.



Şekil 2.8. Empedans (Z) kaynaklı evirici modeli.

Gerilim kaynaklı eviricilerin girişi, sabit DA gerilim kaynağı ve kapasitörden oluşmaktadır. Girişindeki bu kapasitör, evirici için sabit ve sürekli gerilim sağlar. Harmonik bileşenlerinde yüksek empedans özelliği gösteren yükler için uygun bir yapıya sahiptir. Endüstride en çok kullanılan evirici tipidir [40]. Akım kaynaklı eviriciler DA gerilim kaynağı ve bobinden oluşan bir yapı tarafından beslenir. Bu yapı girişte sabit ve ayarlanabilir bir DA akım sağlar. Çok yüksek güç ihtiyacı olan ve düşük empedans özelliği gösteren yükün bulunduğu uygulamalarda kullanılırlar [41]. Empedans kaynaklı eviriciler, gerilim ve akım kaynaklı eviricilere alternatif olarak tasarlanmışlardır. Akım ve gerilim kaynaklı eviricilerde çıkış gerilimi giriş geriliminden düşük iken empedans kaynaklı eviricilerde hem yüksek hem de düşük değerlerde çıkış elde edilebilmektedir. Girişleri DA sabit gerilim kaynağı ve bobin-kapasitör ağının farklı bağlantı biçimlerinden oluşmaktadır [42].

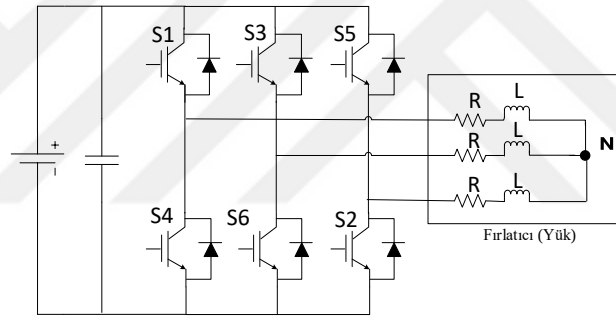
Bu çalışma kapsamında, Şekil 2.6'da gösterilmiş olan gerilim kaynaklı evirici yapısı kullanılmıştır.

2.2.2. Anahtarlama Yöntemleri

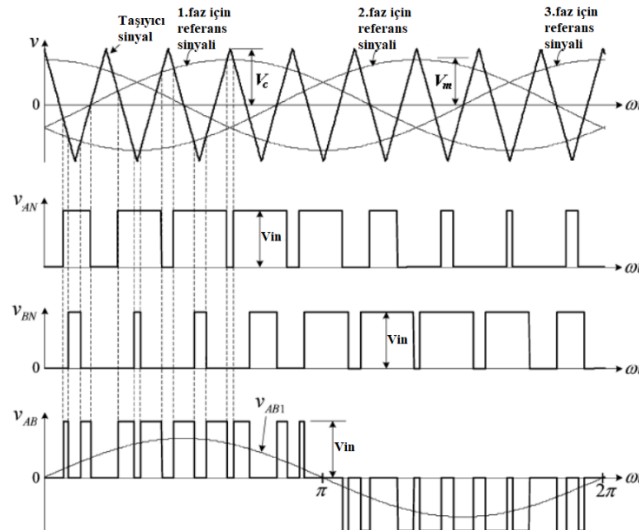
Eviricilerdeki güç anahtarlarının iletim ve kesim süreleri kontrol edilerek, çıkışta DA gerilim oluşturulur [43]. Anahtarlama elemanlarının bu sürelerini kontrol eden yöntemlere darbe genişlik modülasyonu (DGM) adı verilmektedir. Literatürde birçok DGM yöntemi bulunmaktadır. Sinüzoidal DGM (SDGM), Üçüncü Harmonik İlaveli DGM (ÜHIDGM) ve Uzay Vektör DGM (UVDGM) bu yöntemlerden en önemli olanlarıdır [44].

2.2.2.1. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM)

SDGM yöntemi, taşıyıcı sinyal adı verilen üçgen sinyal ile referans sinyali adı verilen bir sinüzoidal sinyalin karşılaştırılması sonucu anahtarlama sinyallerinin üretilmesi esasına dayanmaktadır. Şekil 2.10'da Şekil 2.9'daki evirici için üretilen anahtarlama sinyalleri ve fazlar arası oluşan hat gerilimi gösterilmiştir [45]. V_m referans sinyalinin genlik değerini, V_c taşıyıcı sinyalin genlik değerini ifade etmektedir.



Şekil 2.9. 3-faz gerilim kaynaklı evirici.



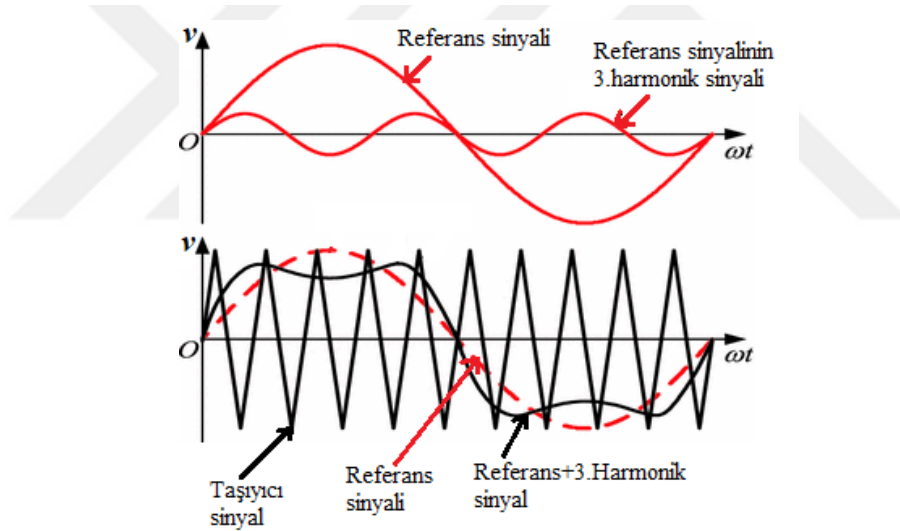
Şekil 2.10. SDGM yöntemi ile bir faz için sinüzoidal çıkışın üretilmesi [45].

Denklem (2.1)'de anahtarlama sinyallerinin üretim adımları verilmiştir.

$$\begin{aligned} V_m > V_c; S1 = \text{açık}, S4 = \text{kapalı}; \text{bu durumda } V_{AN} &= V_{in}. \\ V_m < V_c; S1 = \text{kapalı}, S4 = \text{açık}; \text{bu durumda } V_{AN} &= 0. \end{aligned} \quad (2.1)$$

2.2.2.2. Üçüncü Harmonik İlaveli Darbe Genişlik Modülasyonu (ÜHİDGM)

SDGM yönteminin basitliği, aynı zamanda dönüşümde düşük verimi de beraberinde getirmektedir. Eviricinin çıkışında daha yüksek verimde bir dönüşüm elde edebilmek için Üçüncü Harmonik İlaveli DGM yöntemi geliştirilmiştir [46]. ÜHİDGM yöntemi de taşıyıcı sinyal tabanlı bir modülasyon tekniğidir. SDGM yönteminden farkı, karşılaştırılacak referans sinyaline, o sinyalin %17'sine eşit 3. harmonik bileşeni eklenmiştir [47]. Yeni oluşan sinyalin genliği yine taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılarak, anahtarlama sinyalleri üretilir. Şekil 2.11'de referans sinyaline, bu sinyale ait 3.harmoniğin ilave edilmesi sonucunda oluşan yeni referans sinyali gösterilmiştir [48].



Şekil 2.11. ÜHİDGM'de taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılacak sinyalin üretilmesi [48].

ÜHİDGM yöntemi ile çıkışta daha yüksek genlikli ve daha düşük harmonik içerikli bir gerilim üretilmiş olur [49].

2.2.2.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM)

Dijital sinyal işleyici (DSİ) teknolojilerinin gelişmesiyle güç anahtarları kullanılan her sisteme bu teknolojiler uygulanmaya başlanmıştır. Anahtarlama elemanlarının iletim-kesim sürelerini kontrol etmede başarılı performans gösteren bu araçlar, anahtarlama kayıplarının azalmasında ve çıkış gerilimindeki harmoniklerin en aza indirilmesinde

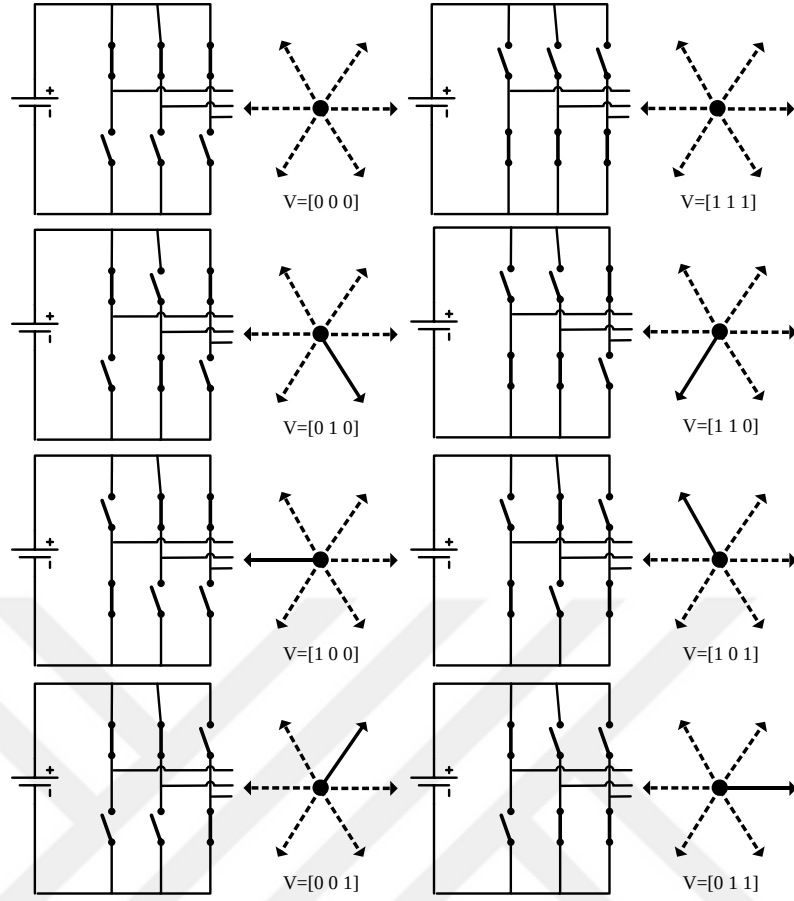
etkili olmuşlardır [50]. UVDGM, dijital olarak uygulanabilirliği ve DSİ araçları ile uyumluluğu en yüksek olan yöntemdir.

Çalışma kapsamında UVDGM yöntemi,

- SDGM yöntemine göre DA bara gerilimini daha etkili kullanarak %15 daha yüksek çıkış gerilimi üretmesi [51],
- SDGM ve ÜHİDGM yöntemlerine göre daha az Toplam Harmonik Bozulma üretmesi [52],
- Esnek çıkış gerilim ve frekans kontrolüne sahip olması [53],

sebebiyle eviricideki IGBT anahtarlama elemanlarını sürmek için seçilmiş ve dijital sinyal işleyici elemanı kullanılarak gerçek zamanlı olarak uygulanmıştır.

UVDGM’de anahtarlama sinyallerinin üretilmesi sırasında bir dizi vektör tanımlaması ve dönüşümü gerçekleşmektedir. 3-fazlı eviricilerindeki anahtarlama elemanlarının, altısı aktif ikisi pasif olmak üzere sekiz farklı iletim-kesim durumu vardır. Bu durumlar sekiz farklı vektör ile ifade edilebilmektedir. İletim-kesim durumları ve bu durumlara ait vektör gösterimleri Şekil 2.12’de sunulmuştur [54]. Eviricinin bu vektörlere göre oluşturduğu faz-faz ve faz-nötr gerilimleri Çizelge 2.4’te verilmiştir [55].



Şekil 2.12. Sekiz farklı anahtar durumu ve bunlara ait vektörler.

Çizelge 2.4. Anahtarlama vektörlerine karşılık gelen faz-faz ve faz-nötr gerilimleri.

Anahtarlama vektörleri			Faz-faz gerilimleri			Faz-nötr gerilimleri		
a	b	c	a	b	c	a	b	c
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	-1	1	-1/3	-1/3	2/3
0	1	0	-1	1	0	-1/3	2/3	-1/3
0	1	1	-1	0	1	-2/3	1/3	1/3
1	0	0	1	0	-1	2/3	-1/3	-1/3
1	0	1	1	-1	0	1/3	-2/3	1/3
1	1	0	0	1	-1	1/3	1/3	-2/3
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Çizelge 2.4 kullanılarak $[0 \ 1 \ 1]$ vektörü için faz-faz gerilimleri Denklem (2.2)'deki gibi ifade edilir.

$$V_{AB} = -V_{in}, V_{BC} = 0 \text{ ve } V_{CA} = V_{in} \quad (2.2)$$

Anahtarlama durumları, faz-faz gerilimleri ve faz-nötr gerilimleri sırasıyla $[a \ b \ c]^T$, $[V_{AB} \ V_{BC} \ V_{CA}]^T$ ve $[V_{AN} \ V_{BN} \ V_{CN}]^T$ olarak ifade edilirse; evirici sistemine ait matris formu Denklem (2.3)'deki gibi elde edilir [56].

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{in} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = V_{in} \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

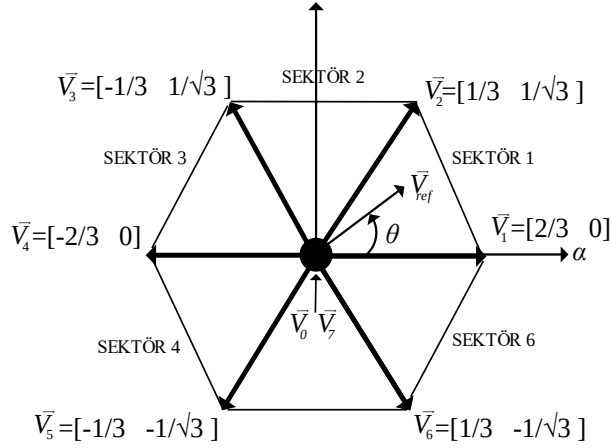
UVDGM yönteminde faz-nötr gerilimlerine ait üç boyutlu ifadeler belirlendikten sonra, bu ifadeler iki boyutlu α - β düzlemine dönüştürülür. Bu dönüşüme Clarke dönüşümü adı verilmiştir [57]. Denklem (2.4)'te dönüşümü gerçekleştiren Clarke dönüşüm matrisi verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Altı aktif ve iki pasif anahtarlama durumu, α - β düzlemine göre vektörel olarak Şekil 2.13'teki gibi ifade edilmiştir. Vektörler, düzlemi 60° aralıklarla altı sektöre bölmektedir. UVDGM yönteminde referans parametresi, Denklem (2.5)'teki gibi hesaplanır [58].

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \right) \quad (2.5)$$



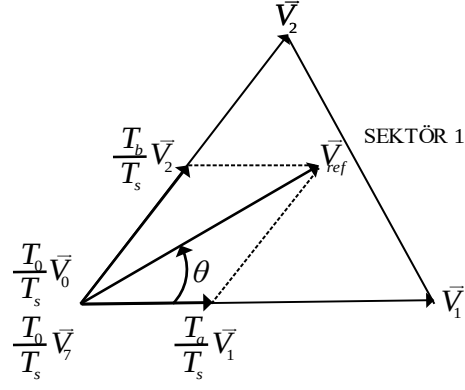
Şekil 2.13. Anahtarlama durumlarının α - β düzlemindeki karşılığı.

Referans parametresinin hesaplanması tamamlandıktan sonra, bu parametrenin Şekil 2.13'te gösterilen sektörlerden hangisinde bulunduğu tespitinin yapılması gerekmektedir. Bu tespit için Denklem (2.5)'te hesaplanan θ açısı kullanılır. Çizelge 2.5'te, sektör numaralarına karşılık gelen θ değerleri verilmiştir.

Çizelge 2.5. Sektör numarasına karşılık gelen θ değerleri.

Sektör numarası	Açı aralığı
1	$0^\circ < \theta < 60^\circ$
2	$60^\circ < \theta < 120^\circ$
3	$120^\circ < \theta < 180^\circ$
4	$180^\circ < \theta < 240^\circ$
5	$240^\circ < \theta < 300^\circ$
6	$300^\circ < \theta < 360^\circ$

Sektör numarası belirlendikten sonra, V_{ref} 'in o sektöre ait vektörleri kullanılarak, anahtarlama süreleri hesaplanır. Şekil 2.14'te V_{ref} 'in sektör 1'de oluşturduğu ikisi pasif ($\vec{V}_0, \vec{V}_7$) ve ikisi aktif ($\vec{V}_1, \vec{V}_2$) olmak üzere dört vektör gösterilmiştir.



Şekil 2.14. V_{ref} 'in Sektör 1'de oluşturduğu vektörler.

T_s , T_0 , T_a ve T_b anahtarlama süreleri olmak üzere, T_s toplam anahtarlama süresi Denklem (2.6)'da verilmiştir.

$$T_s = T_0 + T_a + T_b \quad (2.6)$$

Sektör 1 için vektörler Denklem (2.7)'deki gibi ifade edilebilir [59].

$$\int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} = \int_0^{T_a} \vec{V}_1 + \int_{T_a}^{T_a+T_b} \vec{V}_2 + \int_{T_a+T_b}^{T_s} \vec{V}_0 \quad (2.7)$$

V_0 ve V_7 vektörlerinin sıfır olduğu bilinmektedir, buna göre Denklem (2.7)'deki ifade tekrar yazıldığında,

$$\vec{V}_{ref} = \frac{1}{T_s} (\vec{V}_1 T_a + \vec{V}_2 T_b) \quad (2.8)$$

olarak bulunur. Denklem (2.8), α - β düzlemine göre tekrar ifade edilirse,

$$\begin{aligned} \vec{V}_{ref} &= \frac{1}{T_s} (\vec{V}_1 T_a + \vec{V}_2 T_b) \\ \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} &= \frac{1}{T_s} \left(\frac{2}{3} V_{in} \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) \end{bmatrix} T_a + \frac{2}{3} V_{in} \begin{bmatrix} \cos(k\pi/3) \\ \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} T_b \right) \\ T_s \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} V_{in} \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) & \cos(k\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) & \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.9)$$

olarak yazılır. k sektör numarasıdır. V_{ref} vektörü V_α ve V_β kullanılarak Denklem

(2.10)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + V_{\beta} = |V_{ref}| [\cos(\theta) \quad \sin(\theta)] \quad (2.10)$$

Denklem (2.10), Denklem (2.9)'a uygulanıp yeni ifade T_a ve T_b 'ye göre düzenlenirse,

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s |V_{ref}|}{V_{in}} \begin{bmatrix} \sin(k\pi/3) & -\cos(k\pi/3) \\ -\sin((k-1)\pi/3) & \cos((k-1)\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

olarak elde edilir. $\sin(a+b) = \sin(a)\cos(b) + \cos(a)\sin(b)$ trigonometrik eşitliği Denklem (2.11)'e uygulandığında,

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s |V_{ref}|}{V_{in}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \theta\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

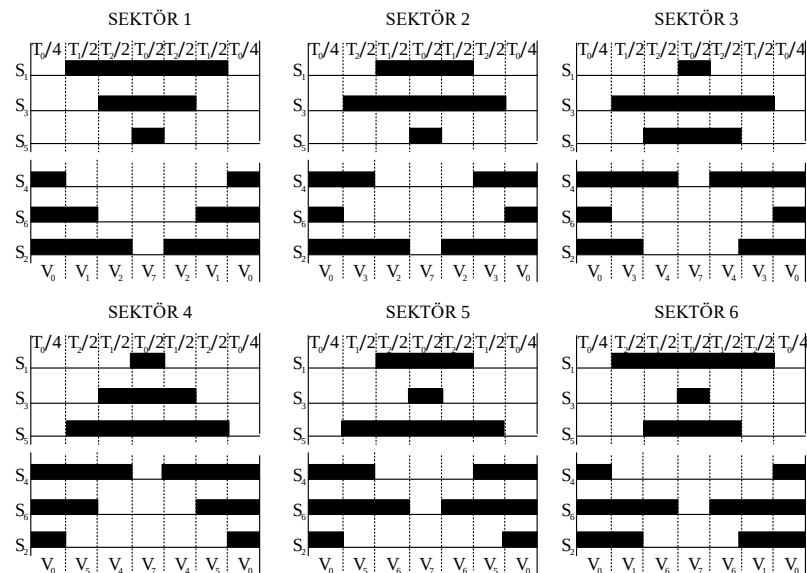
olarak bulunur. T_s toplam anahtarlama süresinin bilindiği durumda; T_0 , T_a ve T_b süreleri Denklem (2.13)'teki gibi hesaplanır.

$$\begin{aligned} T_a &= \frac{T_s a \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \\ T_b &= \frac{T_s a \sin\left(\theta - \frac{(k-1)\pi}{3}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \\ T_0 &= T_s - T_a - T_b \end{aligned} \quad (2.13)$$

a genlik parametresidir, çıkış geriliminin genliğini değiştirmek için kullanılır. Denklem (2.13)'teki hesaplanan değerler ile anahtarlama sinyalleri üretilir. Her aktif anahtarlama bölgesi için oluşturulan anahtarlama süreleri Çizelge 2.6'da ve anahtarlama sinyalleri Şekil 2.15'te verilmiştir [60].

Çizelge 2.6. 6 sektör için oluşturulmuş anahtarlama süreleri.

Sektör numarası	S_1, S_3 ve S_5	S_2, S_4 ve S_6
1	$S_1 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_3 = T_b + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_a + T_0/2$ $S_2 = T_a + T_b + T_0/2$
2	$S_1 = T_a + T_0/2$ $S_3 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_b + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_a + T_b + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_5 = T_b + T_0/2$	$S_4 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_a + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_a + T_0/2$ $S_5 = T_a + T_b + T_0/2$	$S_4 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_6 = T_b + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_b + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_a + T_b + T_0/2$	$S_4 = T_a + T_0/2$ $S_6 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_a + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_2 = T_b + T_0/2$



Şekil 2.15. Her sektör için oluşan anahtarlama sinyalleri [60].

2.2.3. Kontrol Yöntemleri

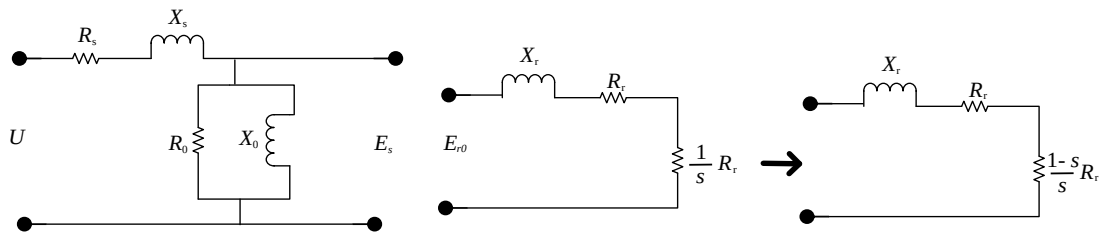
Lineer indüksiyon fırlatıcılar, asenkron motorların özelleştirilmiş bir türü olması sebebiyle, asenkron motorların kontrol edilmesinde kullanılan yöntemler bu fırlatıcılara da uygulanılabilmektedir. Asenkron motordaki stator, fırlatıcı modelindeki namluya; rotor ise mermiye karşılık gelmektedir. Asenkron motor rotorunun devir sayısı;

$$n_r = n_s(1-s) = \frac{f_s 60}{P} \cdot (1-s) \quad (2.14)$$

ile bulunur. Burada n_s stator manyetik kutuplarının dönme hızını (senkron devir), n_r rotor manyetik kutuplarının dönme hızını (asenkron devir), f_s stator manyetik kutuplarının frekansını, P çift kutup sayısını ve s kayma hızını ifade etmektedir. Kayma hızı ise

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2.15)$$

gibi hesaplanır [61]. Şekil 2.16'da bir asenkron motorun bir faza ait eş değer devresi verilmiştir. R_s ve X_s stator direnci ve kaçak reaktansı, R_r ve X_r ise rotor direnci ve kaçak reaktansı olarak gösterilmiştir. Uyarım devresine ait direnç R_0 ve reaktans X_0 'dır. $((1-s)/s)R_r$, rotordaki s kaymasından kaynaklanan değişken direnci ifade etmektedir.



Şekil 2.16. Bir faz asenkron motor eşdeğer devresi.

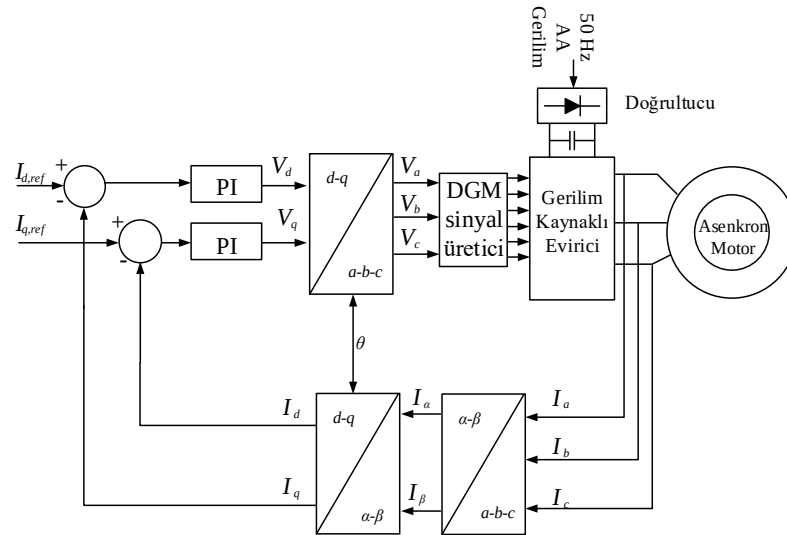
Statora bir U gerilimi uygulandığında, stator sargılarında E_s gerilimi indüklenir. Bu gerilim rotor sargılarında E_r gerilimini oluşturur. Bu sırada meydana gelen kayma rotor empedansını da değiştirir. E_{r0} ve X_{r0} rotorun hareketsiz olduğu durumda indüklenen gerilim ve reaktans, E_r ve X_r herhangi bir kayma değerindeki indüklenen gerilim ve reaktans değeri olmak üzere Denklem (2.16)'daki ifadeler elde edilir [62].

$$\begin{aligned} E_r &= sE_{r0} \\ X_{rl} &= sX_{rl0} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Denklem (2.14) ve (2.16) birlikte değerlendirildiğinde rotor hızının değiştirilebilmesi için stator frekansı, s kaymasının etkisiyle dolaylı olarak stator gerilimi, stator sargılarının kutup sayısı ve rotor direnci parametrelerinin değiştirilmesi gerekmektedir. Bu parametreleri doğrudan veya dolaylı olarak değiştirecek birçok yöntem üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Bu yöntemlerden ikisi diğerlerine göre daha çok öne çıkmıştır. Bunlar vektör kontrol ve skaler (V/f) kontroldür [63].

2.2.3.1. Vektör Kontrol

Vektör kontrol yönteminde amaç asenkron motorun moment ifadesini, bir DA motorunun tork ifadesine benzetmektir. Bu sayede, DA motorunu kontrol etmede kullanılan akı ve moment kontrol yöntemleri asenkron motora da uygulanabilir hale gelir [64]. Bu kontrolü gerçekleştirmek için stator akımı vektörel olarak ifade edilir. Bu vektör ifadesi birbirine dik iki bileşene ayrılır. Bu iki bileşen DA motorların kontrolünde kullanılan, uyartım ve rotor akımlarına karşılık gelmiş olur. Stator akımlarının bileşenlerine ayırma işlemi sırasında d - q düzlemine dönüşümü gerçekleştiren Ters Park dönüşümü kullanılır. Şekil 2.17’de asenkron motor için vektör kontrol yönteminin blok diyagramı verilmiştir [65].



Şekil 2.17. Vektör kontrol yöntemi blok diyagramı.

Asenkron motordan sensör kullanılarak elde edilen 3-faz akımlarının bir dizi dönüşümden geçerek 2 boyutlu düzlem olan d - q düzlemindeki karşılıkları elde edilmektedir. Elde edilen bu ifadeler, Orantı + İntegral (PI) kontrol ve sonrasındaki dönüşüm ile tekrar 3

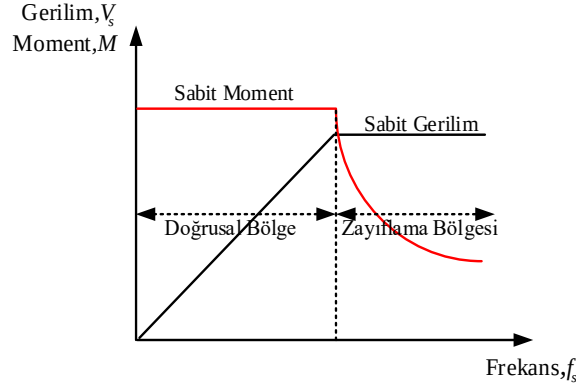
boyutlu düzleme aktarılır. Eviricinin anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde bu 3 boyutlu düzlemdeki ifadeler kullanılır. Çıkışı doğrudan asenkron motora bağlı olan bu evirici ile motorun stator geriliminin kontrolü gerçekleştirilmiş olur. Vektör kontrol yöntemleri kendi içerisinde farklı gruplara ayrılmıştır. Doğrudan vektör kontrol, doğrudan moment kontrol ve dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrol gibi çeşitleri bulunmaktadır. Vektör kontrol yöntemleri yüksek doğrulukta cevaplar üretebilmesine rağmen; matematiksel işlem yoğunluğu fazladır ve başarılı bir şekilde çalışabilmesi için sensör ihtiyacı bulunmaktadır.

2.2.3.2. Skaler (V/f) Kontrol

Skaler kontrol, asenkron motorun stator gerilimini ve frekansını temel alan bir yöntemdir. Bir asenkron motorun, ψ_s stator akısının eşitliği;

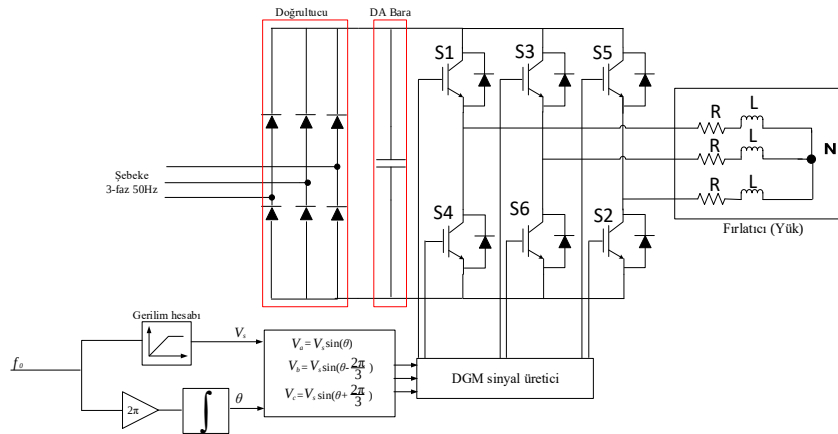
$$\psi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_s}{f_s} \quad (2.17)$$

gibidir. V_s ve f_s stator gerilimini ve frekansını ifade etmektedir. Asenkron motorun hızını arttırmak için sadece frekans artırma işlemi gerçekleştirildiğinde stator akısı azalacaktır. Stator akısındaki bu azalma doğrudan motor momentinin azalmasına sebep olacaktır. Bu sebeple akı değerinin sabit tutulması gerekmektedir. Bu da ancak gerilim ve frekans arasındaki oranın sabit tutulması ile gerçekleştirilir. Skaler yöntemdeki gerilim ve frekans oranının sabit tutulması işlemi sebebiyle bu yöntem aynı zamanda Gerilim/frekans (V/f) kontrol adı verilmiştir [66]. Şekil 2.18’de gerilim ve frekansın değişimi ile birlikte bu değişim sırasındaki moment değişim grafiği verilmiştir [67]. Gerilim ve frekansın birlikte arttırıldığı doğrusal bölgede, sabit moment görülmektedir. Gerilim sabit bırakılıp, frekans arttırılmaya devam edildiğinde ise zayıflama bölgesine girilip, moment değeri azalmaya başlamıştır.



Şekil 2.18. Gerilim/frekans değişim grafiği [67].

V/f kontrol yönteminin gerçekleştirilebilmesi için asenkron motorun değişken gerilim ve frekans ile beslenmesi gerekmektedir. Bu uygulamayı gerçekleştirmek için güç elektroniği devreleri geliştirilmiştir. Şebekeden elde edilen sabit genlik ve frekanstaki sinüzoidal gerilimler önce bir doğrultucu yardımıyla DA gerilimlere dönüştürülür. DA gerilimler bir bara sistemi üzerinden eviricinin girişine iletilir. Bir referans girişi ile genlik ve frekans değerleri kontrol edilebilen 3-faz gerilim sinyalleri üretilir. Bu 3-faz sinyaller kullanılarak DGM yöntemleri ile evirici güç anahtarları kontrol edilir. Bu şekilde evirici tarafından enerjilendirilen asenkron motorun hız kontrolü gerçekleştirilmiş olur. Şekil 2.19’da açık çevrim V/f kontrol blok diyagramı verilmiştir. V/f kontrol yöntemi basitliği ve açık çevrim olarak sensör ihtiyacı olmadan gerçekleştirilebilme özelliği sebebiyle endüstride yaygın olarak kullanılan yöntemdir [68].



Şekil 2.19. Açık çevrim V/f kontrol blok diyagramı.

Tez kapsamında, kontrol yöntemi olarak açık çevrim V/f kontrol seçilmiştir. V/f kontrolde üretilen 3-faz gerilim sinyalleri, UVDGM yönteminin giriş verisini oluşturmaktadır.

2.2.4. Dijital Sinyal İşleyici (DSİ)

DSİ'ler sayısal hesaplama yapabilen, gerçek dünyadan gelen ve geri gönderilen sürekli sinyalleri işleyebilen elektronik elemanlardır. Endüstride yaygın olarak kullanılan DSİ çeşitlerinden biri, Texas Instruments tarafından geliştirilen TMS320C2000 DSİ'leridir. TMS320C2000 DSİ'leri, kullanılması kolay bir mikroişlemci tasarımına sahiptir. Çevresel birimler ile uyumlu ve yüksek verimde çalışabilmektedirler. Uygulamalarda birden fazla ayrı bileşen yerine, tek bir programlanabilir denetleyicide tüm fonksiyonların gerçekleştirilebilmesi nedeniyle daha düşük bir toplam maliyet sağlarlar. C2000 DSİ'leri, dijital motor kontrolü, dijital güç kaynakları, akıllı sensör uygulamaları, güç dönüşüm sistemlerinin dijital kontrolü gibi alanlarda sıklıkla kullanılmaktadır [69].

C2000 DSİ'leri hafıza elemanlarından, haberleşme ünitelerinden ve gerçek zamanlı uygulamalara yazılımsal olarak destek sağlayacak entegre edilmiş kütüphanelerden oluşmaktadır. FLASH, ROM ve SARAM (Sequential Access RAM) hafıza elemanları ile, kodlar içerisinde saklanabilmektedir. Şekil 2.20'de DSİ'lerin içerisindeki, karmaşık işlemleri gerçekleştiren, ana ünite olan yonga seti gösterilmiştir [70].

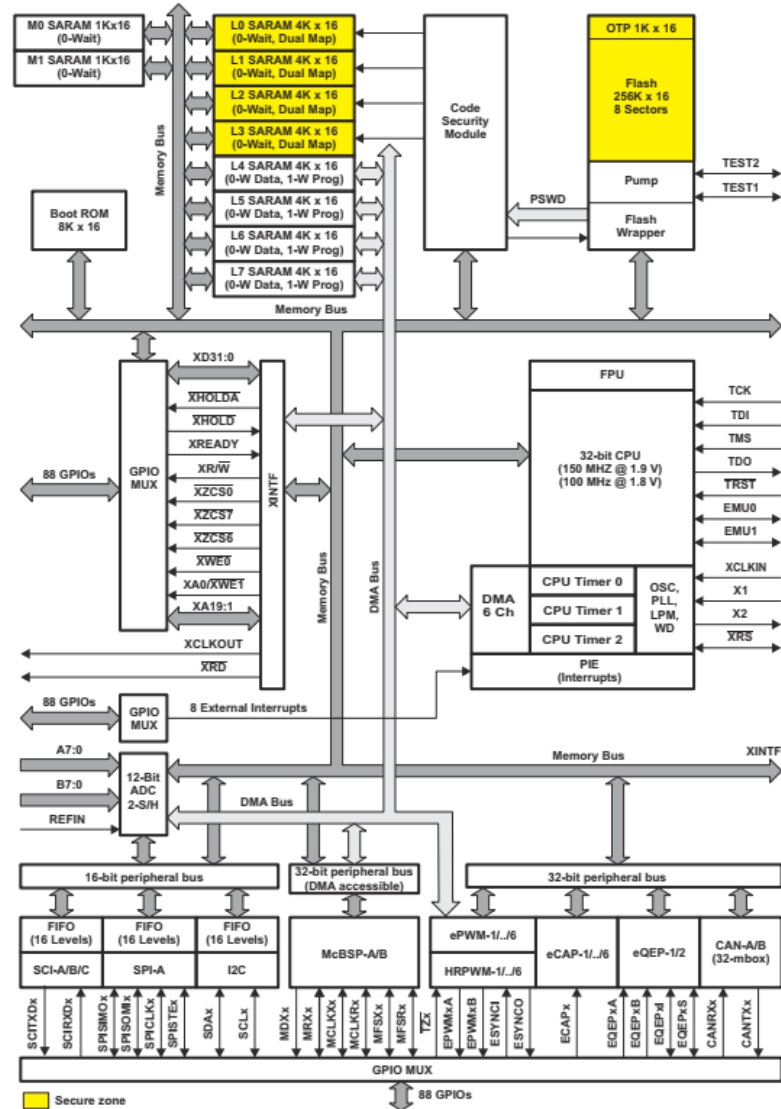


Şekil 2.20. DSİ içerisindeki yonga [70].

Bu çalışma kapsamında, TMS320C2000 ailesinin Delphino serisine ait TMS320F28335 DSİ kullanılmıştır. TMS320F28335, 32 bit merkezi işlemci birimi (CPU)'ya ve 150 MHz işlem hızına sahiptir. F28335, IEEE 754 standardında tek duyarlıklılı kayan nokta biçimi (single-precision floating-point) işlem birimine sahiptir. Kayan nokta tabanlı çalışan DSİ'ler, sabit nokta (fixed-point) tabanlı DSİ'lere göre, daha doğru ve kısa sürede işlem yapabilme özellikleri sebebiyle avantajlıdır. Sabit nokta işlem biçimindeki ölçeklendirme ve satürasyon sorunu, kayan noktada bulunmamaktadır [71]. TMS320F28335 DSİ kartı Şekil 2.21'de ve Şekil 2.22'de blok diyagramı gösterilmiştir [72].



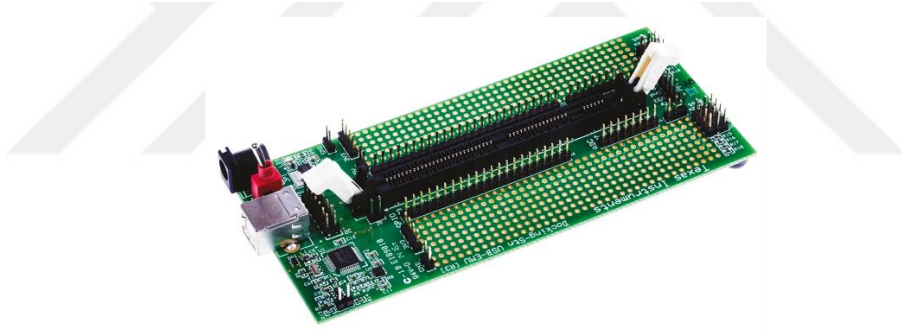
Şekil 2.21. TMS320F28335 DSI kartı [72].



Şekil 2.22. TMS320F28335 blok diyagramı [72].

TMS320F28335 içerisindeki gelişmiş DGM (ePWM) modülü güç sisteminin kontrolündeki en önemli elemandır. A ve B olmak üzere iki DGM çıkışına sahip 6 DGM modülü içerir. Bu modül otomatik olarak ölü süreyi (dead-band) ayarlayarak, anahtarlama

sinyalleri arasına gecikme ekler. Modül içeriğindeki 16-bit zaman tabanlı (time-base) sayıcı ile periyot ve frekans kontrolünü gerçekleştirir. Her DGM modülü, tüm olay zamanlamasını belirleyen kendi alt zaman tabanlı modüle sahiptir. Bu alt modül, dahili senkronizasyon özelliği ile, birden fazla DGM modülünün tek bir sistem olarak birlikte çalışmasına izin verir. Alt zaman modülünün en önemli özelliği, zaman tabanlı yukarı sayıcı, aşağı sayıcı ve yukarı-aşağı sayıcı modlardan birini seçerek DGM sinyallerinin üretilmesini sağlamaktır. Kullanılan kart, 80 ns dönüştürme hızında 12-bit çözünürlüklü 16 kanallı analog-dijital dönüştürücü (ADC) modülüne sahiptir. Gelişmiş kuadratik kodlayıcı modülü (eQEP), bir döner makinenin pozisyon, yön ve hız bilgisini elde etmekte kullanılabilmektedir. İletişim portunda, Seri Çevre Birimi Arayüzü (SPI), Inter-Integrated Circuit (I2C), Kontrol Alan Ağı Veri yolu (CAN), Seri İletişim Arayüzü (SCI) gibi çeşitli protokoller bulunur [73]. DSİ kartının dış ortam ile haberleşmesini ve veri alıp veri iletmesini sağlamak için kullanılan deney kiti Şekil 2.23'te verilmiştir [74]. Deney kiti ile kodlar DSİ kartına yüklenebilmekte ve üzerindeki pinler ile DGM sinyalleri dışa aktarılmaktadır.



Şekil 2.23. TMS320F28335 deney kiti [74].

TMS320F28335 kartı C/C++ ve Assembly kodlamayı desteklemektedir. Fakat, güç anahtarlarının kontrol edilebilmesinde bu kodlama dillerinin kullanılması zor ve uzun zaman alan bir süreçtir. Teknolojinin gelişmesi ile DSİ sistemlerine, otomatik kod oluşturan kütüphaneler eklenilmiştir. PSIM ve MATLAB/Simulink gibi programlarda benzetim çalışmaları yapılırken; DSİ kartlarının işleyebileceği uygun formatlarda modellenen sistemler ile C kodları otomatik olarak üretilebilmektedir [65].

Bu çalışmada, MATLAB/Simulink hem sistemin benzetim çalışmalarının yapılmasında hem de TMS320F28335 kartının kontrol edilmesinde kullanılmıştır. V/f kontrol ve UVDGM yöntemi hem benzetim çalışmalarında kullanılabilecek hem de gerçek zamanlı olarak DSİ kartı ile haberleşecek bir biçimde MATLAB/Simulink ortamında

modellenmiştir. MATLAB/Simulink'e yardımcı olarak Code Composer Studio (CCS) programı kullanılmıştır. CCS programı, MATLAB/Simulink ile entegre bir şekilde çalışarak kodları otomatik olarak üretip; TMS320F28335 deney kiti pinlerinde DGM sinyallerinin oluşmasını sağlamıştır.

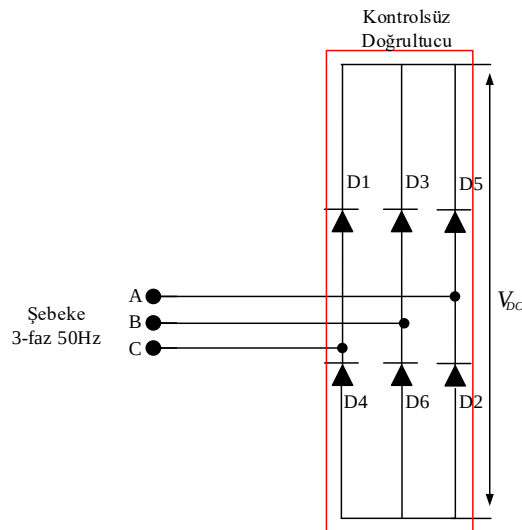
2.2.5. Evirici Girişi

İndüksiyon fırlatıcının sürücüsü olan evirici modeli, girişinde bir DA gerilim kaynağına ihtiyaç duymaktadır. Bunun için 3-faz şebeke gerilimi önce bir doğrultucu ile DA gerilime dönüştürülmüştür. Bu DA gerilim, sonrasında kapasitörlerden oluşan bir DA bara sistemine iletilmiştir.

2.2.5.1. Doğrultucular

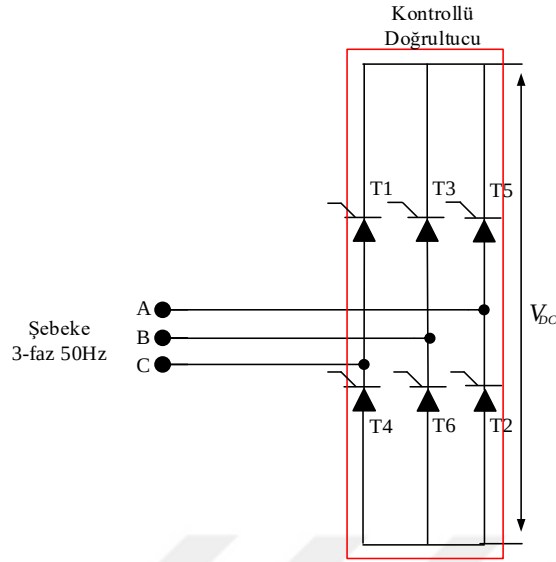
Doğrultucular, AA gerilimi DA gerilime dönüştüren devrelerdir. Dönüştürülen AA gerilim, şebeke gerilimindeki gibi sabit frekansa ve genliğe sahip olabileceği gibi değişken frekansa ve genliğe sahip olabilmektedir. Doğrultucular, kontrollü ve kontrolsüz olmak üzere iki ana başlıkta incelenmektedir [75].

Kontrolsüz doğrultucular 6 diyottan oluşan devrelerdir. Bu diyotlar 120° 'lik aralıklar ile iletime geçerek, çalışmayı gerçekleştirir. Şekil 2.24'te kontrolsüz doğrultucu yapısı ve Şekil 2.25'te doğrultucuyu oluşturan diyotların iletime girme durumları gösterilmiştir [76]. Kontrolsüz doğrultucular çıkışında, sabit ve maksimum değerinde bir DA gerilim oluşturabilmektedir. Basit ve maliyeti düşük yapısı sebebiyle yaygın olarak kullanılan doğrultucu türüdür [77].

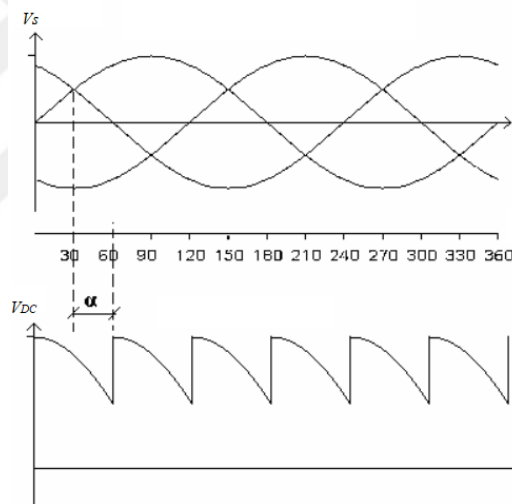


Şekil 2.24. Kontrolsüz doğrultucu yapısı.

gerilimin grafiği gösterilmiştir [76].



Şekil 2.27. Kontrollü doğrultucu yapısı.



Şekil 2.28. Kontrolsüz doğrultucu giriş 3-faz giriş gerilimi ve DA çıkış gerilimi [76].

Kontrollü doğrultucunun çıkışında elde edilen V_{DC} ortalama gerilimi;

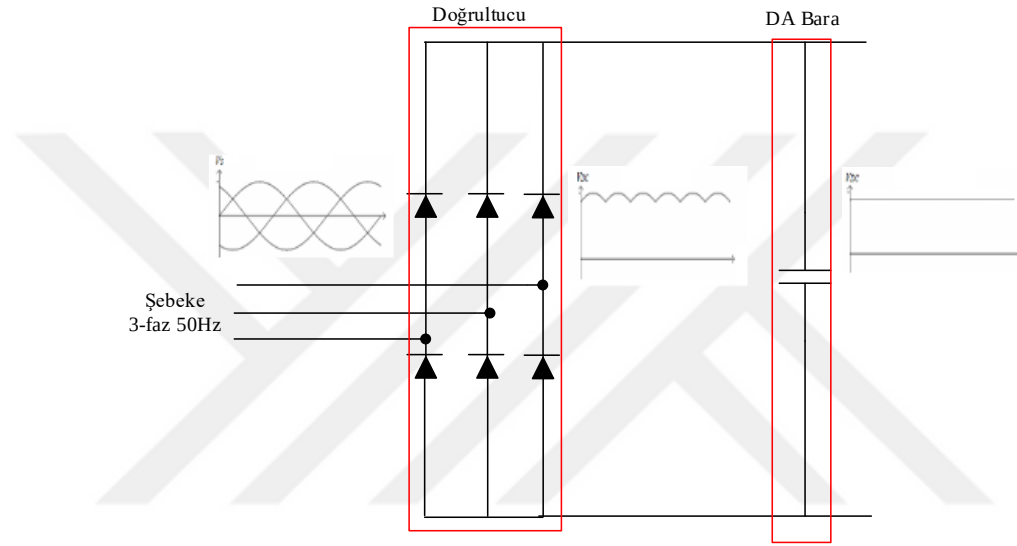
$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_L \cos \alpha \quad (2.19)$$

gibi hesaplanabilmektedir. α , güç anahtarlarının ilettime girme açısını ifade etmektedir ve ortalama çıkış geriliminin kontrol edilmesinde kullanılır [76].

Tez çalışması kapsamında, sadece şebeke gerilimini doğrultup sabit bir DA gerilimini elde etmek amacıyla kullanılacağı için kontrolsüz doğrultucu yapısı tercih edilmiştir.

2.2.5.2. DA Bara Kapasitörü

3-fazlı diyot doğrultucular çıkışlarında büyük gerilim dalgalanmaları üretirler. Bu dalgalanmaları filtrelemek için çıkışlarında DA bara kapasitörleri kullanılır. Yüksek enerji depolama, gerilim kararlılığı, anormal şebeke gerilim değişimleri ve motor yükündeki olası değişiklikler altında sistemi koruma gibi özellikleri evirici girişinde kapasitör kullanımını zorunlu hale getirmiştir. Şekil 2.29'da DA bara kapasitörü üzerindeki dalga şekli gösterilmiştir. DA bara yapısında elektrolitik ve film kapasitör türleri kullanılmaktadır.



Şekil 2.29. DA bara kapasitörü üzerinde elde edilen dalga şekli.

Elektrolitik kapasitörler, yüksek kapasitans değerlerine sahip kapasitör türleridir. Kararlı ve düşük dalgalı bir DA bara gerilimi oluşturmalarına rağmen, bazı dezavantajlara sahiptirler. Yüksek kapasitans DA bara ve hat akımının sürekliliğini bozar. İç direnç değerleri yüksektir ve ısınma sorunları vardır.

Film kapasitörler, düşük kapasitans değerlerine sahiptir. Enerji depolama kapasitesi elektrolitik olanlara göre daha düşük olmasına rağmen, hızlı deşarj performansı daha yüksektir. Bununla birlikte, düşük kapasitans DA bara akımının ve hat akımının sürekliliğini artırır [78].

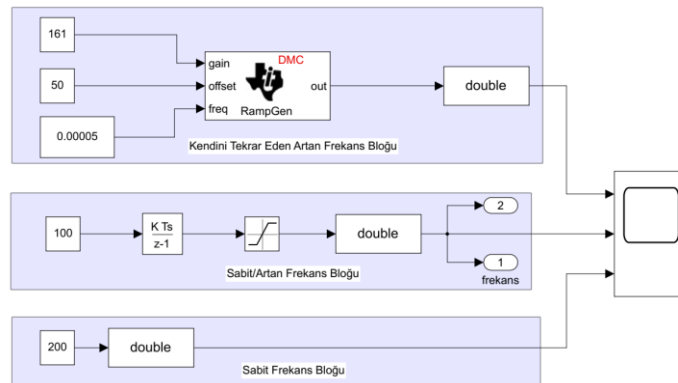
Çalışma kapsamında, hızlı deşarj ve kararlı akım özellikleri sebebiyle film kapasitörlerden oluşan DA bara kullanılmıştır.

2.2.6. Sistemin Benzetim Çalışması

UVDGM anahtarlama ve V/f kontrol yöntemi, MATLAB/Simulink ortamında modellenip hem benzetim çalışmalarında hem de DSI'ye yüklenilecek kodların oluşturulmasında kullanılmıştır. Benzetim programının ve DSI'nin bütünleşik çalışabilmesi için CCS ve Embedded Coder Support Package programlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu programların yüklenmesi tamamlandıktan sonra, benzetim çalışmalarına geçilir. Benzetim çalışmaları sırasında kullanılan bütün bloklar ayrık zaman kütüphanesinden seçilmiştir. Sürekli zaman kütüphanesinde bulunan bloklar, DSI ile haberleşme için kullanılamamaktadır.

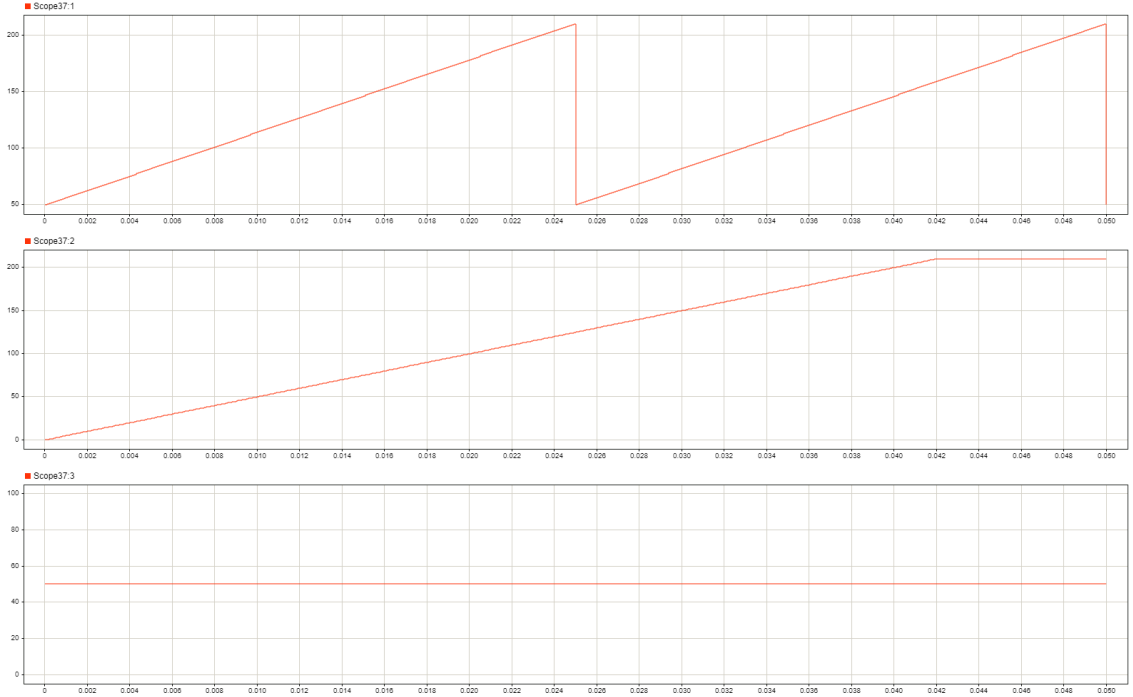
2.2.6.1. Referans Frekansının Modellenmesi

Referans frekans değerini üreten bloklar, eviricinin çıkışındaki gerilim ve akımların frekans değerini belirler. Şekil 2.30'da frekans değerlerini üreten bloklar gösterilmiştir. Sabit frekans bloğu sadece sabit frekans değerlerini üretmek için kullanılmıştır. Sabit/Artan frekans bloğu, saturasyon değerinin alt ve üst limitlerine göre sabit veya artan frekanslar üretebilmektedir. Kendini tekrar eden artan frekans bloğu, bir rampa üreticiden oluşmaktadır. Rampa sinyalinin başlangıç, bitiş ve periyot değerleri belirlenerek istenen frekans değişimi elde edilebilir.



Şekil 2.30. Referans frekans blokları.

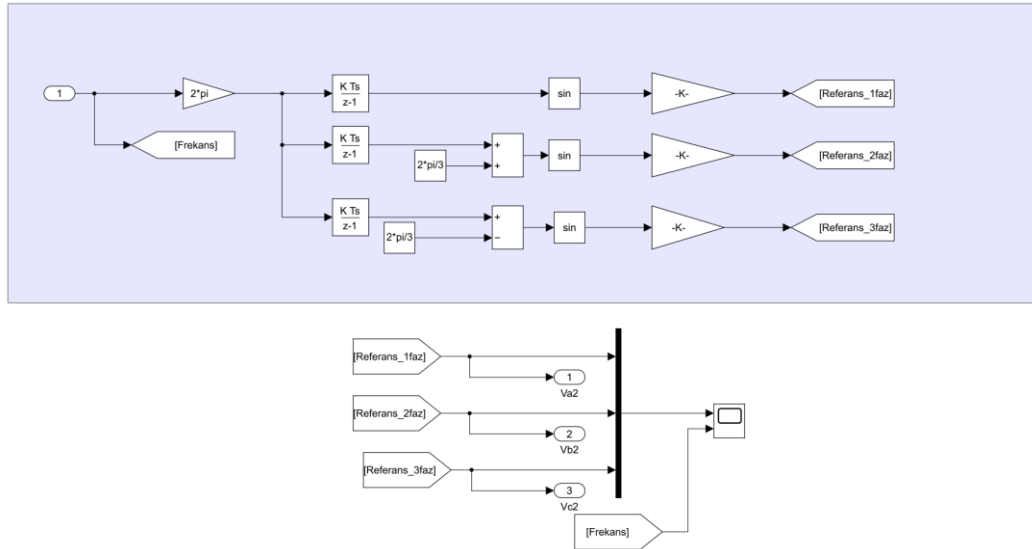
Şekil 2.31'de referans bloklarının sırasıyla ürettiği frekans değişimleri gösterilmiştir. Çalışma kapsamında öncelikle sabit çıkış frekansı testlerinde, sabit frekans bloğu kullanılmıştır. Sonrasında tezin asıl amacı olan artan frekans testlerinde, sabit/artan frekans ve kendini tekrar eden artan frekans blokları kullanılmıştır.



Şekil 2.31. Frekans bloklarının çıkış grafikleri.

2.2.6.2. Üç Faz Gerilim Referanslarının Üretilmesi

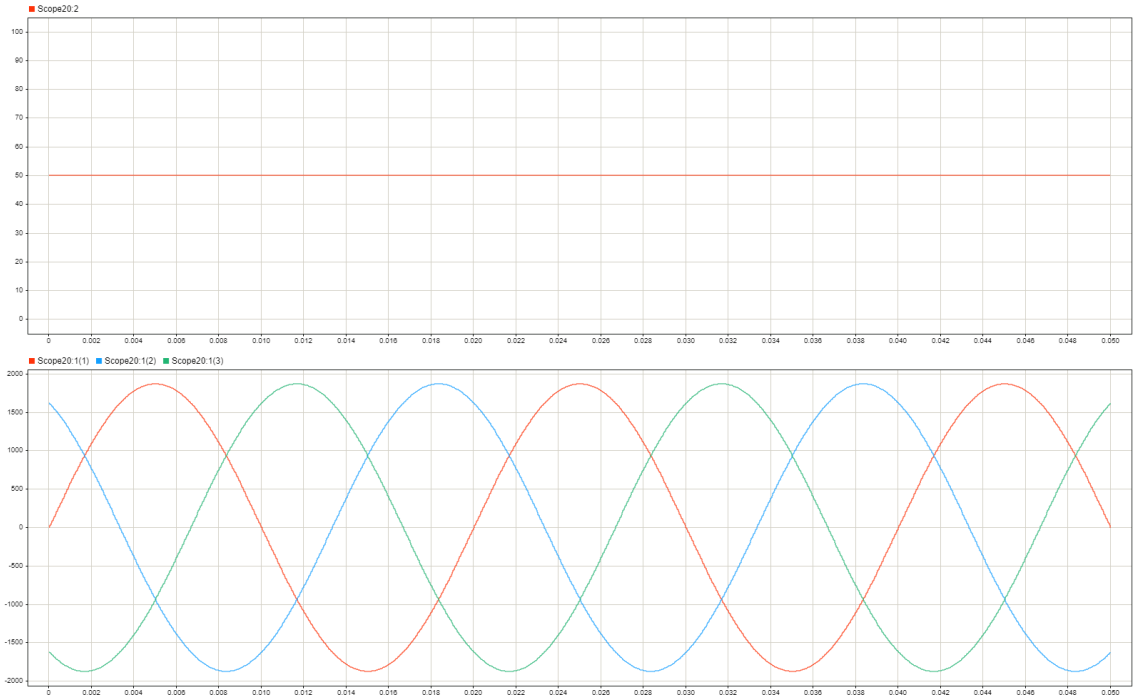
Üretilen frekans değerleri ile 3-faz referans gerilim sinyalleri oluşturulur. Bu sinyaller UVDGM yönteminde kullanılacaktır. Şekil 2.32’de 3-faz gerilime dönüştüren bloklar verilmiştir.



Şekil 2.32. 3-faz gerilim sinyallerini üreten bloklar.

Sabit 50 Hz frekans değeri ile üretilen 3-faz referans gerilimleri Şekil 2.33’te

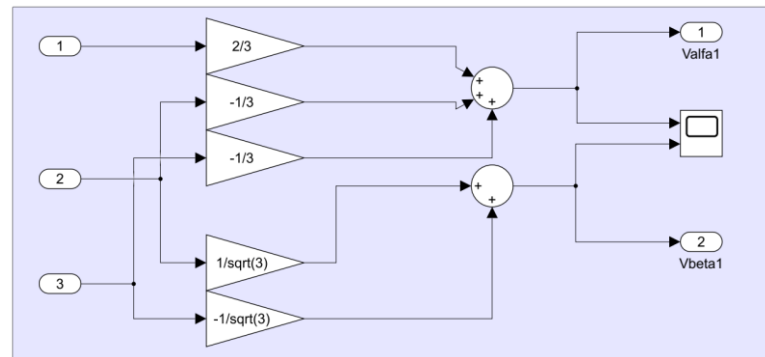
gösterilmiştir.



Şekil 2.33. Sabit 50 Hz frekanstaki 3-faz referans gerilimleri.

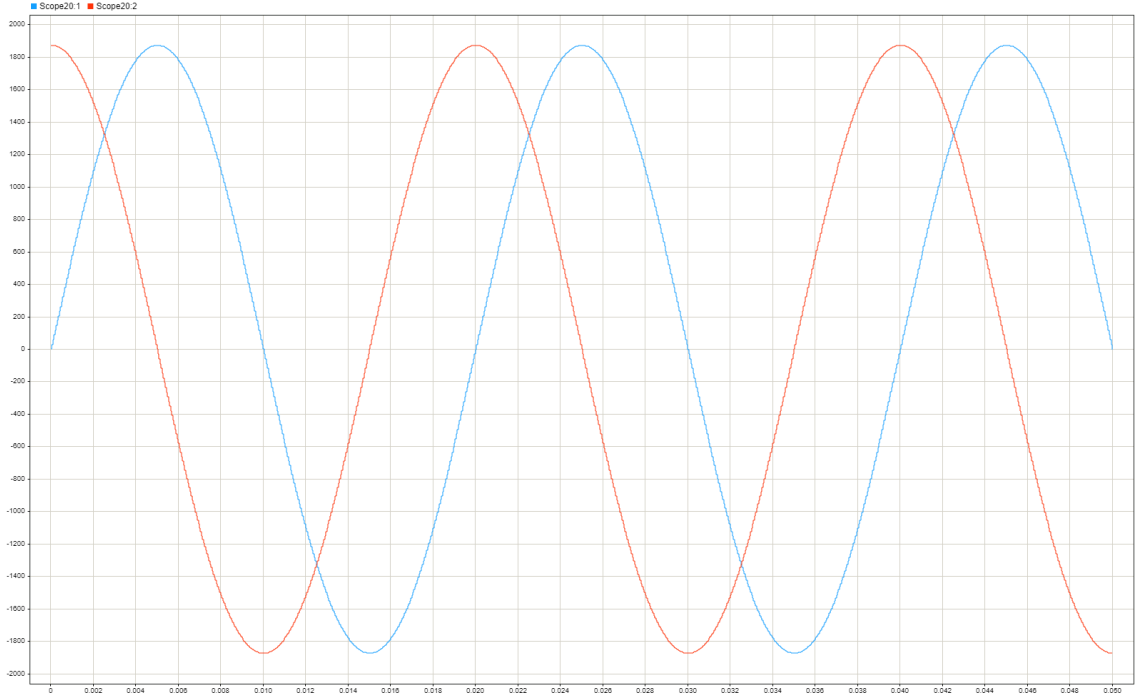
2.2.6.3. Clarke Dönüşümü

3-faz gerilim sinyallerinin UVDGM yöntemi için 2 boyutlu α - β düzlemine dönüştürülmesi gerekmektedir. Şekil 2.34'te α - β düzlemine dönüşümü gerçekleştiren Clarke dönüşüm bloğu verilmiştir.



Şekil 2.34. Clarke dönüşüm bloğu.

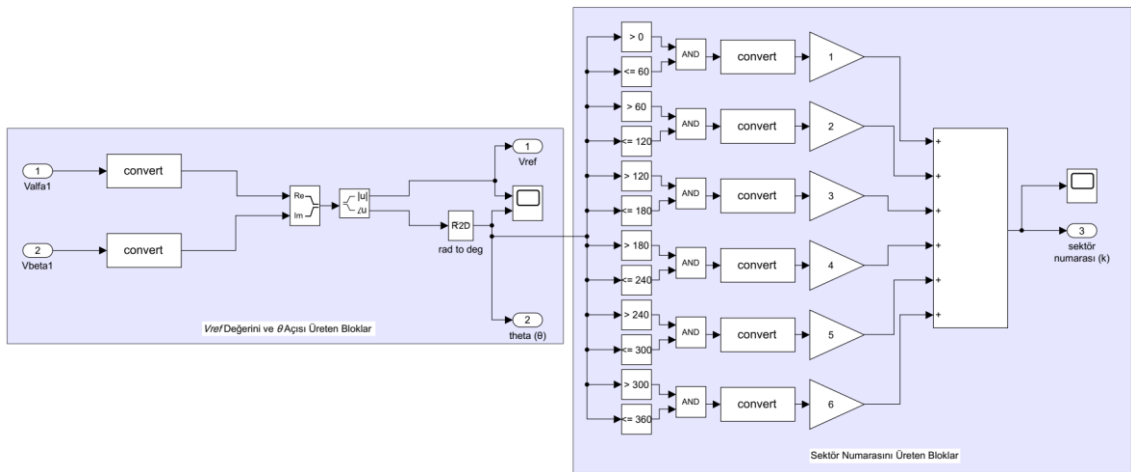
Şekil 2.35'te Clarke dönüşüm sonucu elde edilen sinyaller gösterilmiştir.



Şekil 2.35. 3-faz sinyallerin α - β düzlemindeki karşılığı.

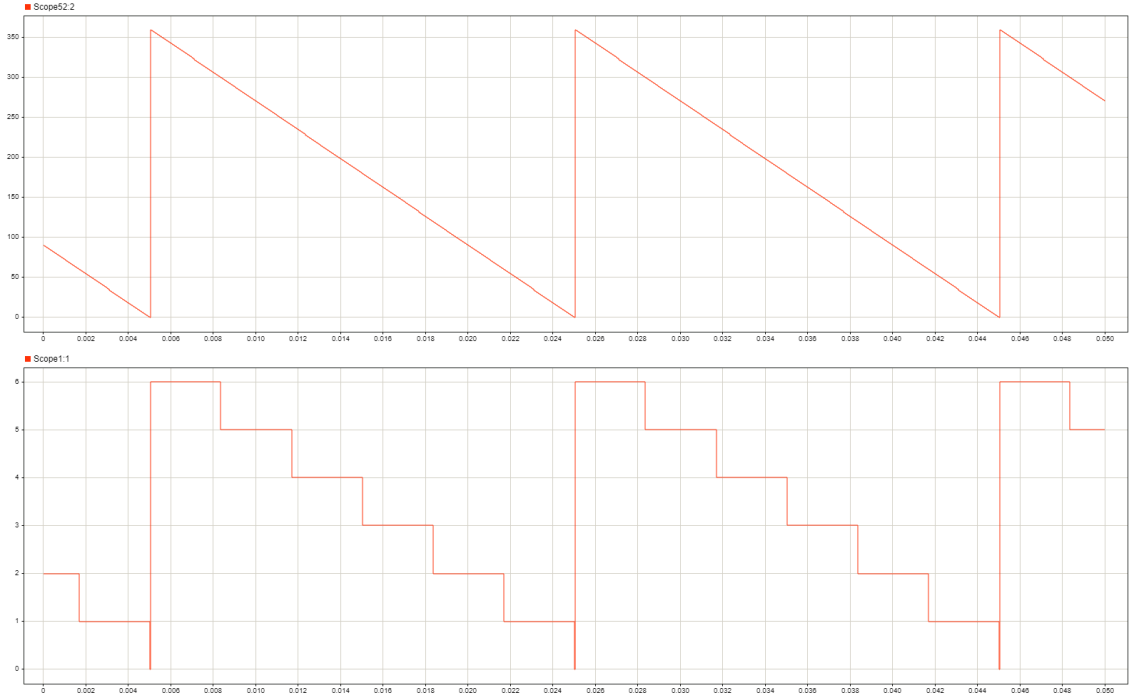
2.2.6.4. Sektör Numaralarının Üretilmesi

Oluşturulan 2 boyutlu sinyaller sektör numaralarının belirlenmesinde kullanılır. Şekil 2.36’da V_α ve V_β sinyalleri ile öncelikle θ açısı üretilmiş sonrasında, bu açılara karşılık gelen k sektör numaraları belirlenmiştir.



Şekil 2.36. θ açısını ve sektör numarasını üreten bloklar.

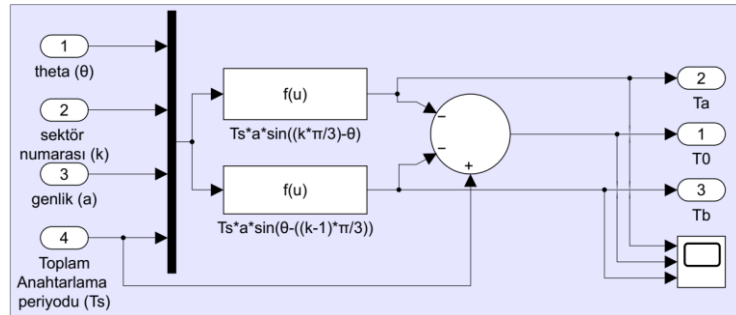
Şekil 2.37’de üretilen açılar ve k sektör numaralarının değişimi gösterilmiştir.



Şekil 2.37. θ ve sektör numarasının değişim grafiği.

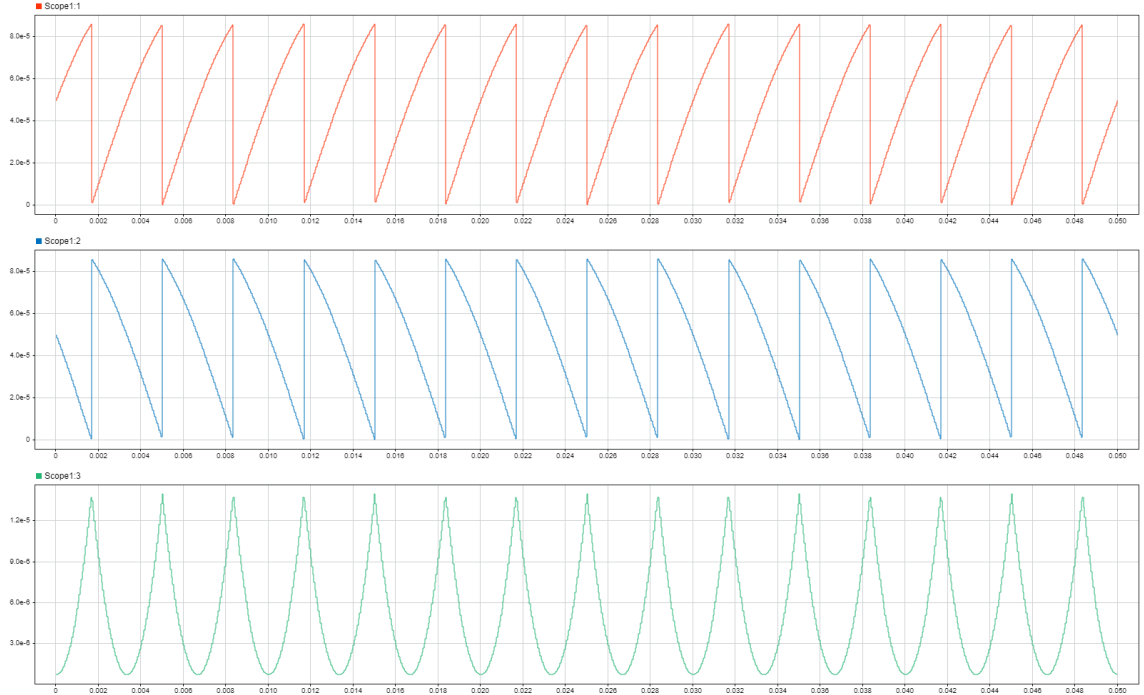
2.2.6.5. Anahtarlama Sürelerinin Hesaplanması

Hesaplanan θ açısı ve k sektör numaraları ile belirlenen a genlik ve T_s toplam anahtarlama süresi parametreleri; T_a , T_b ve T_0 anahtarlama sürelerinin hesaplanmasında kullanılmıştır. Toplam anahtarlama süresi, anahtarlama frekansının 10 kHz olarak seçilmesi durumunda, 0,0001 s olarak belirlenmektedir. a genlik değeri, çıkış geriliminin genlik değerini belirlemektedir. Çalışma kapsamında maksimum değer olarak 0,86 seçilmiştir. Şekil 2.38’de θ , k , a ve T_s parametrelerini kullanarak anahtarlama sürelerini hesaplayan bloklar gösterilmiştir.



Şekil 2.38. T_a , T_b ve T_0 anahtarlama sürelerini üreten bloklar.

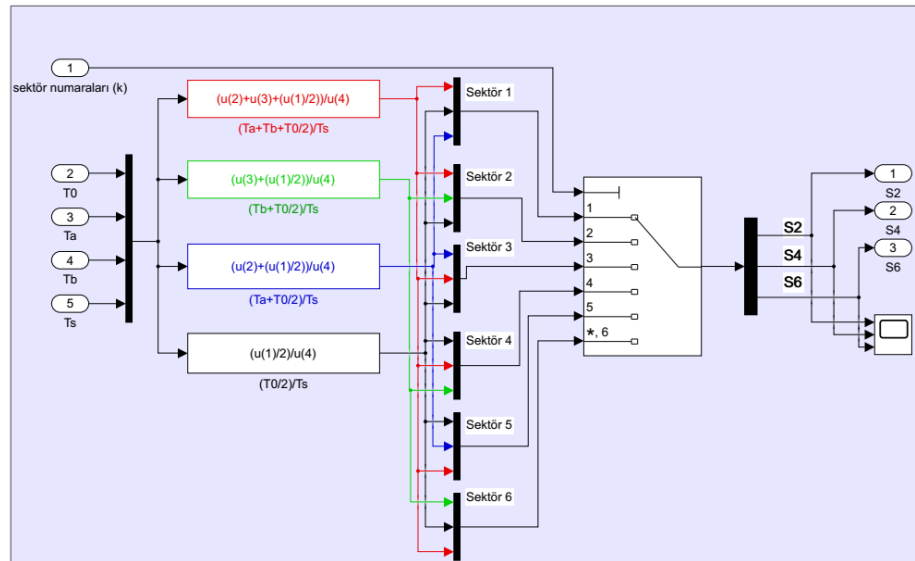
Anahtarlama sürelerinin değişimi Şekil 2.39’da verilmiştir.



Şekil 2.39. T_a , T_b ve T_0 anahtarlama sürelerinin değişim grafiği.

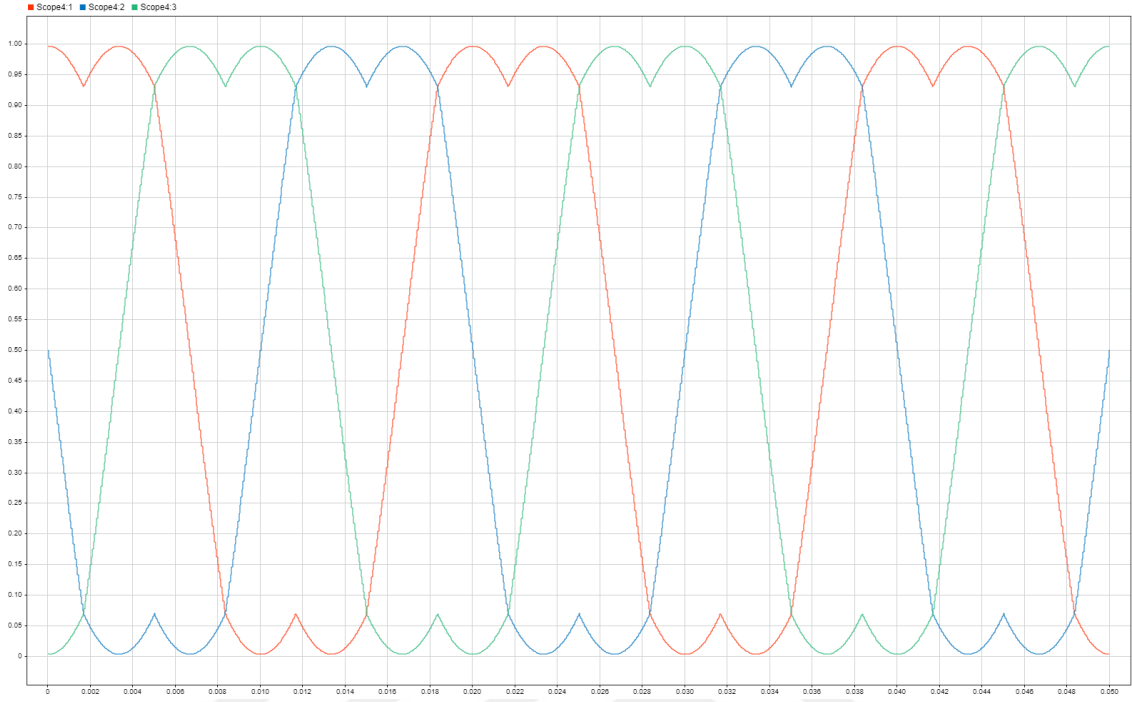
2.2.6.6. Sektör Numaralarına Karşılık Gelen Anahtarlama Süreleri

Hesaplanan T_a , T_b ve T_0 anahtarlama süreleri ile 6 sektör için yeni anahtarlama süreleri belirlenir. Şekil 2.40'ta her sektör için anahtarlama sürelerini hesaplayan bloklar gösterilmiştir. Benzetim çalışmasında ve DSİ'de kullanılabilmesi için her hesaplama bloğunda T_s 'ye bölme işlemi gerçekleştirilerek ölçeklendirme yapılmıştır.



Şekil 2.40. Her sektöre karşılık gelen yeni anahtarlama sürelerini üreten bloklar.

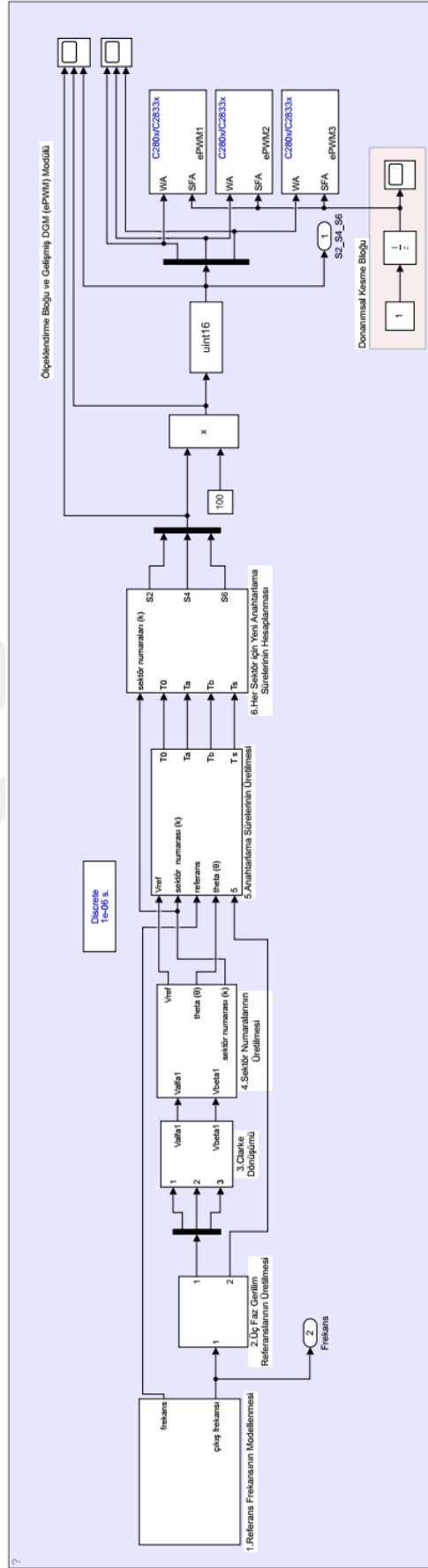
Şekil 2.41’de üretilen yeni anahtarlama sürelerinin sektör numaralarına göre oluşturdukları değişim grafiği verilmiştir.



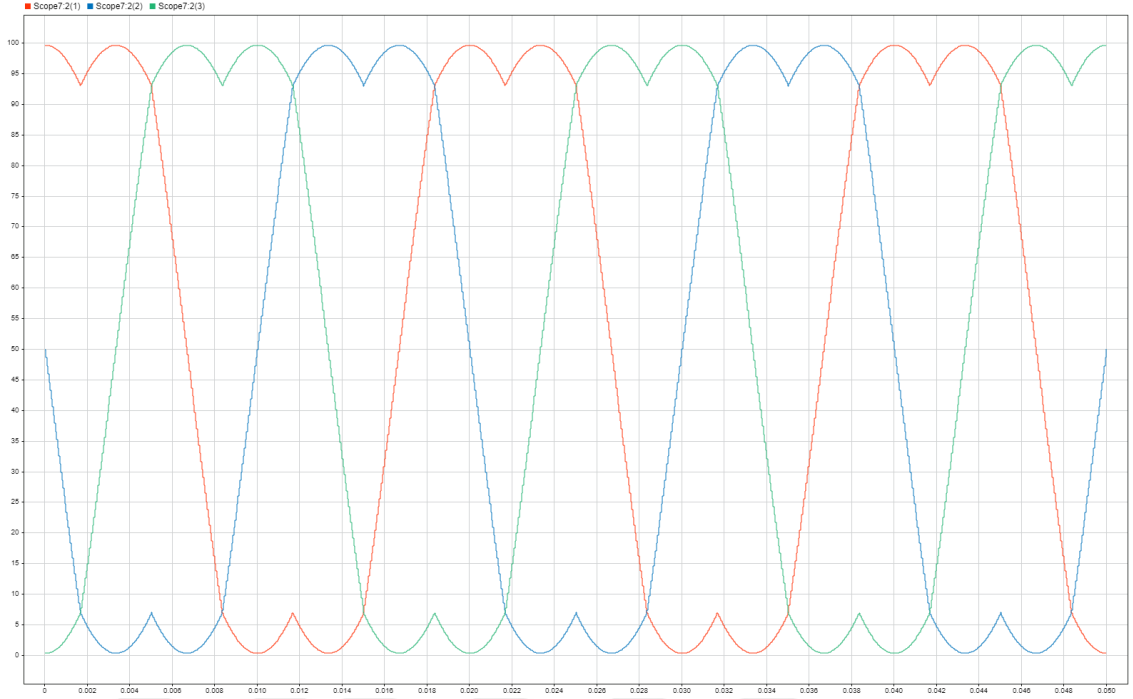
Şekil 2.41. Sektör numaralarına göre yeni anahtarlama sürelerinin değişim grafiği.

2.2.6.7. Gelişmiş DGM (ePWM) Modülü

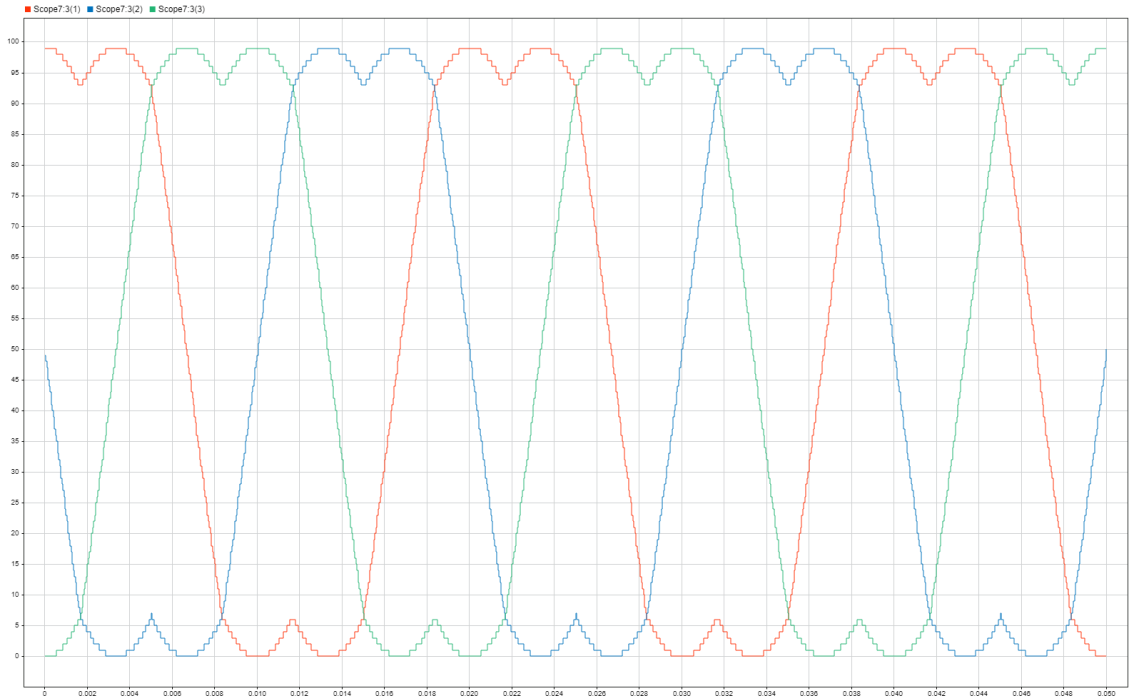
Üretilen yeni anahtarlama süreleri, güç anahtarlarının açma-kapama kontrolünü sağlayacak sinyallerin üretilmesinde kullanılır. Bu anahtarlama sinyalleri, DSİ için gelişmiş DGM (ePWM) modülü ve benzetim çalışması için de ePWM modülünün eşdeğer bloğu tarafından üretilir. Bu modüle sinyallerin iletilmesinden önce ölçeklendirme işleminin yapılması gerekmektedir. Ölçeklendirme işlemi, anahtarlama sürelerinin bir katsayı ile arttırılması ve 16-bit dönüşüm adımlarından oluşmaktadır. Bütün UVDGM yöntemi ve ölçeklendirme blokları Şekil 2.42’de gösterilmiştir. Şekil 2.43’te çarpım ve Şekil 2.44’te veri dönüşüm bloğu sonucunda elde edilen anahtarlama sürelerinin grafiği verilmiştir.



Şekil 2.42. UVDGM yönteminin benzetimi için blok diyagramı.



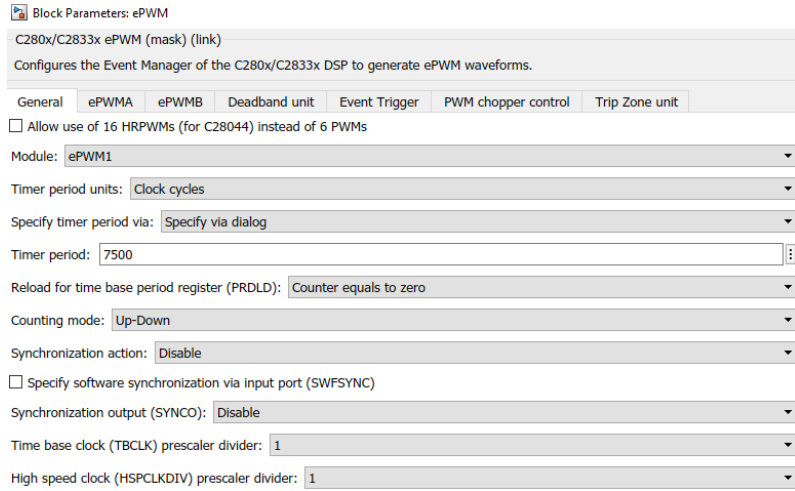
Şekil 2.43. Katsayı çarpımı sonucunda elde edilen anahtarlama süreleri.



Şekil 2.44. Veri dönüşüm bloğu çıkışında elde edilen anahtarlama süreleri.

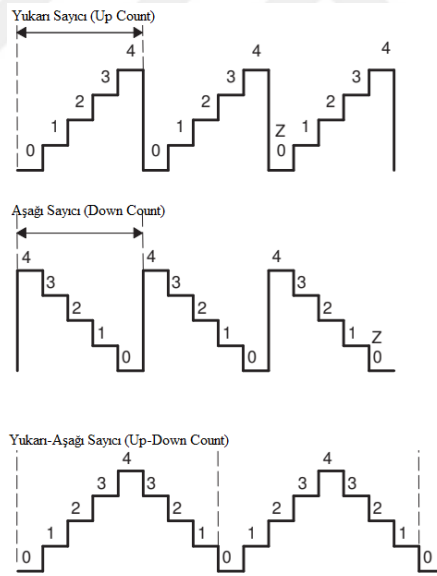
16-bit anahtarlama süreleri ePWM modülü ve eşdeğer benzetim modülünde işleme alınır. ePWM modülünde, istenilen anahtarlama sinyallerinin üretilebilmesi için bazı parametrelerin belirlenmesi gerekmektedir.

Şekil 2.45’te ePWM modülünün genel ayar penceresi görülmektedir.



Şekil 2.45. ePWM modülü genel ayar penceresi.

Öncelikle “Counting mode” parametresinin belirlenmesi gerekmektedir. ePWM modülü, yukarı sayıcı (up count), aşağı sayıcı (down count) ve yukarı-aşağı sayıcı (up-down count) modlarına sahiptir. Şekil 2.46’da modülün üç farklı sayıcı modu gösterilmiştir [79].



Şekil 2.46. ePWM modülü sayıcı modları [79].

Sayıcı moduna göre “Timer period” değerinin hesaplayan eşitlik değişmektedir. Denklem (2.20)’de yukarı-aşağı sayıcı için “Timer period” değerini hesaplayan eşitlik verilmiştir [80].

$$\begin{aligned}
\text{Timer period} &= \frac{1}{2} \frac{f_{\text{SYSCKLOUT}}}{f_s \cdot \text{CLKDIV} \cdot \text{HDPCLKDIV}} \\
&= \frac{1}{2} \frac{150 \cdot 10^6}{10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 1} \\
&= 7500
\end{aligned} \tag{2.20}$$

“Timer period” modülde anahtarlama frekansını belirler. Çalışma kapsamında f_s , anahtarlama frekansı 10 kHz seçilmiştir. Sistemin saat frekansını ifade eden, $f_{\text{SYSCKLOUT}}$ her DSİ işlemcisi için değişen bir değerdir. TMS320F28335 için 150 MHz’dir. Sistemin saat bölücüleri olan CLKDIV ve HDPCLKDIV parametreleri 1 olarak seçilmiştir. “Timer period units” parametresi “Clock cycles” olarak seçildiği için 10 kHz anahtarlama frekansı için hesaplanan 7500 değeri girilmiştir. “Seconds” seçilmesi durumunda yukarı-aşağı sayıcı için;

$$\begin{aligned}
\text{Timer period} &= \frac{1}{2} \frac{1}{f_s \cdot \text{CLKDIV} \cdot \text{HDPCLKDIV}} \\
&= \frac{1}{2} \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 1} \\
&= 0.00005
\end{aligned} \tag{2.21}$$

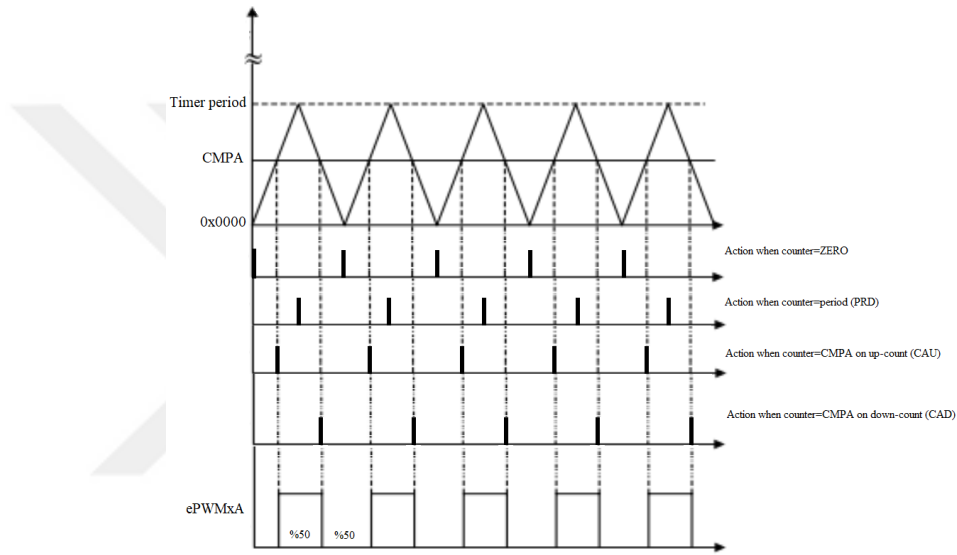
olarak hesaplanan değer girilir. Modülün genel ayarları tamamlandıktan sonra karşılaştırma parametrelerinin belirlenmesi gerekmektedir. Şekil 2.47’de modülün karşılaştırma parametrelerinin girildiği pencere gösterilmiştir.

The screenshot shows the 'General' tab of the ePWM1A configuration window. The settings are as follows:

- ☒ Enable ePWM1A
- CMPA units: Percentages
- Specify CMPA via: Input port
- CMPA initial value: 50
- Reload for compare A Register (SHDWAMODE): Counter equals to zero
- Action when counter=ZERO: Do nothing
- Action when counter=period (PRD): Do nothing
- Action when counter=CMPPA on up-count (CAU): Set
- Action when counter=CMPPA on down-count (CAD): Clear
- Action when counter=CMPPB on up-count (CBU): Do nothing
- Action when counter=CMPPB on down-count (CBD): Do nothing
- Compare value reload condition: Load on counter equals to zero (CTR=Zero)
- ☒ Add continuous software force input port
- Continuous software force initial logic: Forcing disable
- Reload condition for software force: Zero
- ☐ Enable high resolution PWM (HRPWM)

Şekil 2.47. ePWM modülü karşılaştırma parametreleri penceresi.

ePWM modülünde karşılaştırma işlemi Şekil 2.48’deki gibidir. Modül, CMPA ve CMPB olmak üzere iki karşılaştırma bileşenine sahiptir. Modül içerisindeki zaman tabanlı sayıcının değeri artarken CMPA/CMPB değerlerine ulaşır. İlk ulaştığı anda anahtarlama sinyalinin yükselen kenarını oluşturur. Zaman tabanlı sayıcı değeri, “Timer period” değerine ulaşınca kadar bu artış devam eder. “Timer period” değerinden sonra azalmaya başlar. Tekrar CMPA/CMPB değerlerine ulaştığında bu sefer düşen kenarı oluşturur. Bu şekilde kendini tekrar eden süreç ile güç anahtarı için açık ve kapalı durum sinyalleri oluşturulmuş olur [81]. Çalışma kapsamında CMPA karşılaştırma bileşeni olarak seçilmiştir.

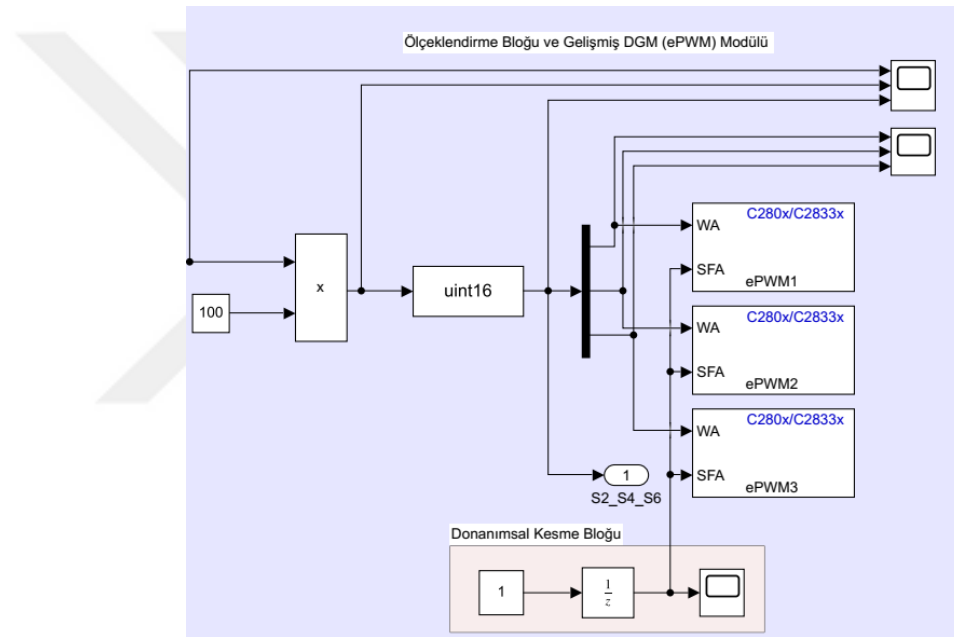


Şekil 2.48. ePWM modülündeki karşılaştırma işlemi [81].

Zaman tabanlı sayma işlemi sırasında gerçekleştirecek işlemlerin modüle girilmesi gerekmektedir. “Action when counter=ZERO”, sayıcının ilk başlangıcı olan sıfır durumundaki yapılacak işlemi belirler. Herhangi bir işlemde bulunması istenmediğinden, “Do Nothing” seçilmiştir. “Action when counter=period (PRD)”, sayıcının değeri periyod değerine eşit olduğu durumdaki işlemi belirler. “Do Nothing” seçilmiştir. “Action when counter=CMPA on up-count (CAU)”, sayıcının yukarı sayma sırasındaki işlemi belirler. DGM sinyalinin yükselen kenarını oluşturabilmesi için “Set” seçilmiştir. “Action when counter=CMPA on down-count (CAD)”, sayıcının aşağı sayma sırasındaki işlemi belirler. DGM sinyalinin düşen kenarını oluşturup, işlemi sonlandırması için “Clear” seçilmiştir. CMPB karşılaştırma bileşeni kullanılmadığı için “Do Nothing” olarak bırakılmıştır. Oluşturulan DGM sinyalinin başlangıç durumunun belirlenmesi gerekmektedir. DGM sinyalinin %50 iletim oranı işleme başlaması için “CMPA units”

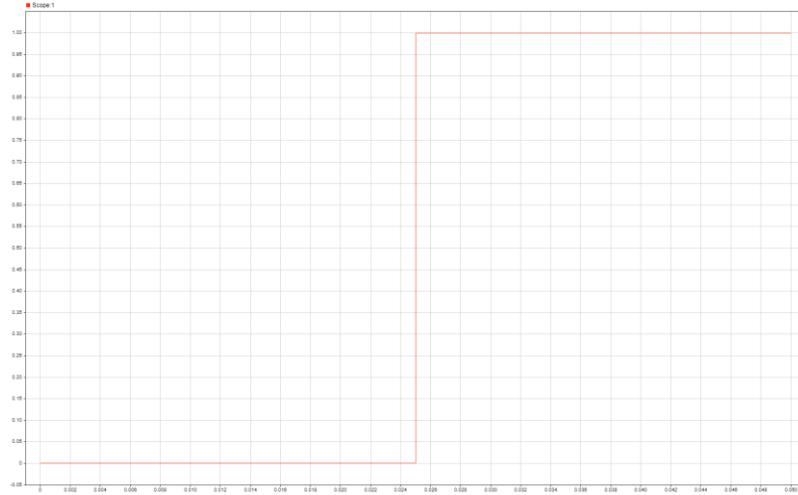
bileşeni “Percentages” ve “CMPA initial value” değeri 50 seçilmiştir.

Mermi fırlatıcıyı terk ettikten sonra sürücü modelinin boşa çalışmaması gerekmektedir. Bunu sağlamak için ePWM modülündeki “Add continuous software force input port” aktif hale getirilmiştir. Bu ayar, modülde SFA girişini oluşturur. SFA’ya 1 uygulanması durumunda ePWMA’yı “forcing low” yani 0 değerini üretmeye, 2 uygulanması durumunda “forcing high” yani 1 değerini üretmeye zorlar. ePWMB, ePWMA’nın tersini ürettiği için bir koldaki anahtarlama elemanlarından biri kapalı diğeri açık moda zorlanır ve anahtarlama işlemi kesilir. Kesme işleminin belirli bir süre sonra otomatik olarak gerçekleşmesini sağlamak için “Donanımsal Kesici Bloğu” oluşturulmuştur. Blok, Şekil 2.49’daki gibi bir sabit değer ve gecikme (delay) bloğundan oluşmaktadır.



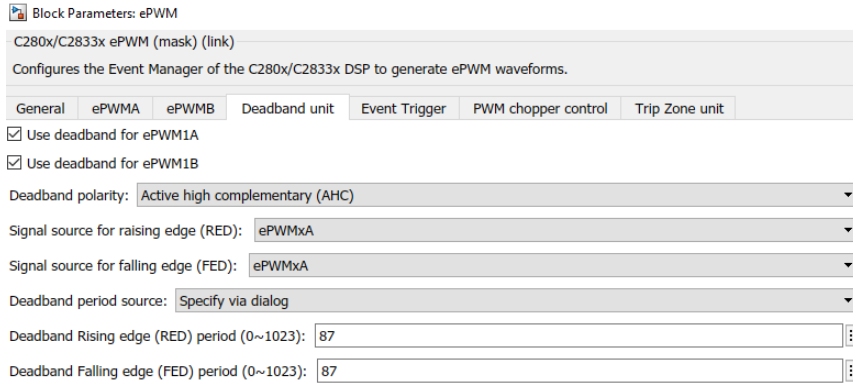
Şekil 2.49. ePWM donanımsal kesme bloğu.

Gecikme bloğu, sabit değerin ne kadar süre sonra üretileceğini belirler. İçerisindeki örnekleme süresi (sampling time) parametresinin değeri ayarlanarak, sistemin kesilme zamanı kontrol edilebilir. 50 ms, 100 ms ve 200 ms kesilme süreleri için örnekleme süreleri sırasıyla 0,025, 0,05 ve 0,1 olarak belirlenmiştir. Belirlenen kesilme süresi sonunda bloğun ürettiği sinyal Şekil 2.50’de verilmiştir.



Şekil 2.50. Donanımsal kesme bloğu çıkış grafiği.

Eviricide aynı kolda bulunan güç anahtarları tetiklenirken; çok kısa bir süre de olsa aynı anda açık veya kapalı durumda olabilmektedir. Bu durum kısa devrede oluşturmakta ve tüm sisteme zarar verebilmektedir. Bunu önlemek için aynı koldaki anahtarlama elemanlarına uygulanan sinyaller arasına ölü-zaman süresi eklenir. Tetikleme sinyallerine eklenen bu ölü-zaman, kullanılan güç anahtarlarının kesim süreleri (t_{off})'a göre değişmektedir. Şekil 2.51'de, ePWM modülündeki ölü-zaman sürelerinin sisteme işlendiği pencere gösterilmiştir.



Şekil 2.51. ePWM modülü ölü-zaman süresinin penceresi.

Modül içerisindeki, “Deadband Risin edge (RED) period” ve “Deadband Falling edge (FED) period” hesaplanan ölü-zaman sürelerinin girildiği kısımlardır. Ölü-zaman süresi;

$$T_{\text{SYSCLKOUT}} = \frac{1}{f_{\text{SYSCLKOUT}}} = \frac{1}{150 \text{ MHz}} = 6.67 \text{ ns}$$

$$\text{Deadband Falling edge (FED) period} = \frac{t_{\text{off}}}{T_{\text{SYSCLKOUT}}} = \frac{t_{\text{off}}}{6.67 \text{ ns}} \quad (2.22)$$

$$\text{Deadband Rising edge (RED) period} = \frac{t_{\text{off}}}{T_{\text{SYSCLKOUT}}} = \frac{t_{\text{off}}}{6.67 \text{ ns}}$$

ile hesaplanır. Uygulamada kullanılacak anahtarlama elemanı olarak SKM400GB12T4 IGBT modülü seçilmiştir. Modülün özellikleri incelendiğinde kesim süresi ve hesaplanan modül ölü-zaman süreleri Denklem (2.23)'te verilmiştir.

$$t_{\text{d(off)}} + t_f = t_{\text{off}}$$

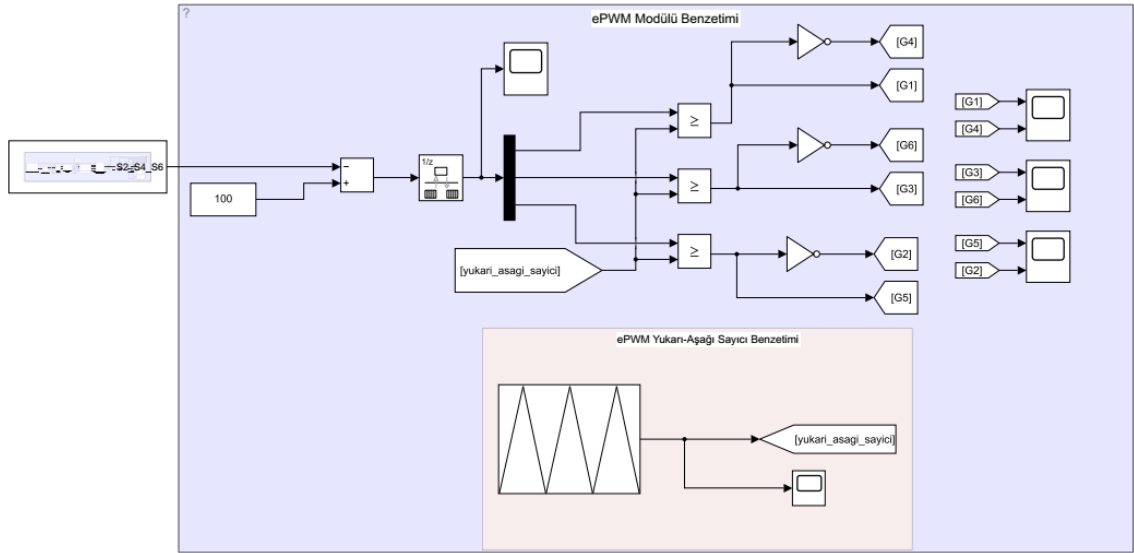
$$505 \text{ ns} + 78 \text{ ns} = 583 \text{ ns}$$

$$\text{Deadband Falling edge (FED) period} = \frac{t_{\text{off}}}{6.67 \text{ ns}} = \frac{583 \text{ ns}}{6.67 \text{ ns}} \cong 87 \quad (2.23)$$

$$\text{Deadband Rising edge (RED) period} = \frac{t_{\text{off}}}{6.67 \text{ ns}} = \frac{583 \text{ ns}}{6.67 \text{ ns}} \cong 87$$

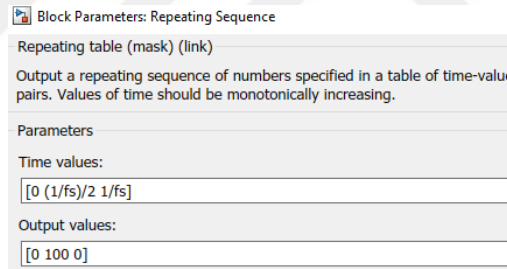
Ölü-zaman sürelerinin sisteme tanımlanmasının ardından, DSİ anahtarlama sinyallerini üretebilecek hale gelmiştir.

MATLAB/Simulink ortamında ePWM modülü modellenmiştir. Bu sayede üreteceği anahtarlama sinyallerinin benzetim çalışmasında kullanılması planlanmıştır. Şekil 2.44'teki sinyaller, Şekil 2.52'deki ePWM modülünün benzetim bloğuna iletilmiştir. Sinyallerin benzetim çalışmasında kullanılabilmesi için bazı dönüşümlere ihtiyaç duyulmaktadır. Sinyaller, 100'den çıkartılarak tümleyeni alınmış ve Rate Transition bloğundan geçirilmiştir.

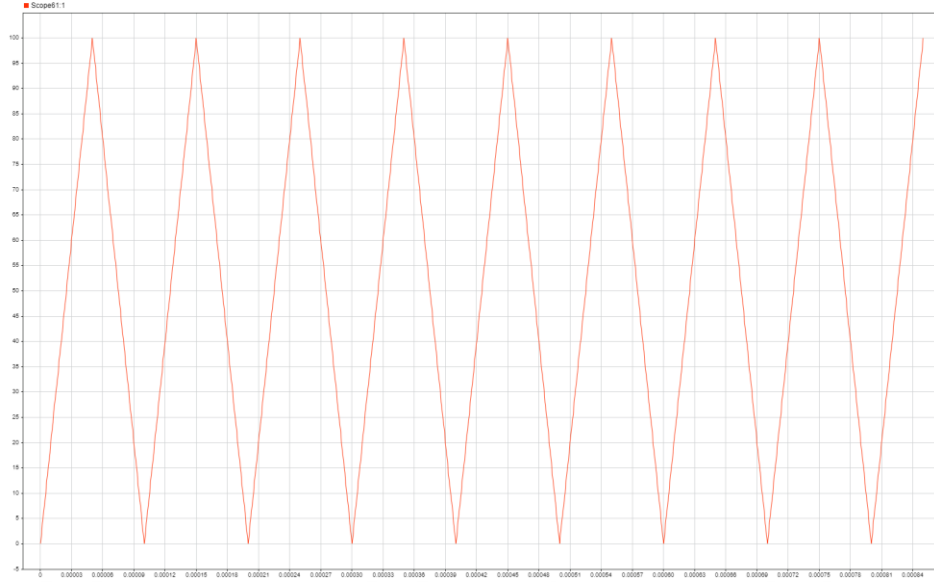


Şekil 2.52. ePWM modülü benzetimi.

Şekil 2.54’de yukarı-aşağı sayıcı benzetimi bloğuna girilen parametreler gösterilmiştir. f_s , anahtarlama frekansı 10kHz’dir. Üretilen sinyalin genliği 100 olarak belirlenmiştir. Girilen parametreler sonucunda elde edilen sinyalin Şekil 2.54’deki gibi bir üçgen sinyal olduğu görülebilmektedir.

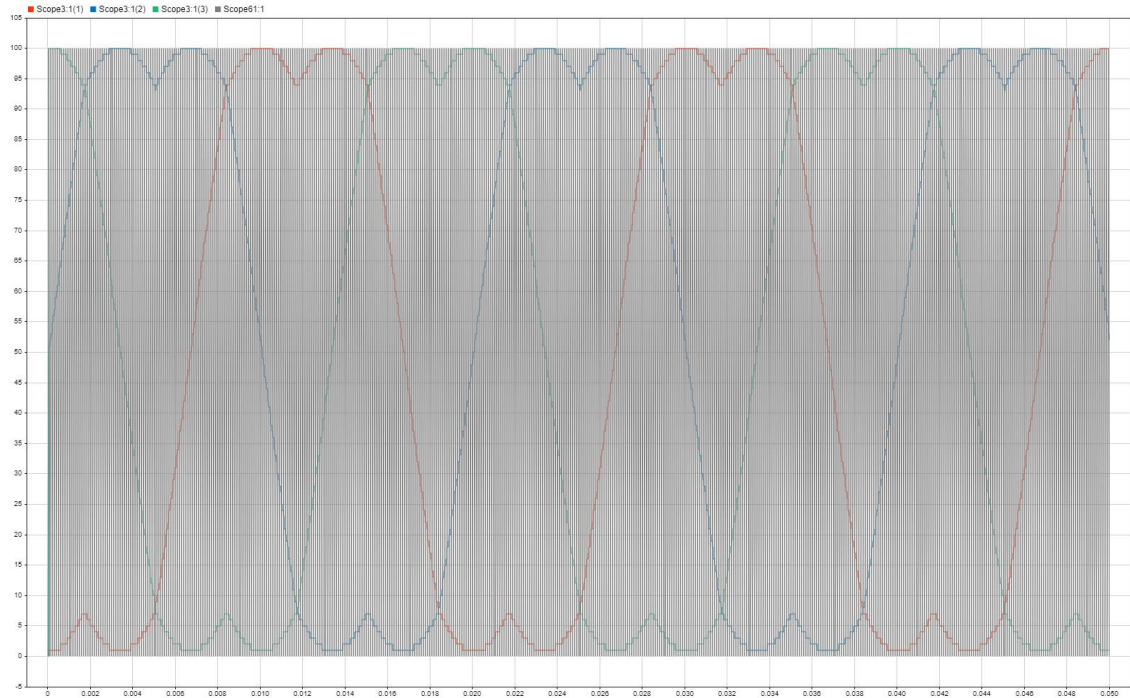


Şekil 2.53. Yukarı-aşağı sayıcı bloğu parametreleri.



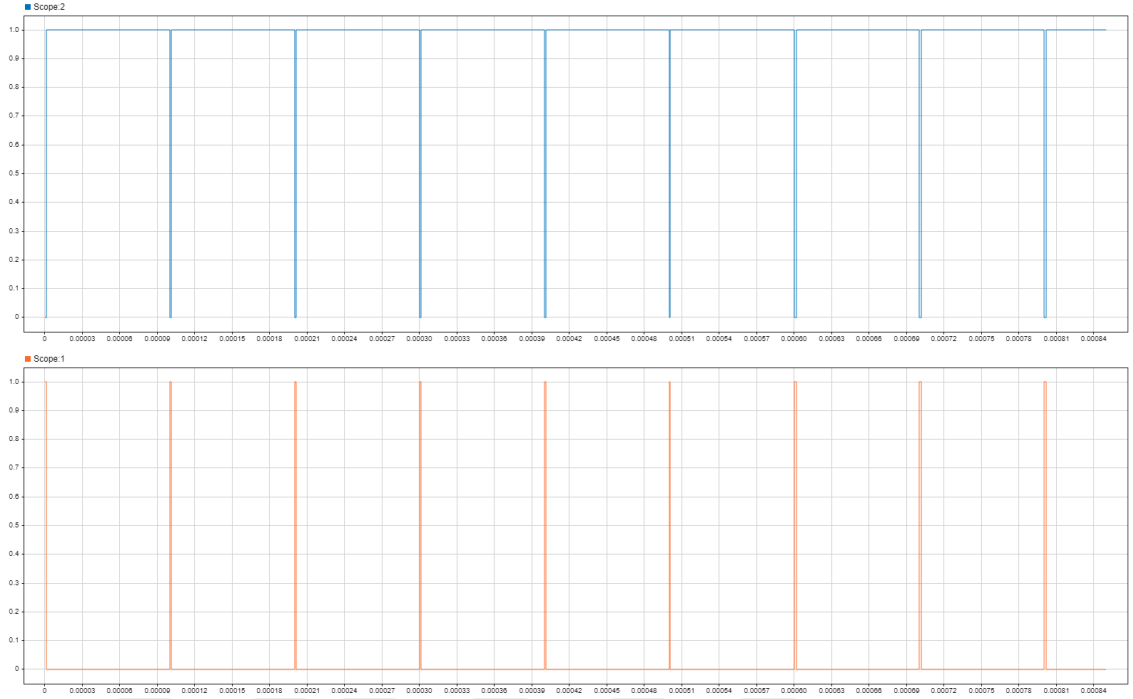
Şekil 2.54. Yukarı-aşağı sayıcı sinyali.

Şekil 2.55’te karşılaştırma işlemi uygulanan; Rate Transition bloğu çıkışındaki sinyaller ve yukarı-aşağı sayıcı sinyali gösterilmiştir.



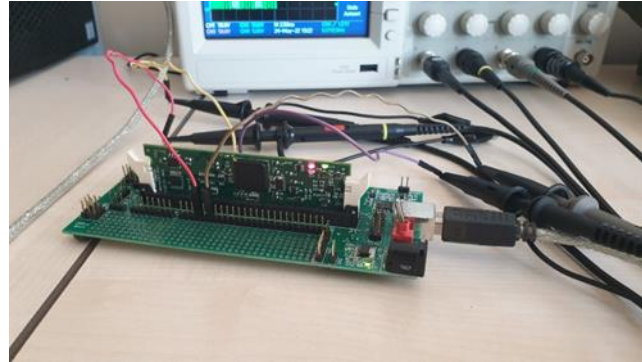
Şekil 2.55. Karşılaştırılma işlemi uygulanan sinyaller.

Karşılaştırma işlemi sonucunda elde edilen, eviricinin bir kolundaki güç anahtarlarına uygulanacak tetikleme sinyalleri Şekil 2.56’da gösterilmiştir.



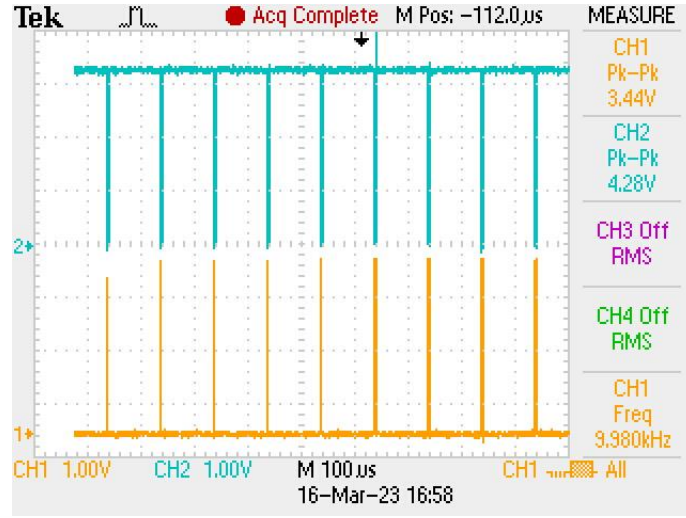
Şekil 2.56. Benzetim programında üretilen tetikleme sinyalleri.

ePWM sinyallerinin ürettiği tetikleme sinyalleri gözlemlemek için TMS320F28335 DSİ kartı, deney kitine yerleştirilerek bilgisayar ile olan bağlantısı Şekil 2.57'deki gibi gerçekleştirilmiştir.



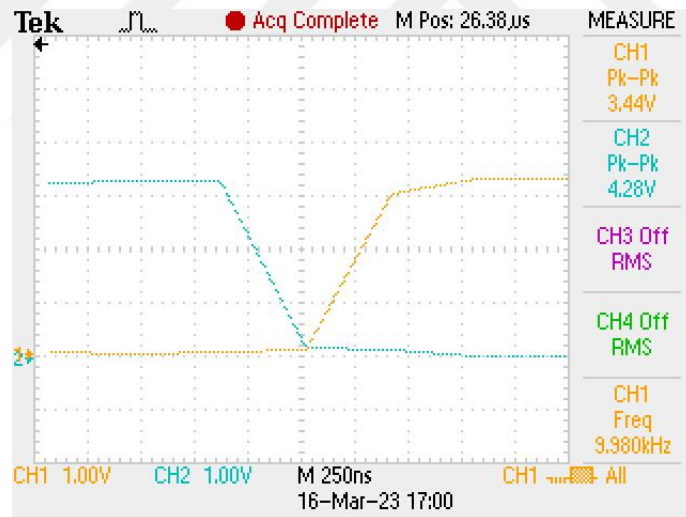
Şekil 2.57. TMS320F28335 DSİ kartı ve deney kiti.

MATLAB/Simulink'te hazırlanılan program DSİ kartına yüklenmiş ve pinlerinden tetikleme sinyalleri osiloskop kullanılarak ölçülmüştür. Eviricinin bir kolundaki güç anahtarlarına uygulanacak, DSİ tarafından üretilen tetikleme sinyalleri Şekil 2.58'de verilmiştir.



Şekil 2.58. DSİ pinlerinden alınan tetikleme sinyalleri.

Benzetim programında ve DSİ çıkışlarında, aynı sürelerde ölçülen Şekil 2.56 ve Şekil 2.58'deki tetikleme sinyallerinin benzer olduğu görülmektedir. Şekil 2.59'da aynı koldaki güç anahtarlarına uygulanacak tetikleme sinyalleri arasındaki 583 ns ölü-zaman süresi gösterilmiştir.



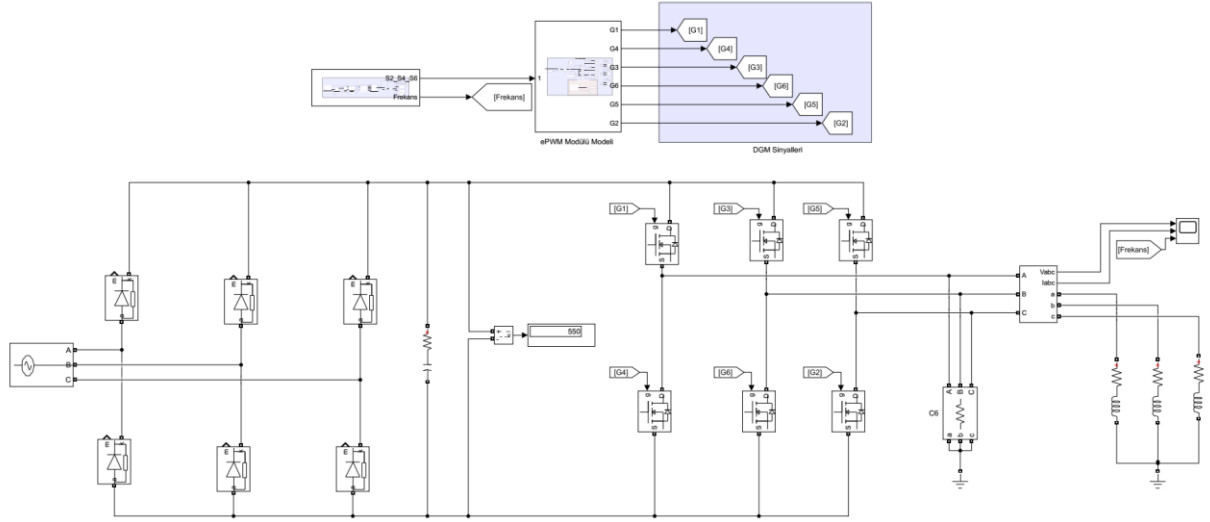
Şekil 2.59. İki tetikleme sinyali arasındaki 583 ns ölü-zaman süresi.

2.2.6.8. DGM Sinyallerinin Gerilim Kaynaklı Evirici Modeline Uygulanması

MATLAB/Simulink ortamında benzetim sonucu elde edilen gerilim ve akım değerleri ile uygulamadaki değerler birbirinden farklı olması beklenmektedir. Benzetim programı, referans frekansının indüktif yük üzerindeki etkisi konusunda ön çalışma olarak kullanılacaktır.

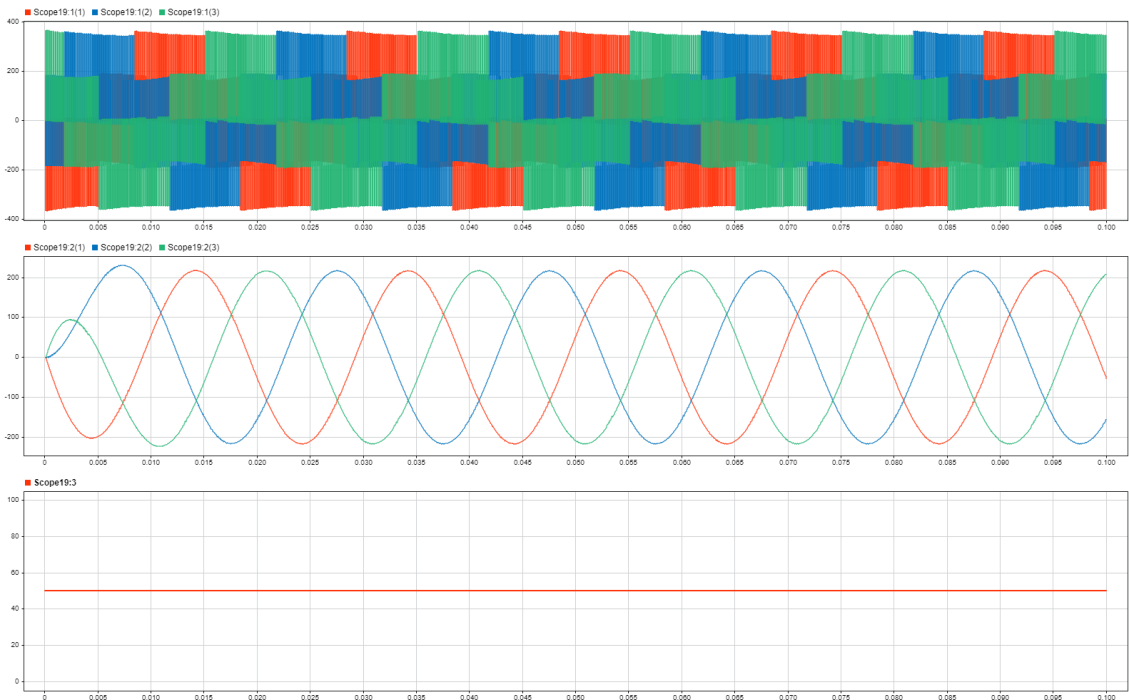
Şekil 2.60'deki gibi gerilim kaynaklı evirici devresi modellenmiştir. ePWM modülünün

modelinden elde edilen DGM sinyalleri, gerilim kaynaklı evirici modelindeki anahtarlara uygulanmıştır. Sistemin girişi olan üç faz şebeke gerilimi kontrolsüz bir doğrultucudan geçirilmiştir. Böylece evirici sisteminin giriş gerilimi 590 V DA gerilim olarak oluşturulmuştur. Her faz için yük değerleri, belirlenen fırlatıcı modelindeki 960 m Ω ve 3,187 mH olarak girilmiştir.



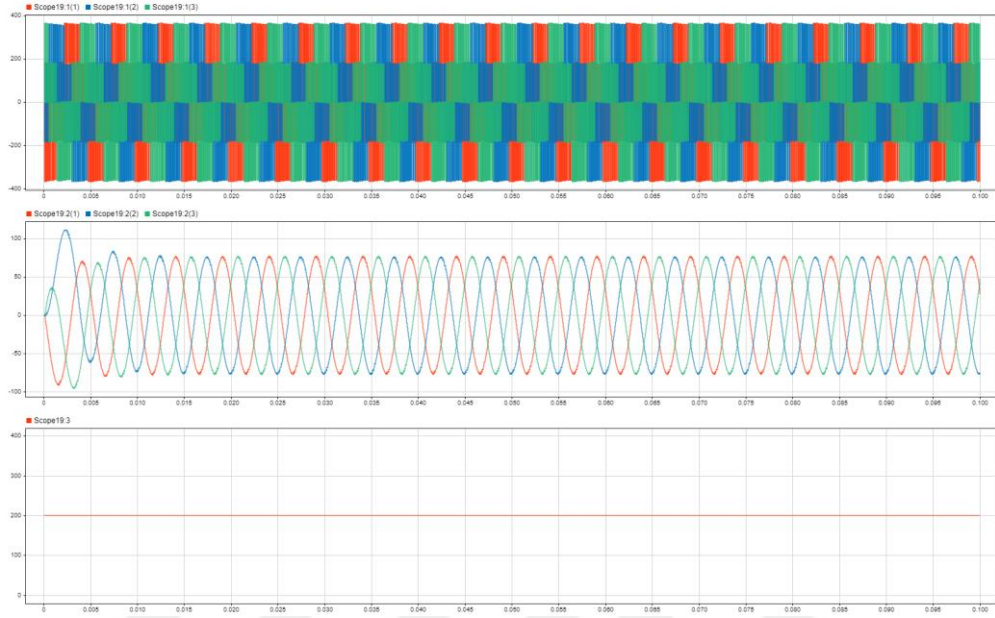
Şekil 2.60. Gerilim kaynaklı eviricinin benzetimi.

50 Hz referans frekansı için elde edilen üç faz 271 V_{rms} gerilimleri ve 157,6 A akım değerleri Şekil 2.61’da gösterilmiştir.



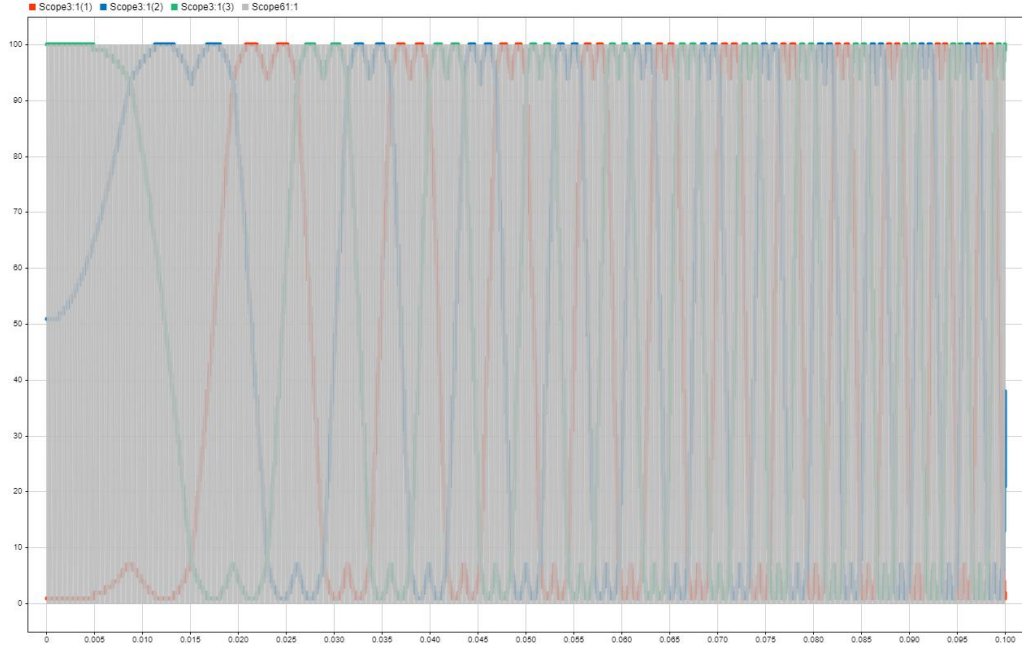
Şekil 2.61. 50 Hz frekans için üç faz gerilim ve akım değerleri.

Farklı referans frekans değeriinde, çıkıştaki gerilim ve akımın değışimini görmek için sisteme 200 Hz frekans değeri uygulanmıştır. şekil 2.62'ta 200 Hz frekans çıkışında elde edilen 271 V_{rms} gerilim ve 56.7 A akım değeri gösterilmiştir. Faz gerilimlerinin değeri sabit kalırken akımların düştüğü gözlemlenmiştir.

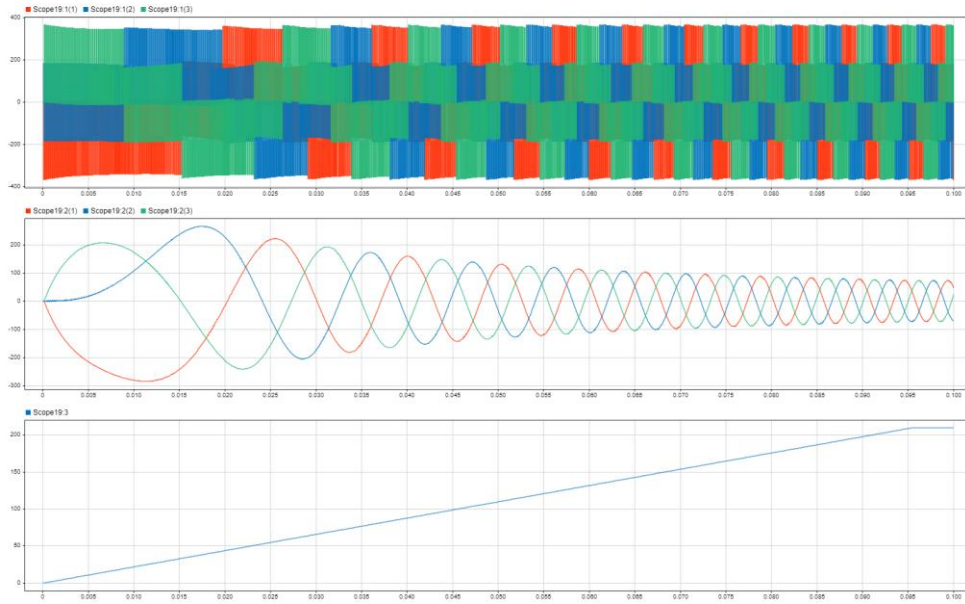


şekil 2.62. 200 Hz frekans için üç faz gerilim ve akım değeri.

Çalışmanın ana amacı, çıkışta zamanla değışen bir frekansta gerilim ve akım elde edebilmektir. Bunu sağlamak için Artan Frekans Bloğu referans frekansı olarak kullanılmıştır. 0-200 Hz arasında artan bir referans frekans değeri sisteme uygulanmıştır. Artan referans frekansı ile karşılaştırılan yukarı-aşağı sayıcı sinyali şekil 2.63'te gösterilmiştir. şekil 2.64'te artan frekans değeri için evirici çıkışında elde edilen değışken gerilim ve akım değeri verilmiştir.



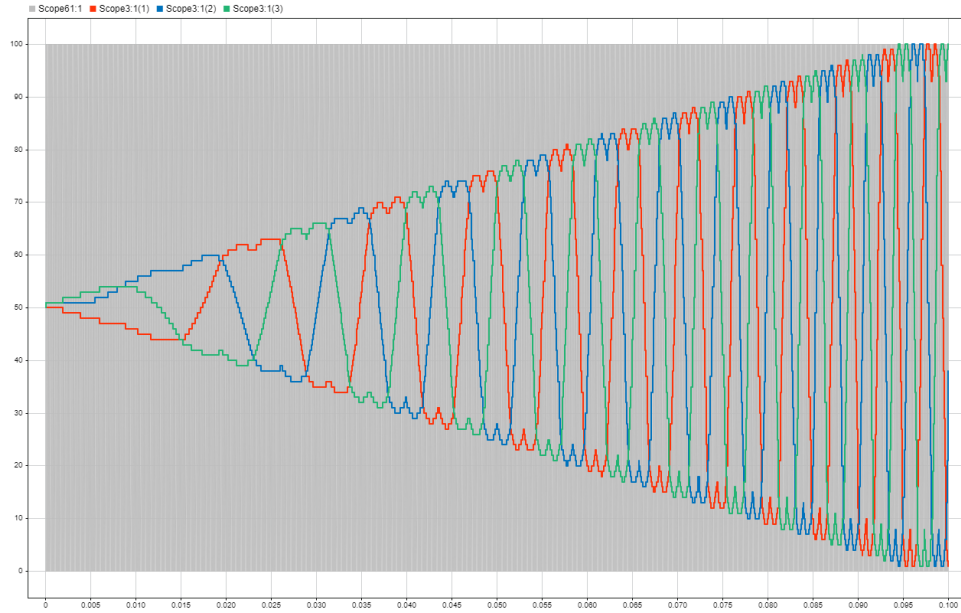
Şekil 2.63. Artan frekansta karşılaştırılan sinyaller.



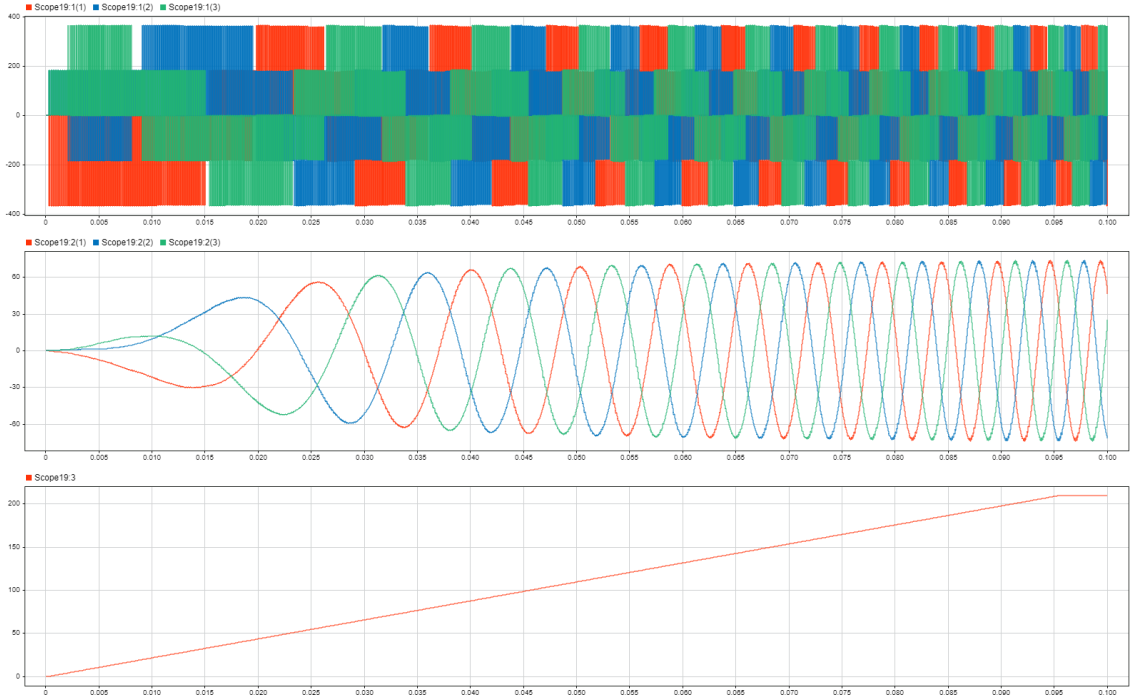
Şekil 2.64. 0-200 Hz artan frekans sonucu elde edilen gerilim ve akım değerleri.

Sadece frekans değerinin artırılması durumunda, akım değerinin düştüğü görülmektedir. Azalışı engellemek için planlanan V/f kontrol sisteme uygulanmıştır. Referans frekansı ile birlikte gerilim değerini arttırmak için a genlik değerinin aynı anda artırılması gerekmektedir. Referans frekansının ve genlik değerinin artırılması sonucu elde edilen yeni sinyaller, Şekil 2.65'te verilmiştir. Şekil 2.66'da artan frekans çalışmasına V/f kontrolün uygulanması sonucu elde edilen gerilim ve akım değerleri gösterilmiştir. Akım

değerinin frekans artışı boyunca sabit kaldığı görülmüştür.



Şekil 2.65. V/f kontrolde karşılaştırılan sinyaller.



Şekil 2.66. 0-200 Hz artan frekans ve V/f kontrol ile elde edilen gerilim ve akım değerleri.

MATLAB/Simulink ile hem sistemin gerçekleştirilmesinde hem de benzetim sırasında kullanılacak DGM sinyalleri üretilmiştir. Bu sinyallerin, evirici çıkışında istenilen

karakteristiklerde frekanslar üretebileceği ve tezin ana amacı olan artan frekans uygulamasının gerçekleştirilebileceği, benzetim sırasında görülmüştür.

2.2.7. Sistemin Gerçeklemesi

Eviricinin girişindeki DA gerilim, şebeke geriliminin doğrultulup sonrasında kapasitörler ile filtrelenerek sağlanmıştır. Semikron SKD 210/16 kontrolsüz köprü diyot doğrultucu ve DA bara yapısını oluşturan üç E50.R34-285NT0 2800 μ F 900 V film kapasitörü Şekil 2.67’de gösterilmiştir. Kullanılan kapasitörlerin iç direnci 0,78 m Ω ’dur. Üç kapasitör, doğrultucu çıkışında 8400 μ F ve 0,26 m Ω filtre oluşturmaktadır. Varyaktan maksimum 590 V DA gerilim elde edilmektedir.



Şekil 2.67. Kontrolsüz köprü diyot doğrultucu ve DA bara kapasitörleri.

Çalışma sırasında farklı giriş gerilimlerinde testler yapabilmek için Şekil 2.68'deki varyak kullanılmıştır. Varyak üç faz 0-390 V aralığında ve 50 Hz frekans değerinde gerilimler üretmektedir. Doğrultucu ile birlikte evirici girişinde farklı değerlerde DA gerilimlerin üretilmesi gerçekleştirilmiştir.

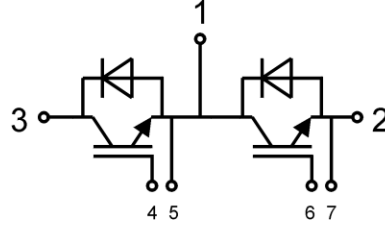


Şekil 2.68. Doğrultucu girişindeki varyak.

Sürücü tasarımında, TMS320F28335 DSİ'si tarafından üretilen DGM sinyalleri 3-fazlı eviricideki 6 adet IGBT güç anahtarına iletilecektir. Uygulamada Semikron'a ait SKM400GB12T4 yarım köprü IGBT modülü seçilmiştir. Şekil 2.69 ve Şekil 2.70'te kullanılan modül ve modülün eşdeğer devresi gösterilmiştir. Modül, içerisinde iki adet IGBT içermektedir.



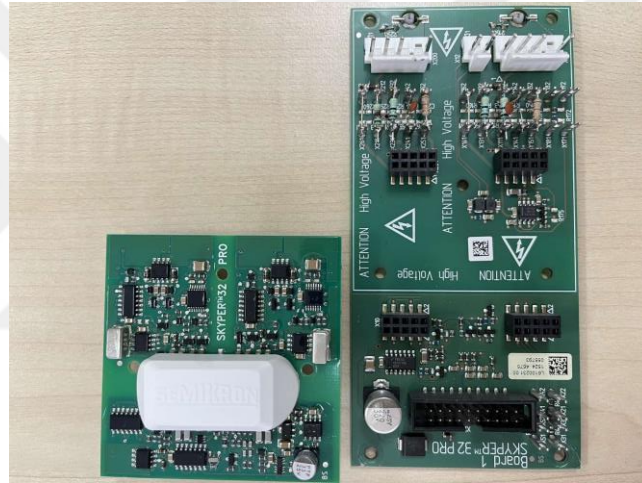
Şekil 2.69. SKM400GB12T4 IGBT modülü.



Şekil 2.70. IGBT modülü eşdeğer devresi.

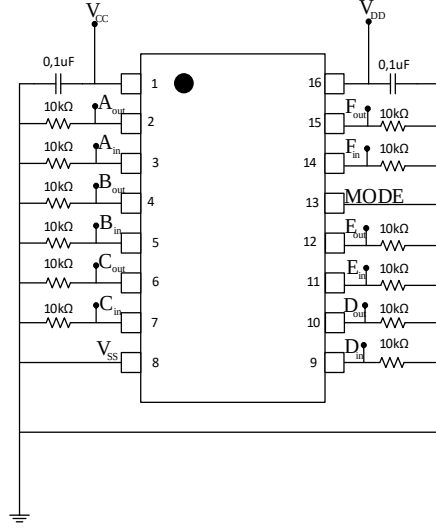
Seçilen IGBT modüllerinden üç tanesi birlikte kullanılarak, üç fazlı evirici yapısı oluşturulmuştur.

DGM sinyallerinin IGBT modüllerini çalıştırabilmesi için sürücü kartları kullanılır. Sürücü kartı olarak seçilen Skyper 32 Pro ve sürücü kartının yerleştirildiği adaptör kartı Board 1 Skyper 32 Pro Şekil 2.71’de gösterilmiştir.



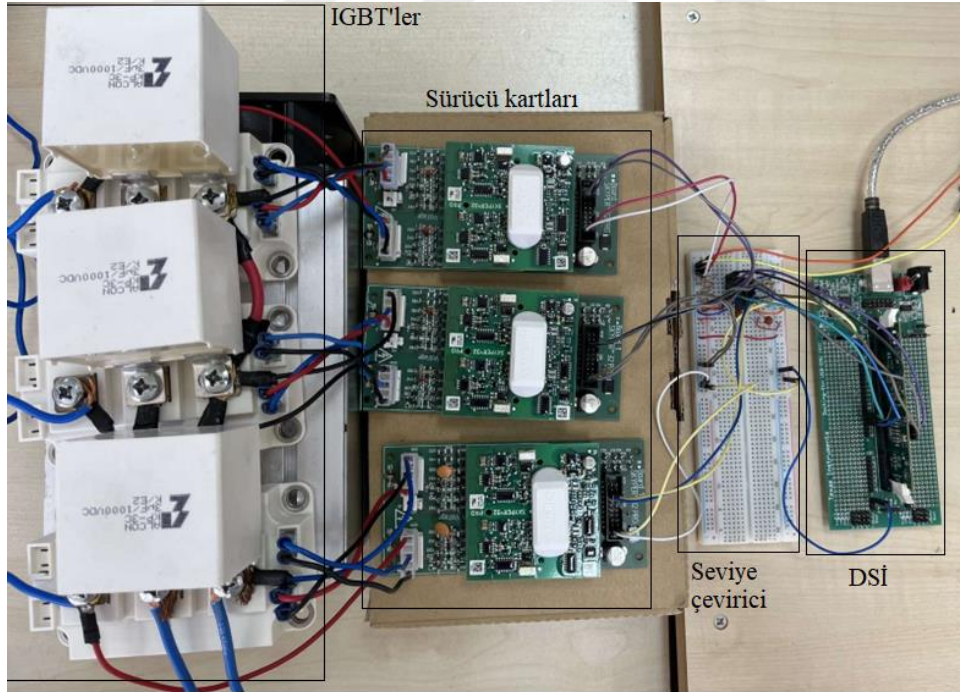
Şekil 2.71. Sürücü kartı ve adaptör kartı.

DSİ kartının pinlerinden alınan DGM sinyalleri, sürücü kartlarının algılayabileceği gerilim seviyesinde değildir. Bu sebeple bir seviye çevirici (level shifter) kullanılması gerekmektedir. Çalışma kapsamında, MC14504B entegresi seviye çevirici olarak seçilmiştir. Şekil 2.72’de kullanılan MC14504B entegresi ve pasif elemanların devre şeması gösterilmiştir. DSİ pinlerinden elde edilen sinyallerin genlik değerinin yaklaşık 3,3 V olduğu ölçülmüştür. Sürücü kartları ise 15 V seviyesinde sinyallere ihtiyaç duymaktadır. V_{CC} ve V_{DD} gerilimleri 3,3 V ve 15 V olarak ayarlanarak gerekli gerilimin yükseltilmesi sağlanmıştır.



Şekil 2.72. MC14504B seviye çevirici devresi.

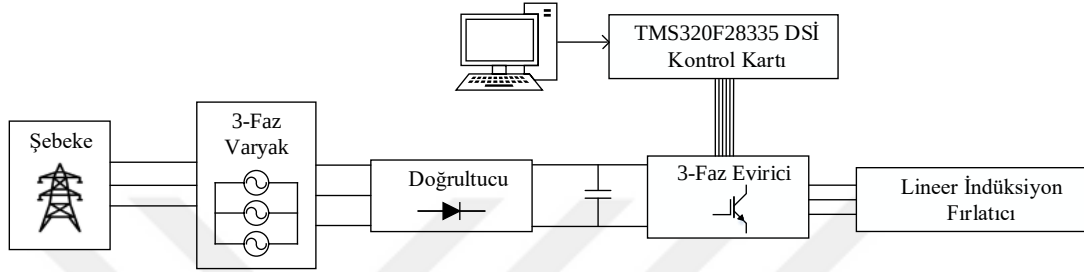
İndüksiyon fırlatıcı için oluşturulan sürücü sistemi Şekil 2.73'te gösterilmiştir. IGBT'lerin kesime girdiğinde üzerlerinde oluşacak hızlı gerilim yükselmesinden korumak için 1000 V 3μF'lık snubber kapasitörler kullanılmıştır.



Şekil 2.73. Fırlatıcı modelinin sürücü sistemi.

3. BULGULAR VE TARTIŞMA

Lineer indüksiyon fırlatıcı, mermi ve sürücünden oluşan; blok diyagramı Şekil 3.1 ve parametreleri Çizelge 3.1’de verilen sistem Şekil 3.2’deki gibi laboratuvar ortamında kurulmuştur.



Şekil 3.1. Sistemin blok diyagramı.

Çizelge 3.1. Sistemin parametreleri.

	Parametreler	Değerleri
Lineer indüksiyon fırlatıcı	Uzunluğu	600 mm
	İç yarıçapı	20 mm
	Dış yarıçapı	16 mm
	Bobin sayısı	18
	Sarım sayısı	32
	Faz sayısı	3
	Bir fazdaki indüktans	3,187 mH
	Bir fazdaki direnç	960 mΩ
Mermi	Uzunluğu	200 mm
	İç yarıçapı	15 mm
	Dış yarıçapı	16,5 mm
	Ağırlığı	100 g
	Malzeme	Alüminyum

Çizelge 3.2. (devam) Sistemin parametreleri.

	Parametreler	Değerleri
Sürücü	Varyak gerilimi/frekansı	0-390 V / 50 Hz AA
	DA bara	8400 μ F 900V
	Maksimum bara gerilimi	590 V DA
	Güç elektroniği elemanı	IGBT
	Anahtarlama frekansı	10 kHz



Şekil 3.2. Tüm fırlatıcı sisteminin kurulumu.

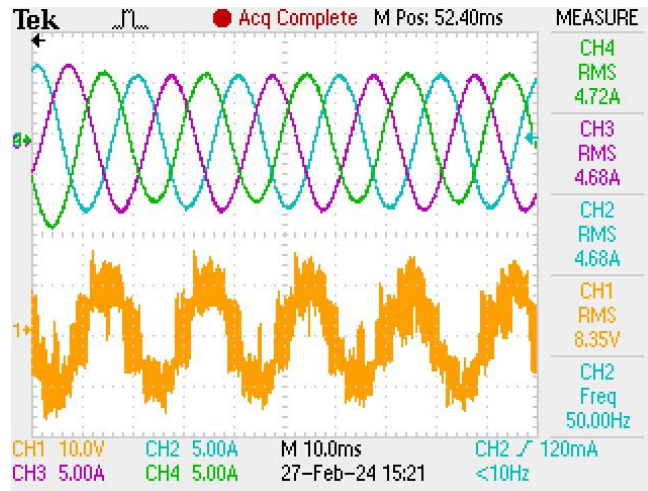
Fırlatma deneyleri sırasında mermi hızını ölçmek için fırlatıcı çıkışına Şekil 3.3'deki ışık bariyerli sayıcı yerleştirilmiştir.



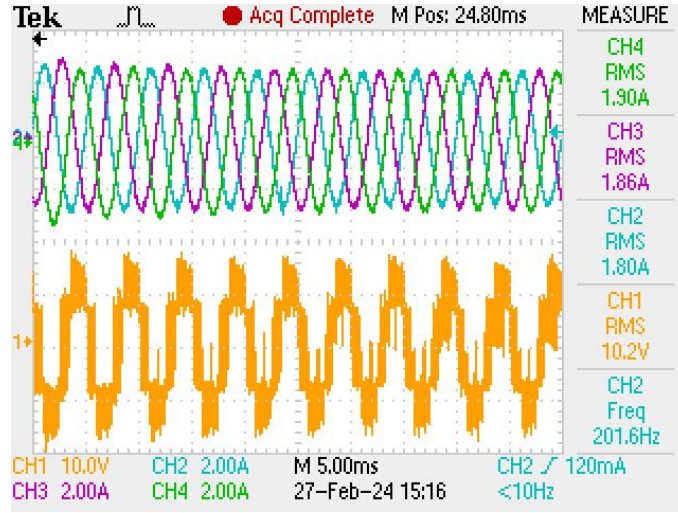
Şekil 3.3. Işık bariyerli sayıcı.

Varyak maksimum ayarına getirilerek DA bara kapasitörleri üzerinde oluşan gerilim ölçülmüştür. 390 V 50 Hz giriş geriliminde, kontrolsüz doğrultucu bara kapasitörleri üzerinde 590 V DA gerilim oluşturmaktadır. Bu değer deneyler sırasında, evirici girişine uygulanacak maksimum DA gerilim değeridir.

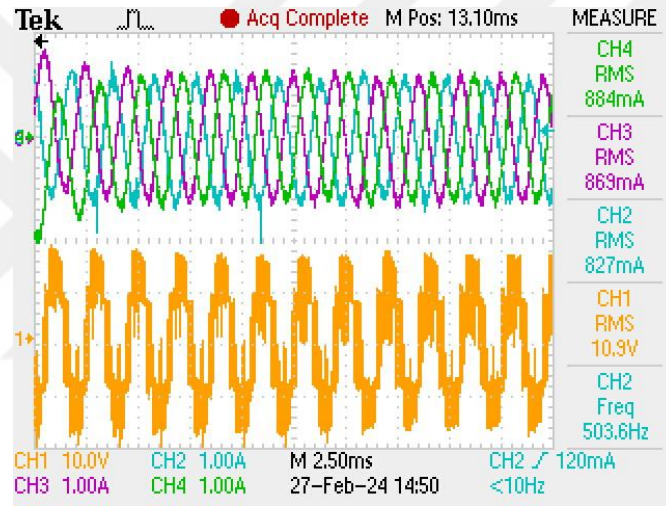
İlk yapılan deneylerde tasarlanan sürücü modelinin istenilen frekanslarda çıkış üretip üretmediği test edilmiştir. 25 V DA giriş gerilimi altında; Şekil 3.4 50 Hz, Şekil 3.5 200 Hz, Şekil 3.6 500 Hz ve Şekil 3.7 1000 Hz çıkış frekansları için ölçülen faz akımları ve faz-nötr gerilimlerini göstermektedir. Şekiller incelendiğinde, sistemin istenilen frekans değerlerinde çıkış üretebildiği osiloskop ölçümlerinden görülmektedir.



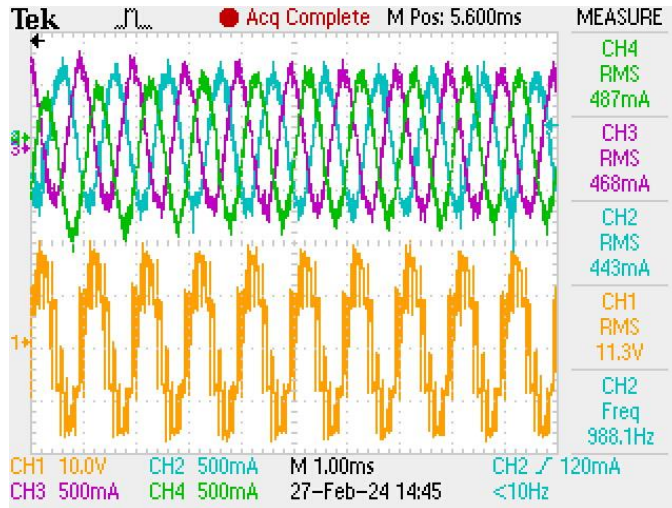
Şekil 3.4. 50 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.



Şekil 3.5. 200 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.



Şekil 3.6. 500 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.



Şekil 3.7. 1000 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.

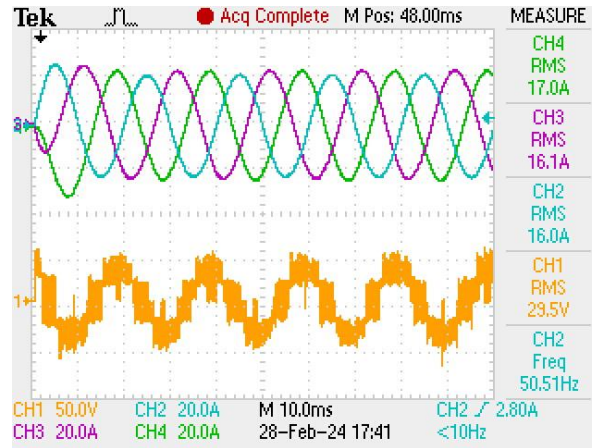
İkinci deneylerde, mermi fırlatma testlerine geçilmiştir. Mermi hızını ölçmek için kullanılan ışık bariyerli sayıcının 4 farklı ölçüm modu Şekil 3.8’de gösterilmiştir. “1” numaralı mod darbe sayısını, “2” numaralı mod ışık bariyerinin bloklandığı süreyi, “3” numaralı mod ışık bariyerinin iki bloklanması arasındaki süreyi ve “4” numaralı mod da ışık bariyerinin birinci ve üçüncü bloklanması arasındaki süreyi ölçmektedir. Çalışma kapsamında, sensör 2 numaralı moda getirilmiştir. Tüm deneyler sırasında mermi hızı şu şekilde hesaplanmıştır:

$$v = \frac{\text{mermi uzunluğu (m)}}{\text{sensörün ölçtüğü süre (s)}} \quad (3.1)$$



Şekil 3.8. Işık bariyerli sayıcının çalışma modları.

Merminin 50 Hz frekansta namludan çıkışı 63 V DA bara gerilimi ile sağlanmıştır. Bu bara gerilimi, 29,5 V_{rms} faz-nötr varyak gerilimi ile oluşturulmuştur. Fırlatıcı üzerindeki faz akımları ve faz-nötr gerilim değeri Şekil 3.9’daki gibi ölçülmüştür. Şekil 3.10’da mermi namluyu terk ederken, sensörde kaydedilen değer sunulmuştur.



Şekil 3.9. 63 V DA giriş gerilimi ve 50 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.



Şekil 3.10. 63 V DA giriş gerilimi ve 50 Hz çıkış frekansındaki sensörün ölçtüğü değer.

63 V DA giriş gerilimi ve 50 Hz çıkış frekansı altındaki mermi hızı,

$$v = \frac{0,2}{0,083} = 2,409 \text{ m / s} \quad (3.2)$$

olarak hesaplanmıştır. Fırlatıcı, varyak tarafından sağlanan maksimum 590 DA bara gerilimi altında ve farklı frekans değerlerinde çalıştırılmıştır. Her frekans değerinde, fırlatıcı üzerindeki faz-nötr gerilimi, faz akımları ve mermi hızı ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları Çizelge 3.3’de verilmiştir.

Çizelge 3.3. Farklı frekans değerleri için ölçüm sonuçları.

DA bara gerilimi (V)	Evirici çıkış frekansı (Hz)	Fırlatıcı faz-nötr gerilimi (V_{rms})	Fırlatıcı faz akımı (A)	Sensörün ölçtüğü süre (s)	200 mm’lik mermi hızı (m/s)
590	100	263	81,7	0,012	16,66
590	200	263	47,1	0,013	15,38
590	300	263	32,7	0,014	14,28
590	400	263	24,8	0,014	14,28
590	500	263	20,8	0,02	10
590	600	263	17,6	0,029	6,89
590	700	263	15,2	0,042	4,76
590	800	263	13,4	0,042	4,76

Çizelge 3.4. (devam) Farklı frekans değerleri için ölçüm sonuçları.

DA bara gerilimi (V)	Evirici çıkış frekansı (Hz)	Fırlatıcı faz-nötr gerilimi (V_{rms})	Fırlatıcı faz akımı (A)	Sensörün ölçtüğü süre (s)	200 mm'lik mermi hızı (m/s)
590	900	263	12	0,104	1,92
590	1000	263	11,3	-	Fırlatma gerçekleşmedi

Çizelge 3.3 incelendiğinde evirici 590 V DA bara geriliminde, fırlatıcı üzerinde 263 V faz-nötr gerilimi oluşturmaktadır. MATLAB/Simulink benzetim çalışmalarında elde edilen 271 V gerilim değerinin, yaklaşık olarak elde edilebildiği görülmektedir. Evirici giriş gerilimi sabit iken frekans değeri arttıkça, sürücü bobinlerindeki indüktif reaktansın artması sebebiyle, faz akımlarının değeri düşmektedir. Buna bağlı olarak da merminin namludan çıkış hızı azalmaktadır. 590 V DA bara gerilimi ve 1000 Hz çıkış frekansında mermiye hareket sağlayacak yeterli kuvvet oluşmamaktadır. Frekans arttıkça, mermi hızında artışın görülebilmesi için indüktif reaktansın etkisini karşılayacak şekilde gerilimin de arttırılması gerekmektedir. Buna ek olarak sistemin çıkış frekansına göre DA baradan çektiği akım değişmekte ve anahtarlama başladığında 590V bara geriliminin düştüğü gözlemlenmiştir. Bu sebeple sonraki yapılacak testlerde, DA bara gerilimi yerine, fırlatma sırasındaki evirici DA giriş gerilimi kayıt altına alınmıştır.

Üçüncü deneylerde mermi hızı ve frekans arasında sabit bir oran korunarak gerilim artışı gerçekleştirilmiştir. Gerilim ve frekans değerlerine karşılık gelen mermi hızları Çizelge 3.5'de verilmiştir.

Çizelge 3.5. Farklı gerilim ve frekans değerleri için ölçüm sonuçları.

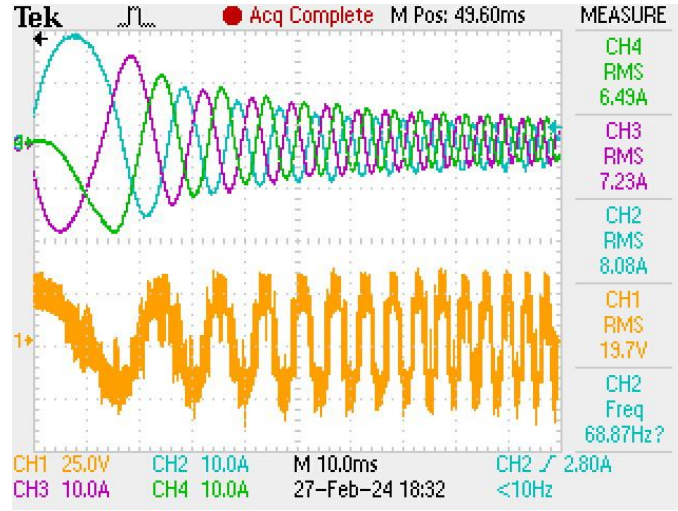
Evirici DA giriş gerilimi (V)	Evirici çıkış frekansı (Hz)	Fırlatıcı faz-nötr gerilimi (V_{rms})	Fırlatıcı faz akımı (A)	200 mm'lik mermi hızı (m/s)	Mermi hızı/frekans oranı
63	50	29,5	16	2,41	≈0,05
84	70	40	17,5	3,45	

Çizelge 3.6. (devam) Farklı gerilim ve frekans değerleri için ölçüm sonuçları.

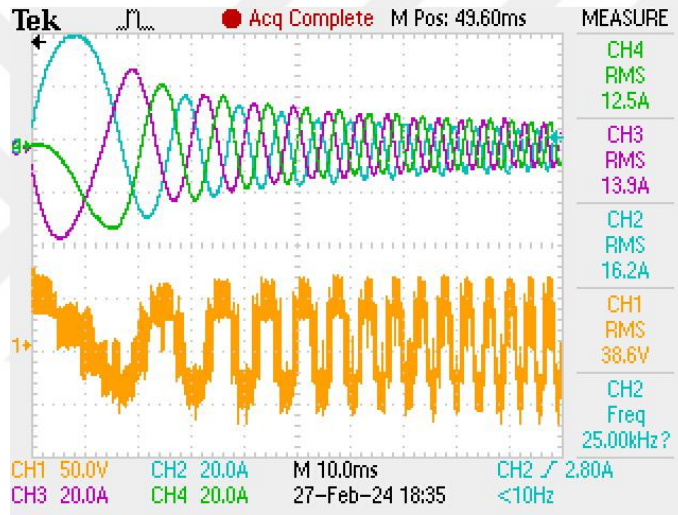
Evirici DA giriş gerilimi (V)	Evirici çıkış frekansı (Hz)	Fırılaticı faz-nötr gerilimi (V_{rms})	Fırılaticı faz akımı (A)	200 mm'lik mermi hızı (m/s)	Mermi hızı/frekans oranı
107	90	50	18,6	4,35	≈0,05
136	110	65,1	20,3	5,26	
178	130	79,5	21,6	6,25	
210	150	96,3	22,9	7,14	
242	170	118	24,8	8,33	
290	190	135	25,8	9,1	
357	210	159	27,6	10,52	
396	230	179	28,8	11,76	
462	250	215	31	12,5	
500	270	225	31,1	13,33	
532	290	250	31,2	14,28	

Eviricinin maksimum 532 V DA giriş gerilim değerinde 290 Hz'e kadar çıkılabilmektedir. 290 Hz'den daha yüksek frekanslara çıkıldığında, mermi ve frekans arasındaki oran bozulmakta ve mermi hızı düşmektedir.

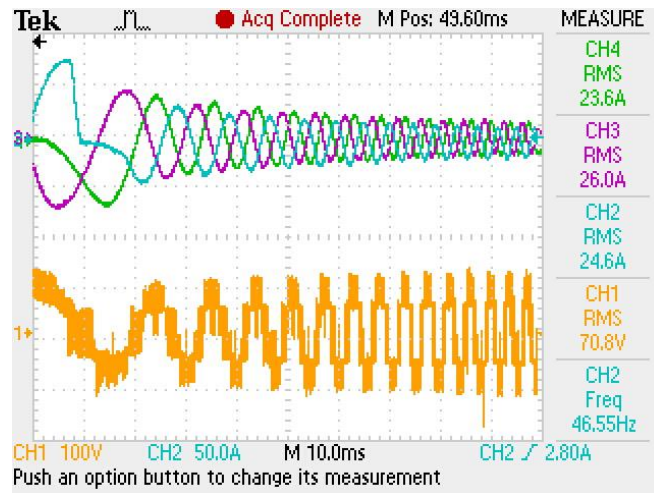
Frekans değerinin belirlenmesi ile tezin asıl amacı olan zamanla artan frekans testine geçilmiştir. Sisteme 0-290 Hz'e Artan Referans Frekansı girişi uygulanmıştır. Şekil 3.11 50 V, Şekil 3.12 100 V ve Şekil 3.13 200 V DA giriş gerilimlerinde fırlatıcının faz-nötr gerilimleri ve faz-faz akımlarını göstermektedir. Şekiller incelendiğinde MATLAB/Simulink'teki benzer azalan akım karakteristiklerinin olduğu görülmektedir.



Şekil 3.11. 50 V DA giriş geriliminde artan frekans faz akımları ve faz-nötr gerilimi.



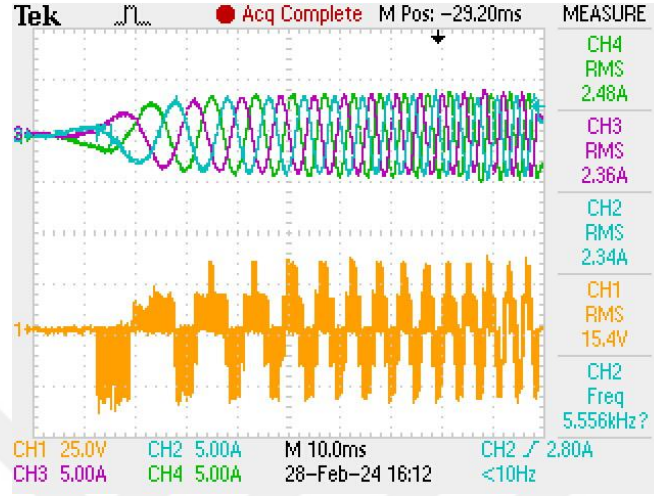
Şekil 3.12. 100 V DA giriş geriliminde artan frekans faz akımları ve faz-nötr gerilimi.



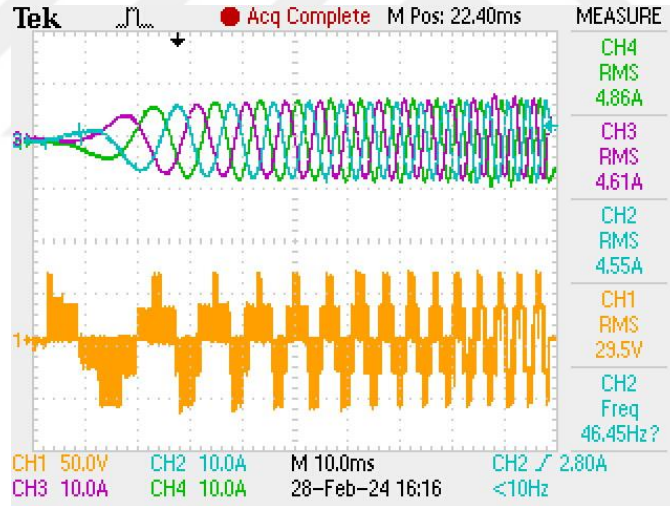
Şekil 3.13. 200 V DA giriş geriliminde artan frekans faz akımları ve faz-nötr gerilimi.

Ölçüm sonuçlarında görülen akım azalışını önlemek için tez kapsamında seçilen V/f

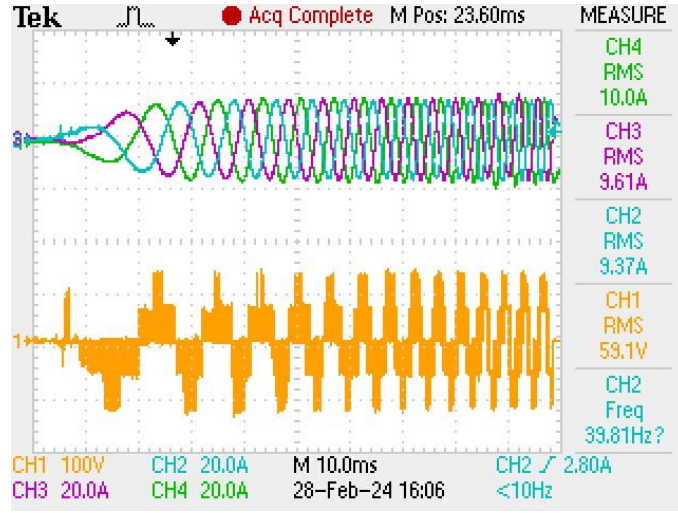
kontrol yöntemi sisteme uygulanmıştır. 50, 100 ve 200 V DA giriş gerilimleri için yeni oluşan faz-nötr gerilimi ve faz-faz akımları sırasıyla Şekil 3.14, Şekil 3.15 ve Şekil 3.16’de gösterilmiştir. Ölçüm sonuçları incelendiğinde, 0-290 Hz artış süresi boyunca akımların sabit kaldığı görülmüştür.



Şekil 3.14. 50 V DA giriş geriliminde V/f kontrol ile faz akımları ve faz-nötr gerilimi.



Şekil 3.15. 100 V DA giriş geriliminde V/f kontrol ile faz akımları ve faz-nötr gerilimi.



Şekil 3.16. 200 V DA giriş geriliminde V/f kontrol ile faz akımları ve faz-nötr gerilimi.

Son olarak, V/f kontrol ile birlikte artan frekans uygulamasının mermi hızı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Çizelge 3.7’te 532 V DA evirici girişinde, sabit 290 Hz ve 0 - 290 Hz artan frekans için mermi hızları verilmiştir. Artan frekans uygulamasında elde edilen hız değerinin, sabit frekanstaki mermi hızı ile aynı olduğu görülmüştür. Tez kapsamında amaçlanan artan frekans ile bir indüksiyon fırlatıcının sürülerek, merminin hızlandırılması gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 3.7. 290 Hz sabit frekans ile V/f kontrol 0-290 Hz artan frekans mermi hızı değerleri.

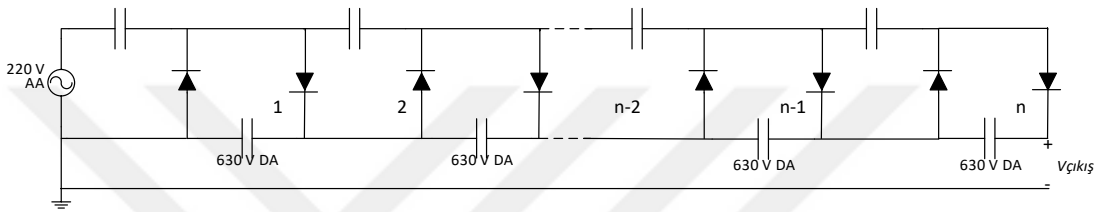
Evirici DA giriş gerilimi (V)	Evirici çıkış frekansı (Hz)	200 mm’lik mermi hızı (m/s)
532	290	14,28
532	0-290	14,28

3.1. SÜRÜCÜ DEVRE PERFORMANSININ GELİŞTİRİLMESİ

İndüksiyon fırlatıcı sürücüsünün giriş gerilimini sağlayan varyak, maksimum 590 V DA bara gerilimi üretmektedir ve bu gerilim fırlatıcı üzerinde 263 V faz-nötr gerilimi oluşturmaktadır. Mermi hızı ve çıkış frekansı arasında sabit oran korunarak, en fazla 290 Hz frekans değerine çıkılabilmektedir. Daha yüksek frekans değerlerine çıkabilmek için daha yüksek evirici giriş gerilimlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Tez kapsamında bu amaca ulaşmak için Cockroft-Walton (CW) tipi gerilim katlayıcı sisteme entegre edilmiştir.

3.1.1. Gerilim Katlayıcı

Cockcroft-Walton (CW) tarafından ortaya konulan gerilim katlayıcılar, kondansatör ve diyot ağının birden fazla katman oluşturacak biçimde bağlanılarak; AA gerilimini DA gerilime dönüştüren devre yapılarıdır. Temel çalışma prensibi, birden çok yüksek değerli kondansatörün, doğrultucu diyotlarla sırasıyla şarj edilmesi ve deşarj edilmesiyle gerilimi katlamaktır. Her katmanın gerilim çıkışı, önceki katmandan elde edilen gerilimin üzerine eklenir. Böylece, her katmanın çıkış gerilimi, bir önceki katmanın geriliminin iki katı olur ve bu süreç katman sayısı kadar devam eder [82]. Şekil 3.17’te kaskat Cockroft - Walton devre şeması verilmiştir [83].

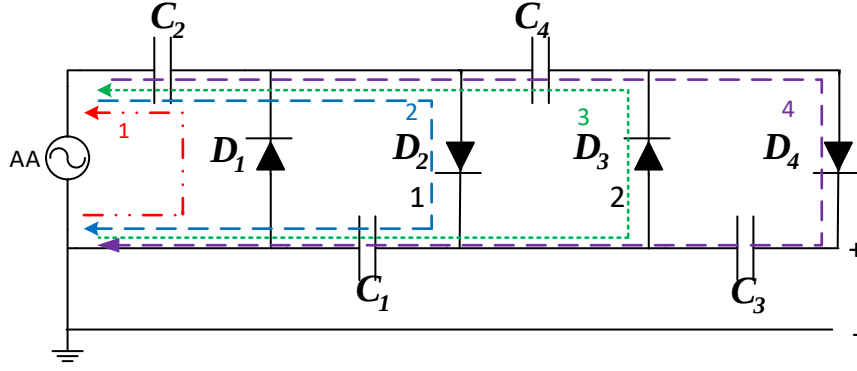


Şekil 3.17. Kaskat Cockroft-Walton devresi.

Katman sayısı n ve bir katmandaki çıkış gerilimi olmak üzere V_k olmak üzere çıkış gerilimi nV_k olmaktadır.

3.1.1.1. CW Tipi Gerilim Katlayıcı Devresinin Çalışması

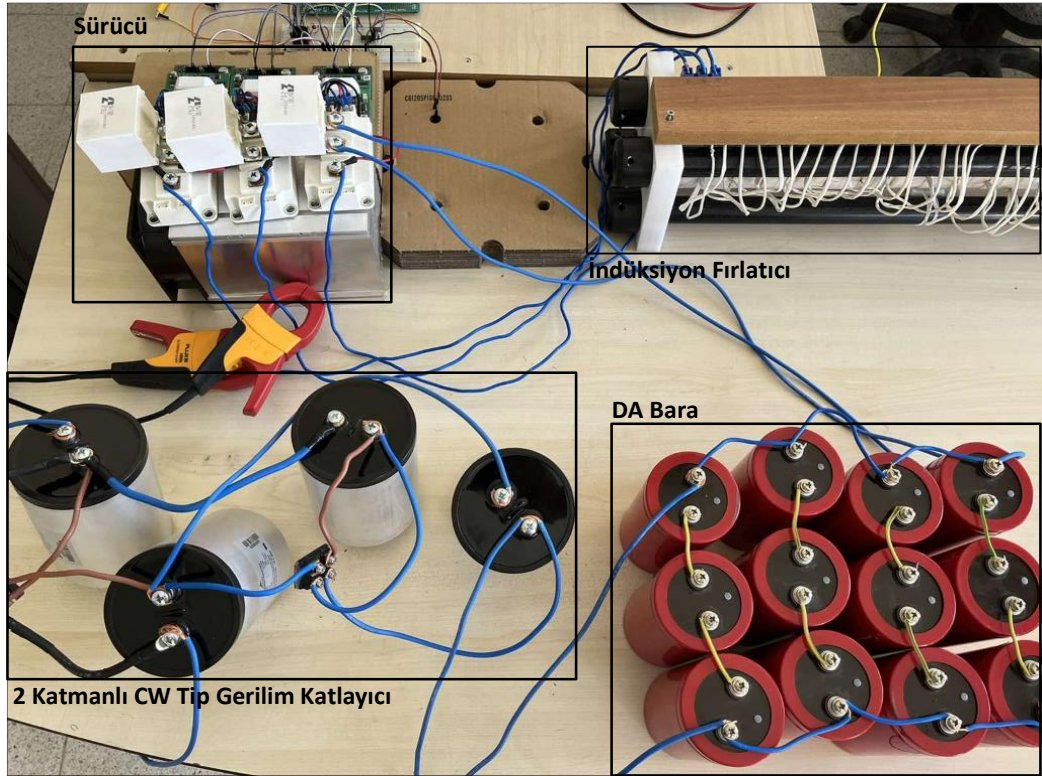
İki katmanlı bir CW tipi gerilim katlayıcının çalışma modları Şekil 3.18’te verilmiştir. İlk modda, AA kaynağın negatif olmasıyla; C_2 , D_1 ’i kullanarak şarj olur. İkinci modda, kaynak pozitif olduğunda; C_1 , C_2 ve D_2 ile birlikte 2 kat şarj olur. Üçüncü modda, kaynağın tekrar negatif olmasıyla; C_4 , D_3 üzerinden önceki katmandaki yükseltilmiş gerilim ile şarj olur. Dördüncü modda, tekrar pozitif olan giriş; C_3 ’ün D_4 ’ü kullanarak 4 kat gerilim ile şarj edilmesini sağlar [84]. Tez çalışması kapsamında evirici girişindeki bara gerilimini yükseltmek için 2 katmanlı CW tipi gerilim katlayıcı oluşturulmuş ve uygulanmıştır.



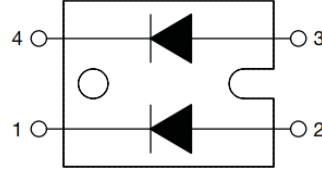
Şekil 3.18. 2 katmanlı CW tipi gerilim katlayıcı.

3.1.1.2. 2 Katmanlı CW Tipi Gerilim Katlayıcı Devresinin Gerçeklemesi ve Sürücü Modeline Uygulanması

İndüksiyon fırlatıcı, sürücü, DA bara ve gerilim katlayıcıdan oluşan yeni fırlatıcı sistemi Şekil 3.19’teki gibi laboratuvar ortamında kurulmuştur. Gerilim katlayıcıda; EPCOS firmasına ait B25690A1507K101 kodlu 1100 V DA ve 500 μ F 4 kapasitör ve Vishay firması tarafından üretilen VS-HFA220FA120 kodlu 1200 V 220 A ultra hızlı diyottan 2 tane kullanılmıştır. Kullanılan diyotlar, içerisinde birbirinden bağımsız 2 diyot bulundurmaktadır, iç yapıları Şekil 3.20’da verilmiştir.



Şekil 3.19. Yeni fırlatıcı sisteminin kurulumu.



Şekil 3.20. VS-HFA220FA120 iç yapısı.

Tek katmanlı gerilim katlayıcı, varyak faz-nötr geriliminin maksimum 243 V_{rms} değerinde 678 V DA gerilim oluşturmaktadır. İki katmanlı gerilim katlayıcıda yaklaşık 1200 V DA gerilim elde edilecektir. Bu gerilim değerlerini kaldırabilecek bir DA bara oluşturulmuştur. Itelcond firmasına ait 400 V DA ve 3300 μF kapasitörlerden 3 tanesi seri bağlanılarak bara gerilimi 1200 V DA'ya çıkarılmıştır. Bu 3'lü kapasitörlerden de 4 tanesi paralel bağlanılarak 4400 μF bara kapasitesi elde edilmiştir. Sistemin kurulumu tamamlandıktan sonra fırlatma testlerine geçilmiştir. Testler sırasında, fırlatma anında harcanan enerjinin bara kapasitörlerinde gerilim düşümü meydana getirdiği gözlemlenmiştir.

İlk kurulan sistemde varyaktan elde edilen 590 V DA gerilim ile 290 Hz'de 14,28 m/s hız elde edilmişti. Gerilim katlayıcı modelinde mermi hızı ve frekans arasındaki sabit oran korunarak gerilim artışı gerçekleştirilmiştir. Gerilim ve frekans değerlerine karşılık gelen sistem parametreleri Çizelge 3.8'te verilmiştir.

Çizelge 3.8. Gerilim katlayıcıdan elde edilen farklı gerilim ve frekans değerleri için ölçüm sonuçları.

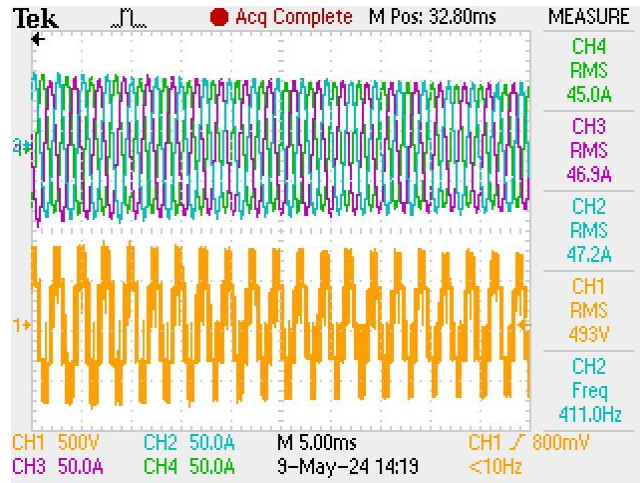
Varyak çıkış gerilimi (V)	Gerilim katlayıcı çıkış DA gerilimi (V)	Fırlatma gerçekleştikten sonraki evirici giriş gerilimi (V)	Evirici çıkış frekansı (Hz)	Fırlatıcı faz-nötr gerilimi (V_{rms})	Fırlatıcı faz akımı (A)	200 mm'lik mermi hızı (m/s)
125	680	607	310	283	34,7	15,38
139	759	641	330	296	36	16,67
152	835	715	350	331	37,7	18,18
173	952	802	370	377	40,7	20
198	1060	880	390	410	44,2	22,22
228	1140	975	410	452	49,7	25

Test sırasında, eviricide kullanılan anahtarlama elemanlarının, sınır gerilim değeri olan 1200 V aşılmamaya çalışmıştır. Bu kısıtlama altında, katlayıcı çıkışında maksimum 1140 V'a kadar çıkmıştır. Katlayıcı ile birlikte 410 Hz frekansa ve 25 m/s mermi hızına ulaşılmıştır. Elde edilecek maksimum frekans ve mermi hızının belirlenmesi ile artan frekans testine geçilmiştir. Çizelge 3.9'te 1140 V DA evirici girişinde, sabit 410 Hz ve 0-410 Hz artan frekans için mermi hızları verilmiştir.

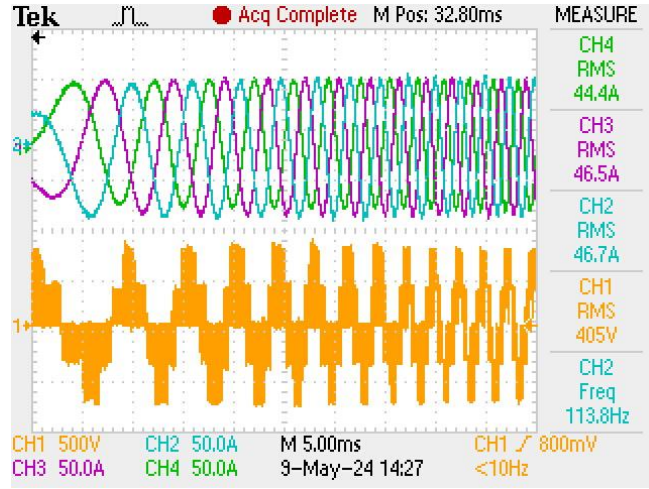
Çizelge 3.9. 410 Hz sabit frekans ile 0-410 Hz artan frekans mermi hızı değerleri.

Evirici DA giriş gerilimi (V)	Evirici çıkış frekansı (Hz)	200 mm'lik mermi hızı (m/s)
1140	410	25
1140	0-410	25

Artan frekans ile birlikte 25 m/s hız değerinin başarılı bir şekilde elde edildiği görülmüştür. Gerilim katlayıcı devresi ile varyak çıkışından elde edilen 590 V DA çıkış kısıtı başarılı bir şekilde aşılmıştır. Bu sayede daha yüksek frekans ve mermi hızı değerlerine ulaşılmıştır. Şekil 3.21'de sabit 410 Hz ve Şekil 3.22'de 0 - 410 Hz'e artan frekans için faz-nötr gerilimi ve faz-faz akımları gösterilmiştir. Şekil 3.23'te, 1140 V DA gerilim ve 0 - 410 Hz artan frekans ile enerjilendirilen fırlatıcıda, merminin namluyu terk ettiği anda sensörde kaydedilen değer sunulmuştur.



Şekil 3.21. 410 Hz çıkış frekansındaki faz akımları ve faz-nötr gerilimi.



Şekil 3.22. 0 - 410 Hz'e artan frekans için faz akımları ve faz-nötr gerilimi.

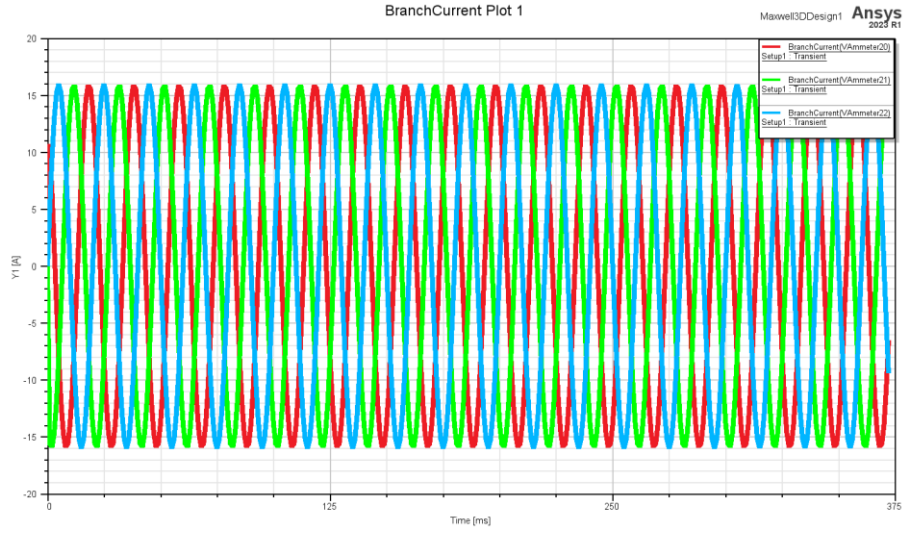


Şekil 3.23. 25 m/s hızla fırlatılan mermi için sensör tarafından ölçülen değer.

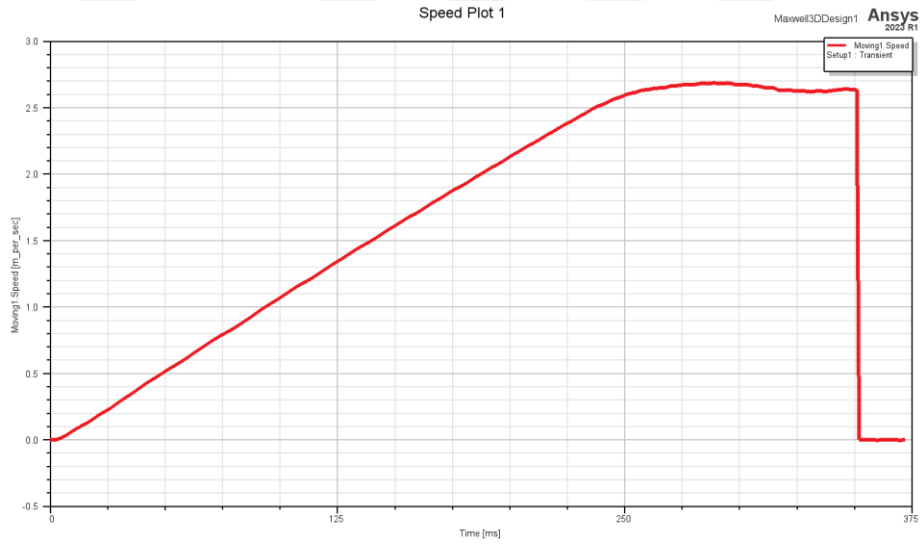
3.2. BENZETİM ÇALIŞMALARI VE SICAKLIK ANALİZİ

Deneyisel çalışmalar sırasında maksimum 49,7 A ve 410 Hz değerlerine çıkabildiği için mermi üzerinde yüksek sıcaklık değerleri oluşmamıştır. Sıcaklık analizlerini gerçekleştirebilmek için elde edilen akım ve frekans değerleri, Ansys Electronics/Maxwell 3D ve Icepak programlarına girilerek benzetim çalışmaları yapılmıştır. Mermi üzerindeki ortalama sıcaklığı ölçmenin deneysel bir yöntemi olmadığı için, bu benzetim çalışmaları, önerilen enerjilendirme deseninin mermi sıcaklığı üzerindeki etkisini incelemek için yapılmıştır.

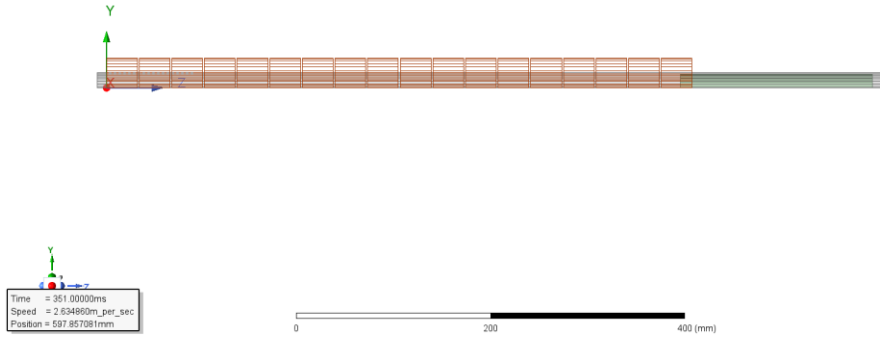
Sürücü bobinlerine 16 A 50 Hz akım bilgileri girilmiştir. Bobinler üzerinde gözlemlenen akım sinyalleri Şekil 3.24'te gösterilmiştir. Elde edilen 2,6348 m/s mermi hızının değişimi ve merminin namludan çıkışı **Hata! Başvuru kaynağı bulunamadı.** ve Şekil 3.26'da verilmiştir.



Şekil 3.24. Sürücü bobinleri üzerindeki 50 Hz 16 A 3-faz akım değerleri.

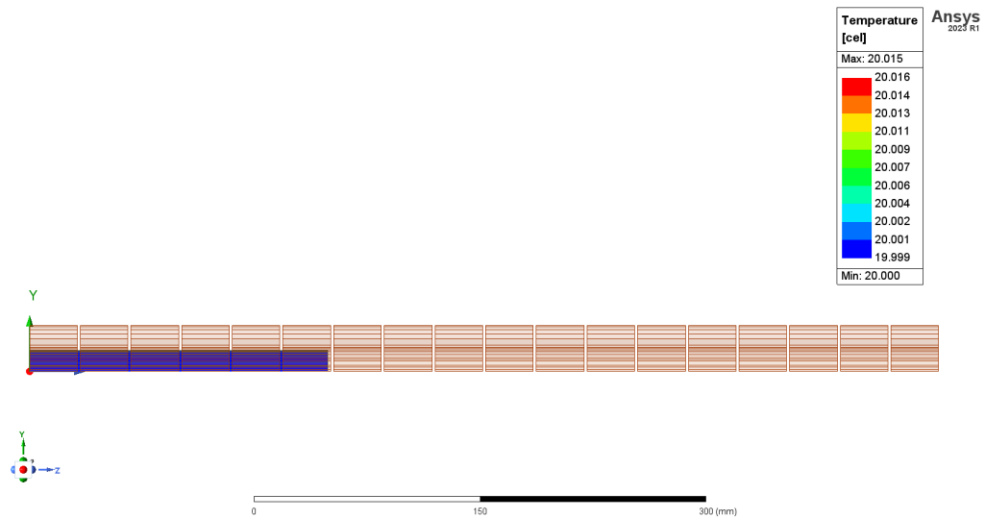


Şekil 3.25. 50 Hz 16 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi.

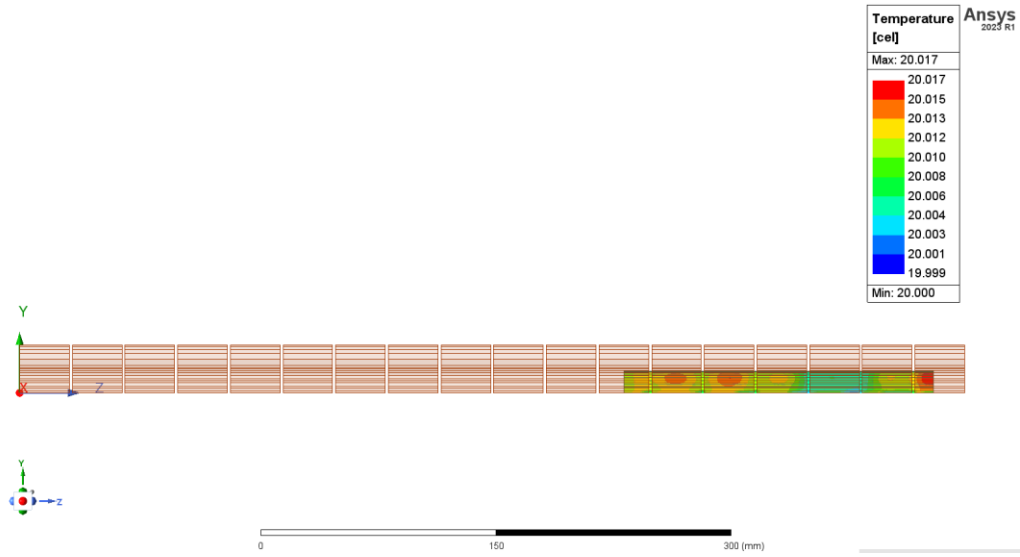


Şekil 3.26. 50 Hz 16 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.

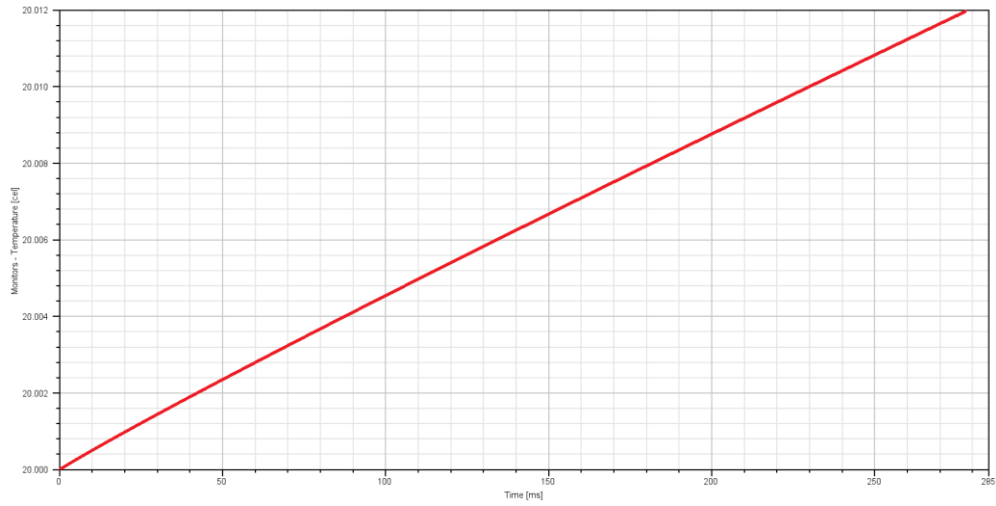
Mermi üzerinde oluşan sıcaklık değişimini elde etmek için Maxwell 3D ve Icepak programları birlikte çalıştırılmıştır. Şekil 3.27’de, sürücü bobinleri enerjilendirilmeden önceki 20 °C sıcaklıkta olan mermi; **Hata! Başvuru kaynağı bulunamadı.**’da ise merminin namlu sonuna ulaştığında üzerindeki 20,017 °C maksimum sıcaklık değeri görülmektedir. Merminin ortalama sıcaklık değerinin değişim grafiği Şekil 3.29’da verilmiştir. Ortalama sıcaklık değerinin 20,012 °C’ye ulaştığı gözlemlenmiştir.



Şekil 3.27. Merminin namlu içerisindeki başlangıç sıcaklığı.

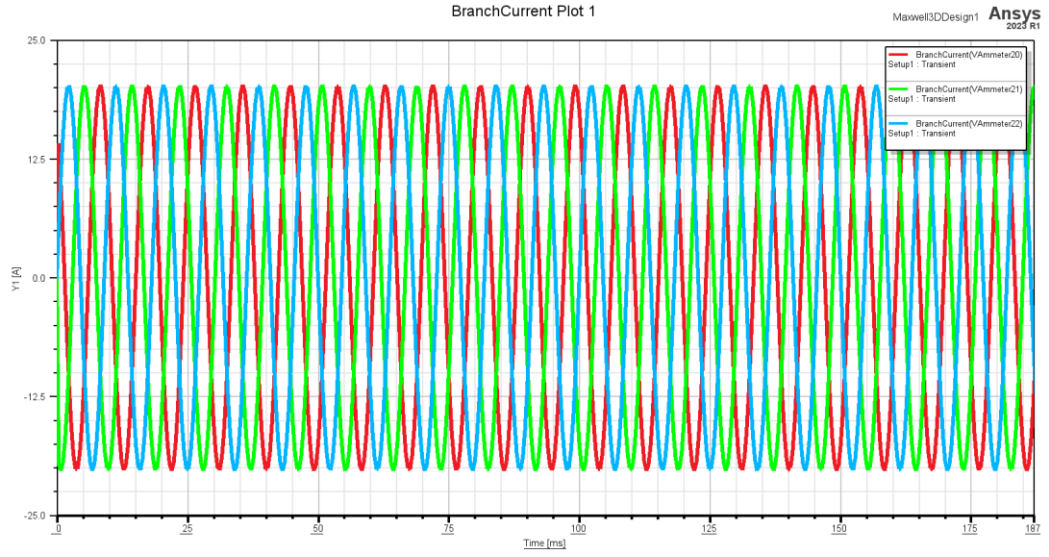


Şekil 3.28. 50 Hz 16 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.

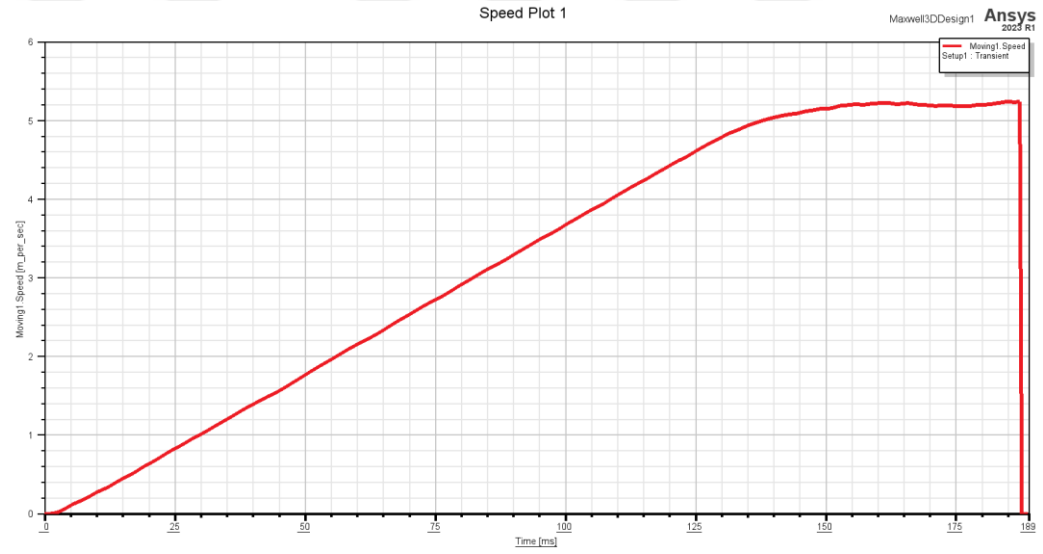


Şekil 3.29. 50 Hz 16 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.

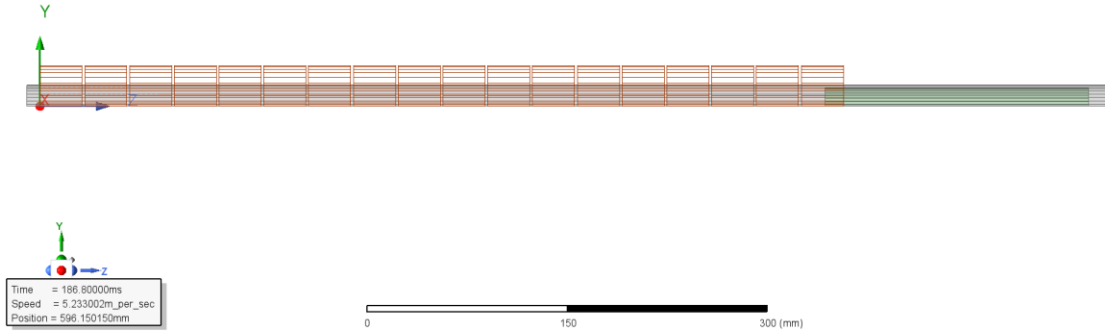
Sürücü bobinlerine Şekil 3.30’da gösterilen 110 Hz 20,3 A akım değerleri girilmiştir. Elde edilen 5,2330 m/s mermi hızının değişimi ve merminin namludan çıkışı Şekil 3.31 ve Şekil 3.32’de verilmiştir.



Şekil 3.30. Sürücü bobinleri üzerindeki 110 Hz 20,3 A 3-faz akım değerleri.

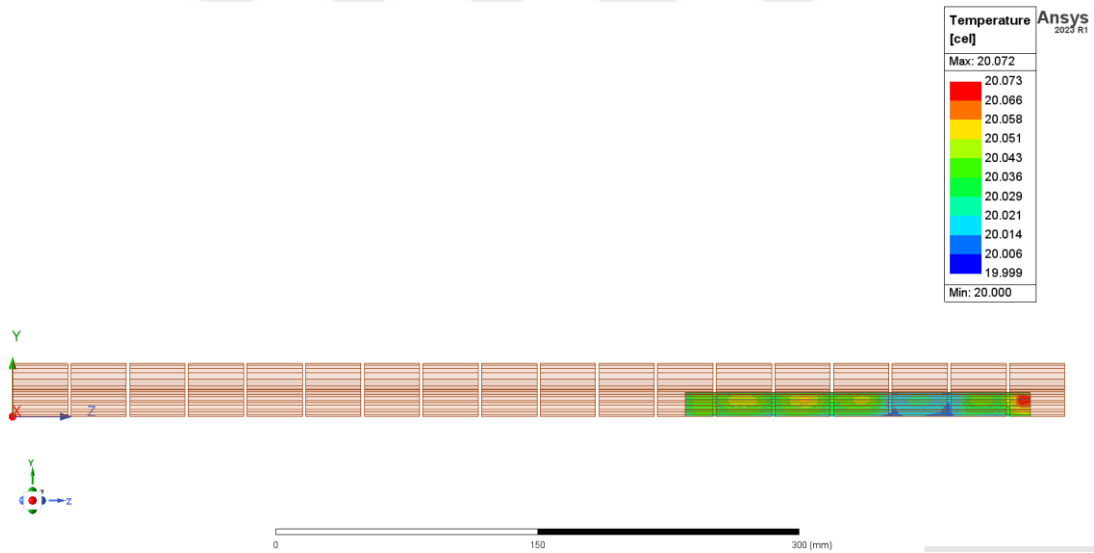


Şekil 3.31. 110 Hz 20,3 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi

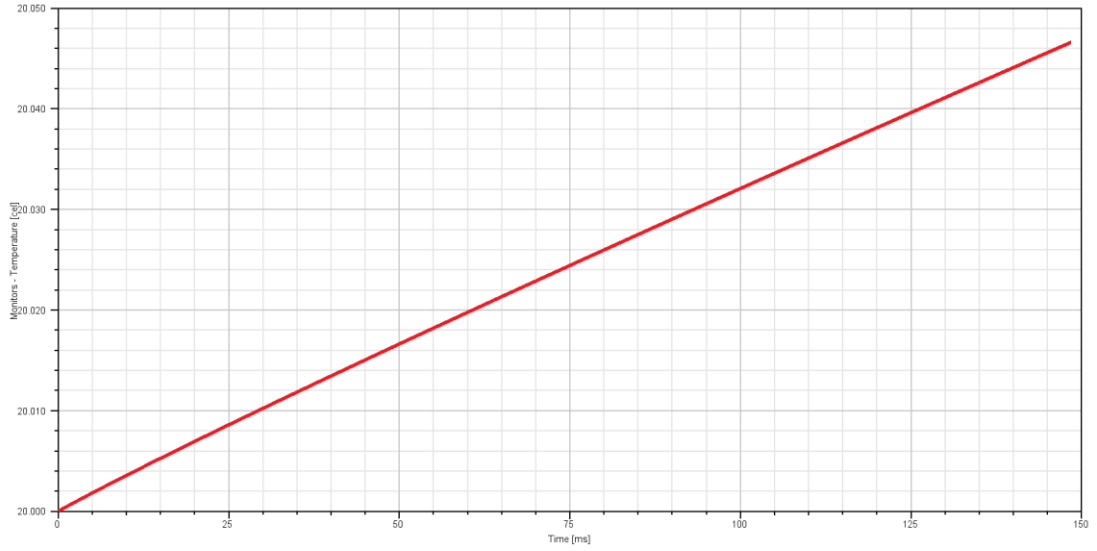


Şekil 3.32. 110 Hz 20,3 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.

Şekil 3.33’de merminin namlu sonuna ulaştığında üzerindeki 20,073 °C maksimum sıcaklık değeri görülmektedir. Merminin ortalama sıcaklık değeri Şekil 3.34’teki gibi 20,046 °C’ye ulaşmıştır.

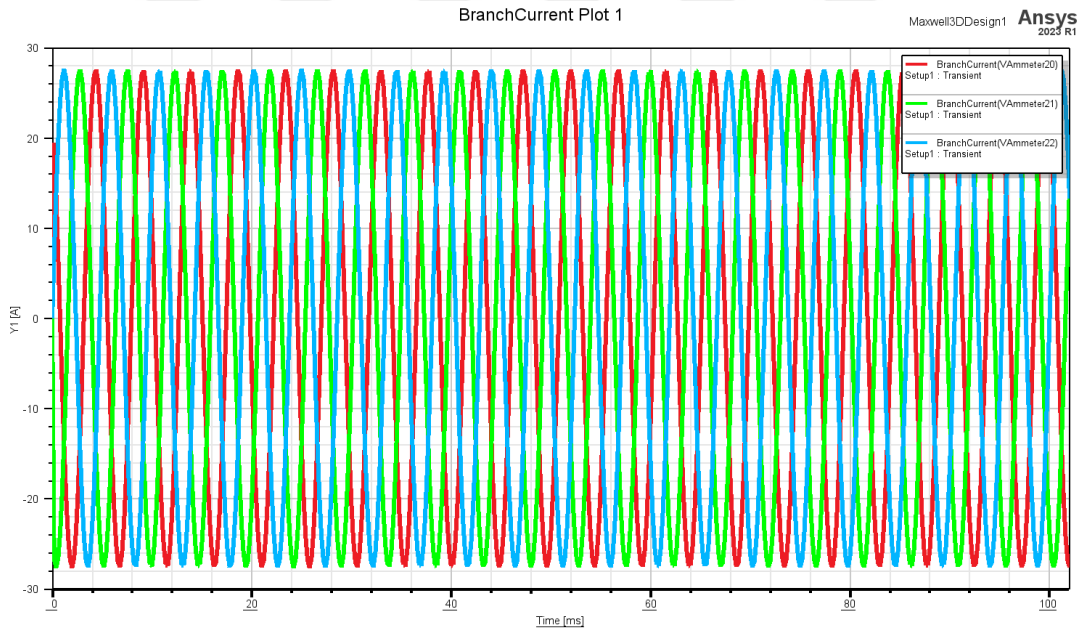


Şekil 3.33. 110 Hz 20,3 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.

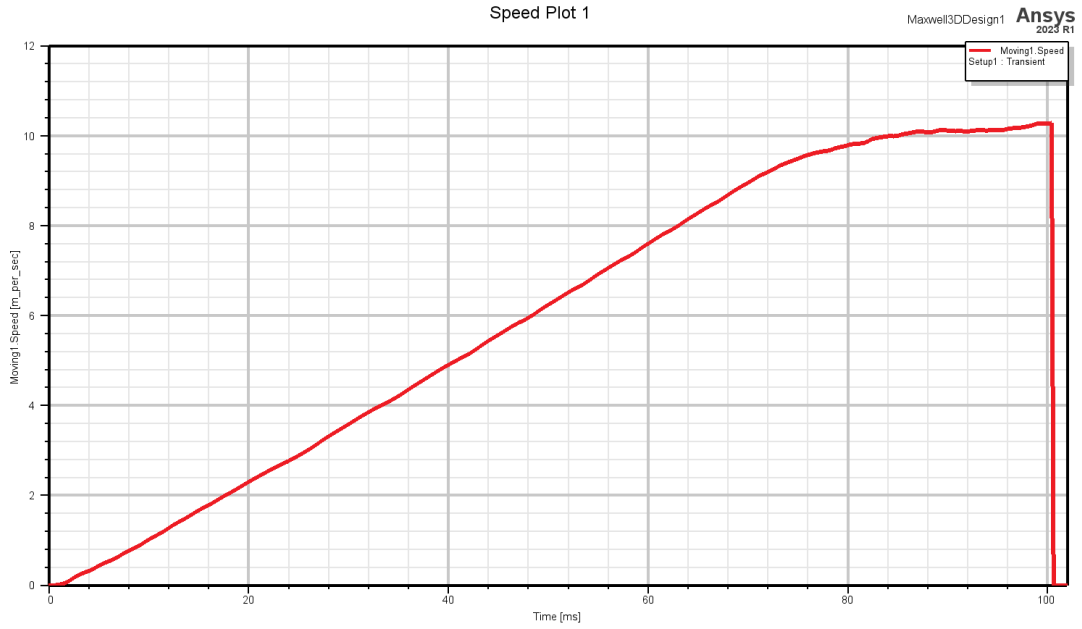


Şekil 3.34. 110 Hz 20,3 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.

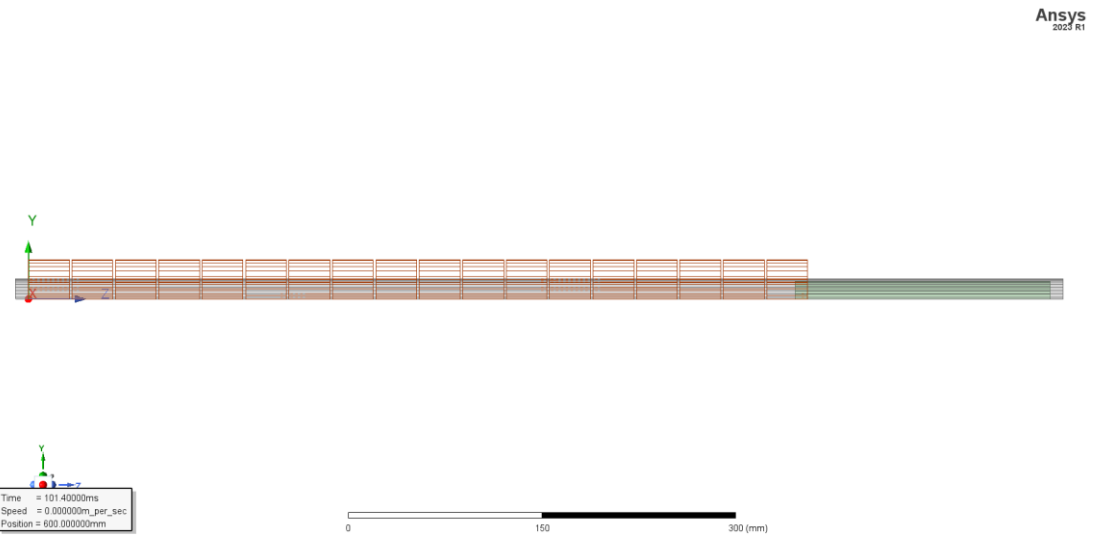
Sürücü bobinlerine 27,6 A 210 Hz akım bilgileri girilmiştir. Bobinler üzerinde gözlemlenen akım sinyalleri Şekil 3.35’de gösterilmiştir. Elde edilen 10,2728 m/s mermi hızının değişimi ve merminin namludan çıkışı Şekil 3.36 ve Şekil 3.37’de verilmiştir.



Şekil 3.35. Sürücü bobinleri üzerindeki 210 Hz 27,6 A 3-faz akım değerleri.

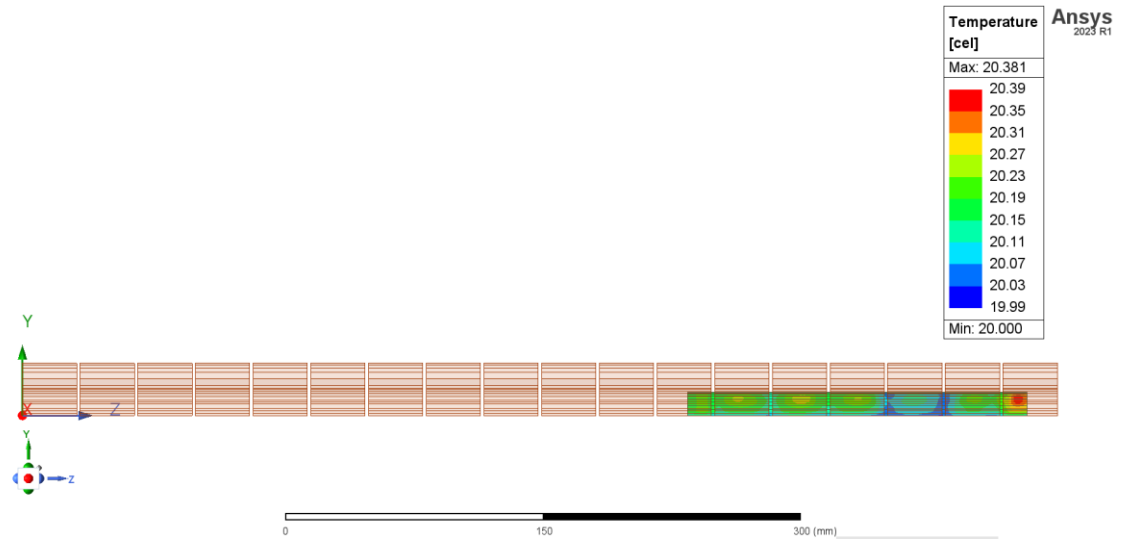


Şekil 3.36. 210 Hz 27,6 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi

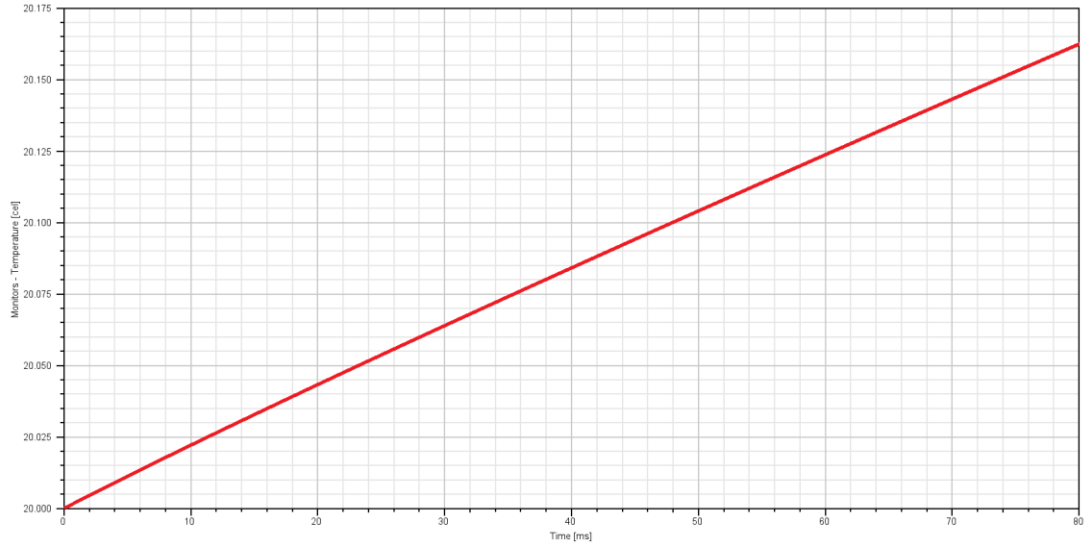


Şekil 3.37. 210 Hz 27,6 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.

Şekil 3.38’de merminin namlu sonuna ulaştığında üzerindeki 20,381°C maksimum sıcaklık değeri görülmektedir. Merminin ortalama sıcaklık değerinin değişim grafiği Şekil 3.39’da verilmiştir. Ortalama sıcaklık değerinin 20,165 °C’ye ulaştığı gözlemlenmiştir.

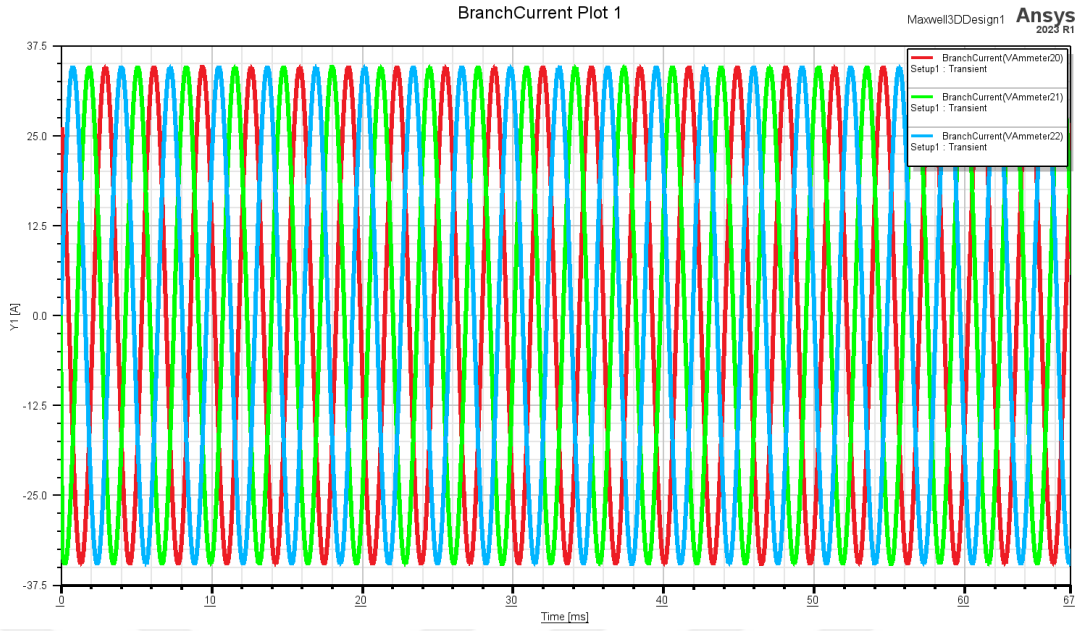


Şekil 3.38. 210 Hz 27,6 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.

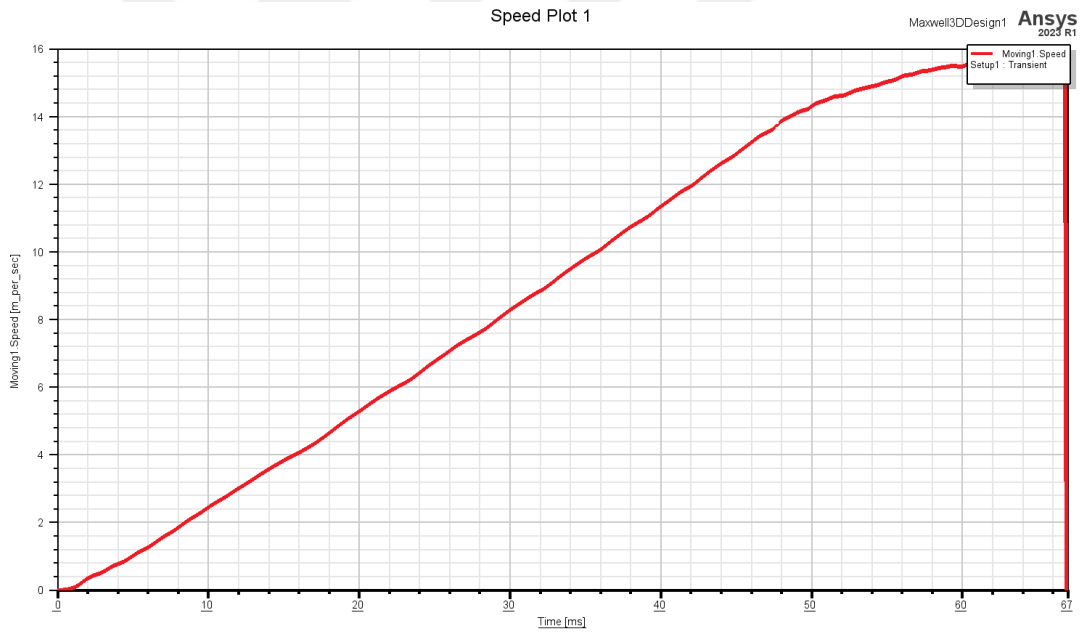


Şekil 3.39. 210 Hz 27,6 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.

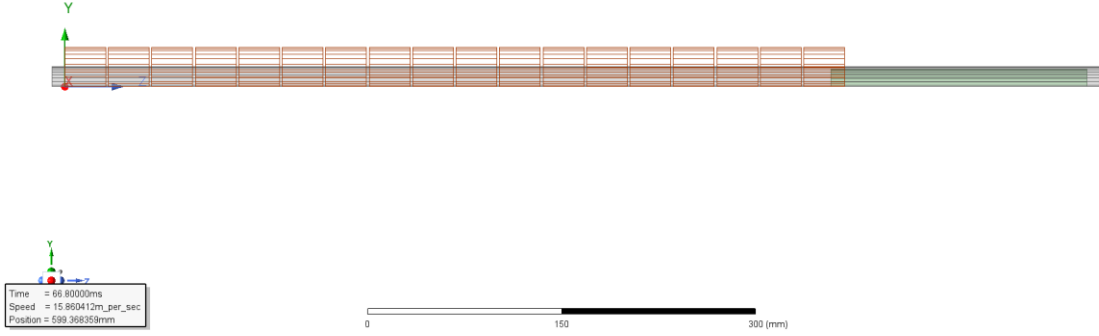
Sürücü bobinlerine 34,7 A 310 Hz akım bilgileri girilmiştir. Bobinler üzerinde gözlemlenen akım sinyalleri Şekil 3.40’da gösterilmiştir. Elde edilen 15,8604 m/s mermi hızının değişimi ve merminin namludan çıkışı Şekil 3.41 ve Şekil 3.42’de verilmiştir.



Şekil 3.40. Sürücü bobinleri üzerindeki 310 Hz 34,7 A 3-faz akım değerleri.

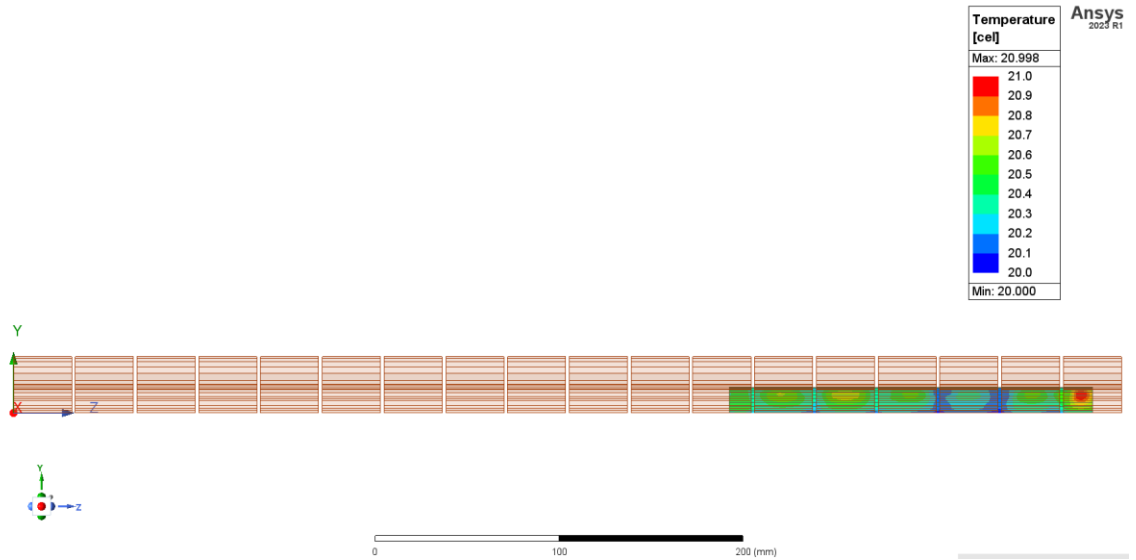


Şekil 3.41. 310 Hz 34,7 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi

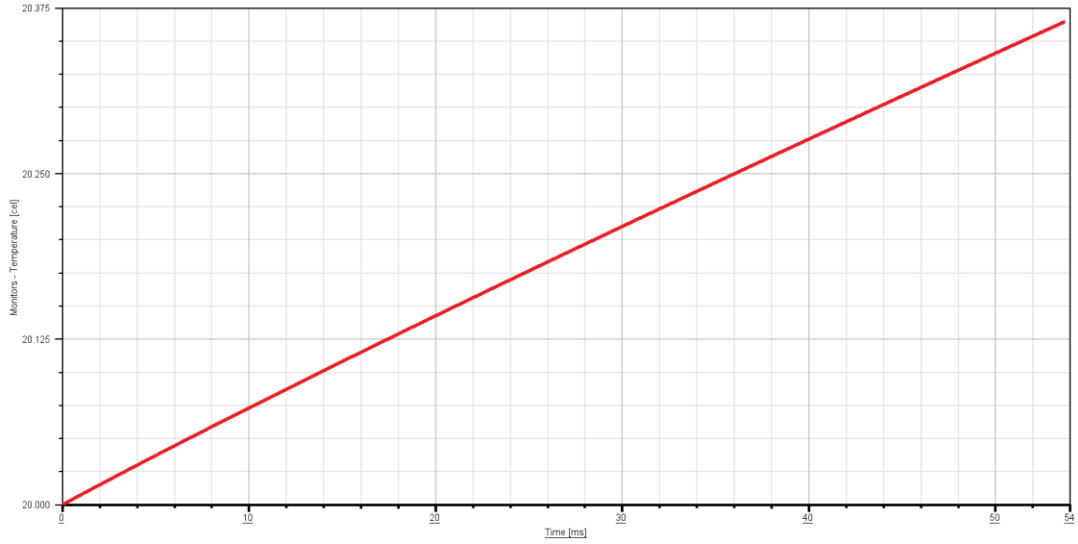


Şekil 3.42. 310 Hz 34,7 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.

Şekil 3.43’de merminin namlu sonuna ulaştığında üzerindeki 20,998 °C maksimum sıcaklık değeri görülmektedir. Merminin ortalama sıcaklık değerinin değişim grafiği Şekil 3.44’te verilmiştir. Ortalama sıcaklık değerinin 20,360 °C’ye ulaştığı gözlemlenmiştir.

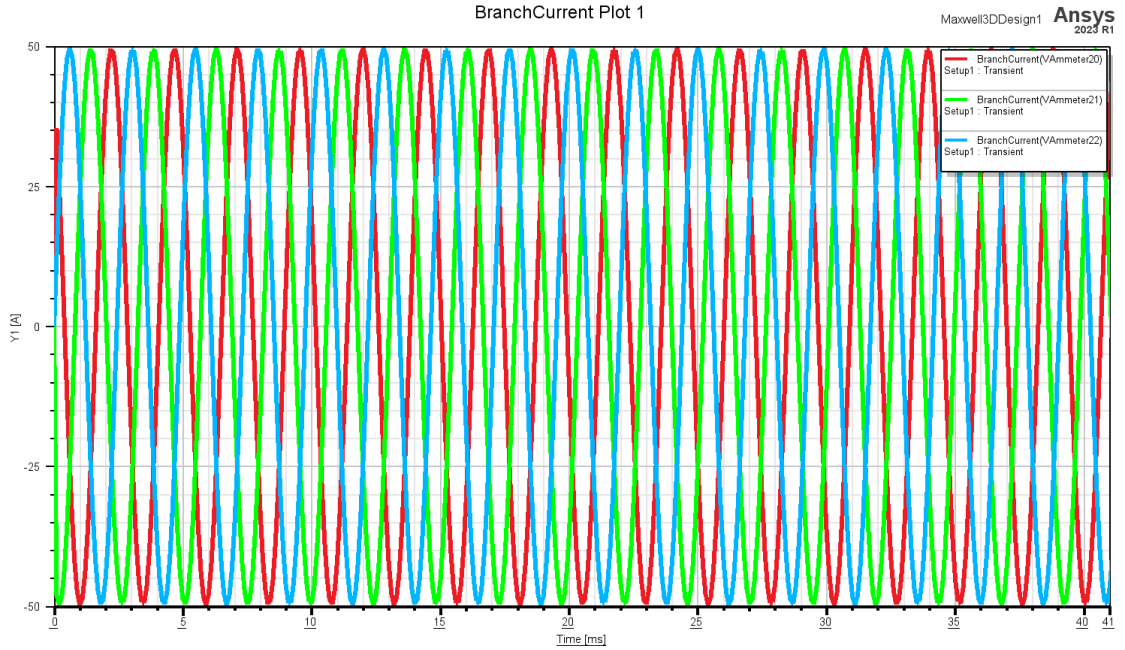


Şekil 3.43. 310 Hz 34,7 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.

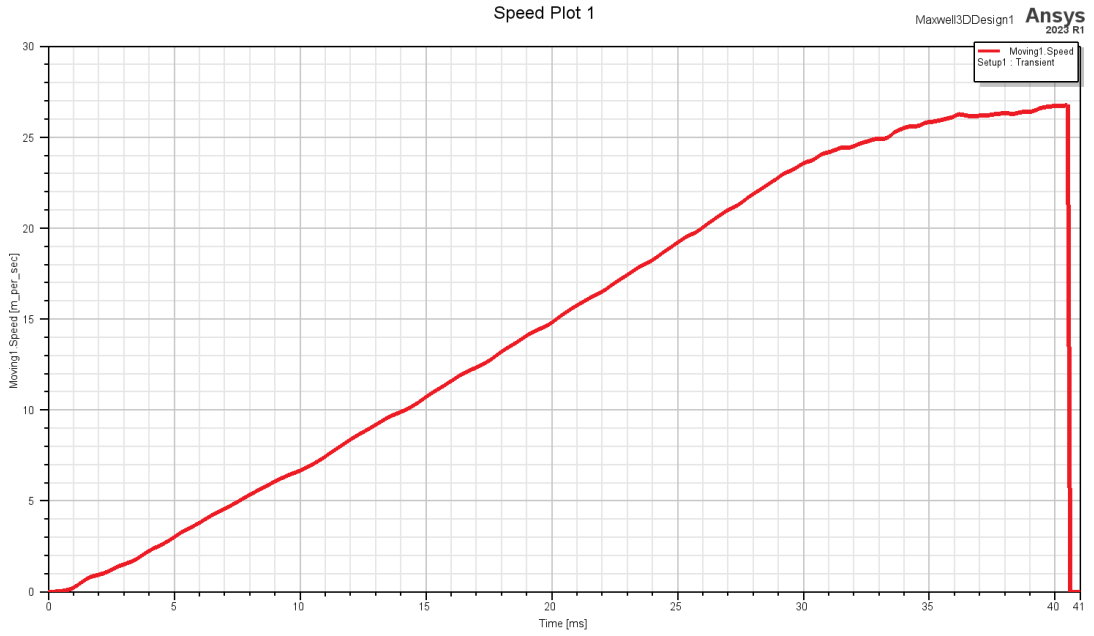


Şekil 3.44. 310 Hz 34,7 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.

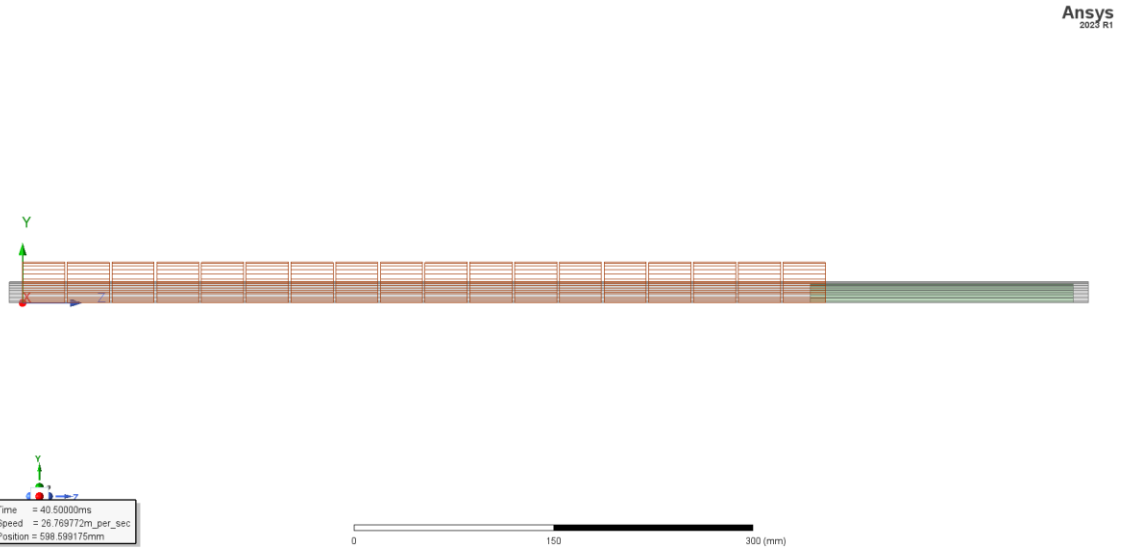
Sürücü bobinlerine 49,7 A 410 Hz akım bilgileri girilmiştir. Bobinler üzerinde gözlemlenen akım sinyalleri Şekil 3.45’de gösterilmiştir. Elde edilen 26,76 m/s mermi hızının değişimi ve merminin namludan çıkışı Şekil 3.46 ve Şekil 3.47’de verilmiştir.



Şekil 3.45. Sürücü bobinleri üzerindeki 410 Hz 49,7 A 3-faz akım değerleri.

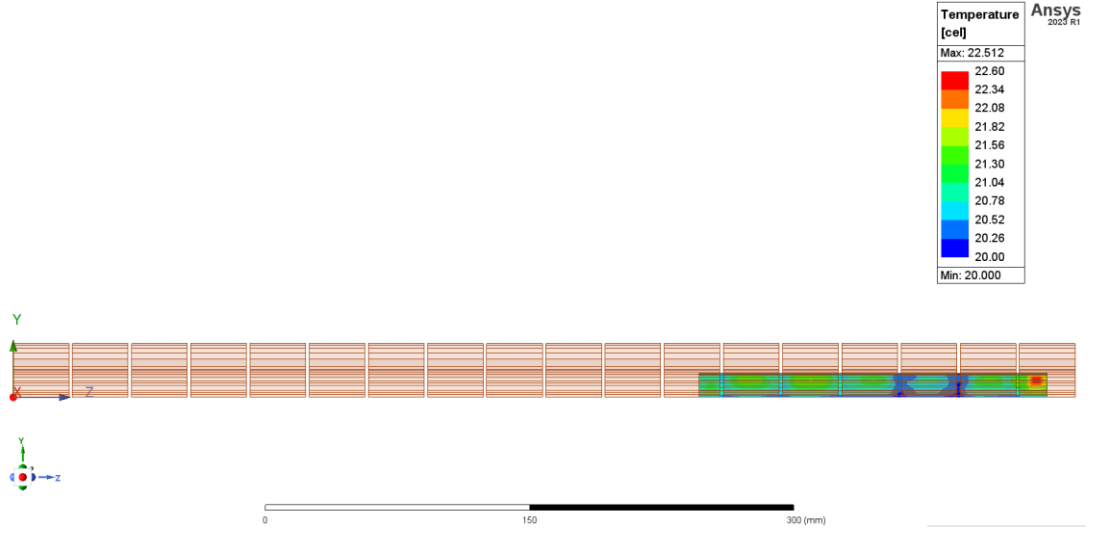


Şekil 3.46. 410 Hz 49,7 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi

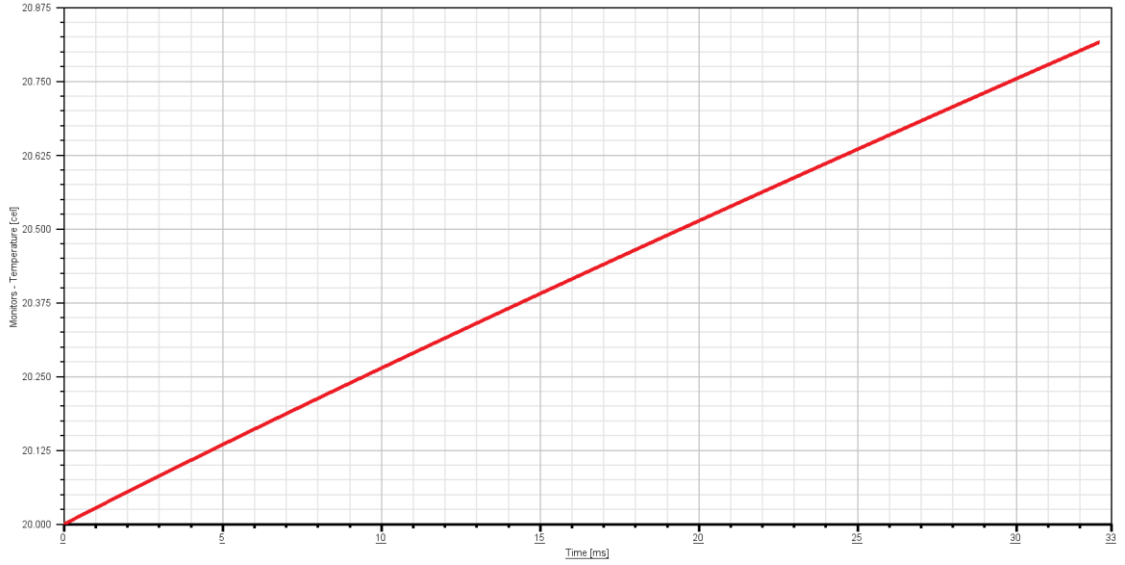


Şekil 3.47. 410 Hz 49,7 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.

Şekil 3.48’de ise merminin namlu sonuna ulaştığında üzerindeki 22,512 °C sıcaklık değeri görülmektedir. Merminin ortalama sıcaklık değerinin değişim grafiği Şekil 3.49’da verilmiştir. Ortalama sıcaklık değerinin 20,825 °C’ye ulaştığı gözlemlenmiştir.

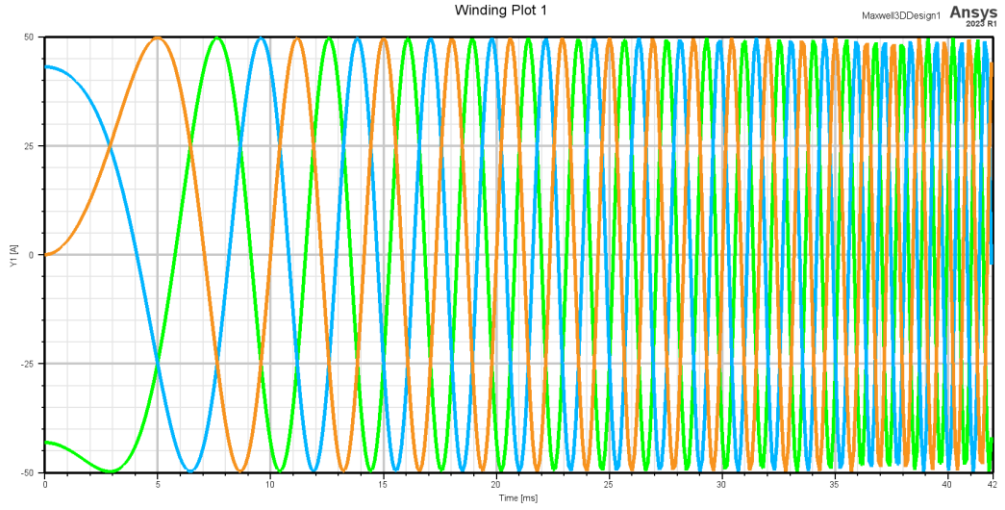


Şekil 3.48. 410 Hz 49,7 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.

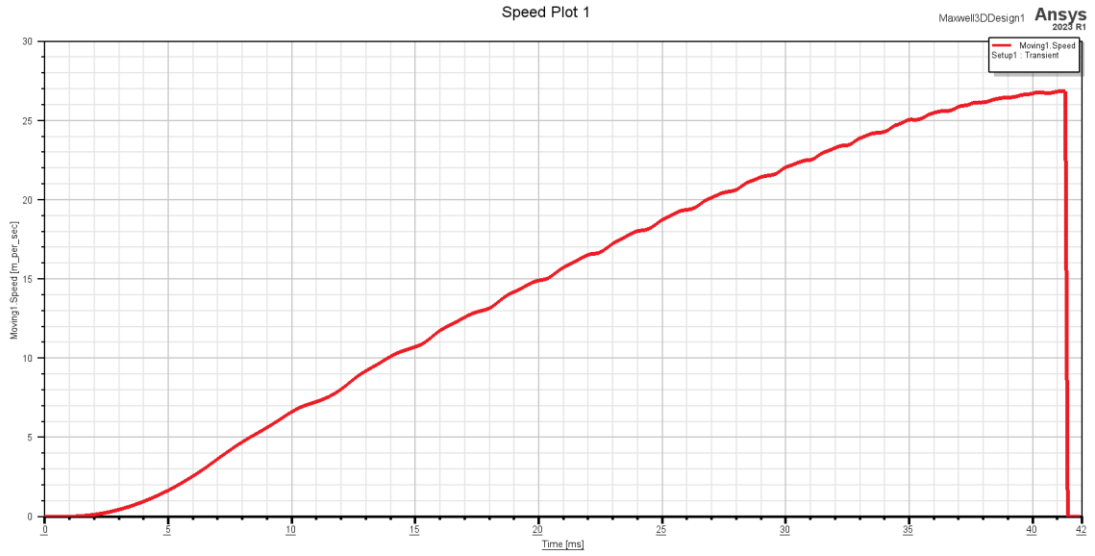


Şekil 3.49. 410 Hz 49,7 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.

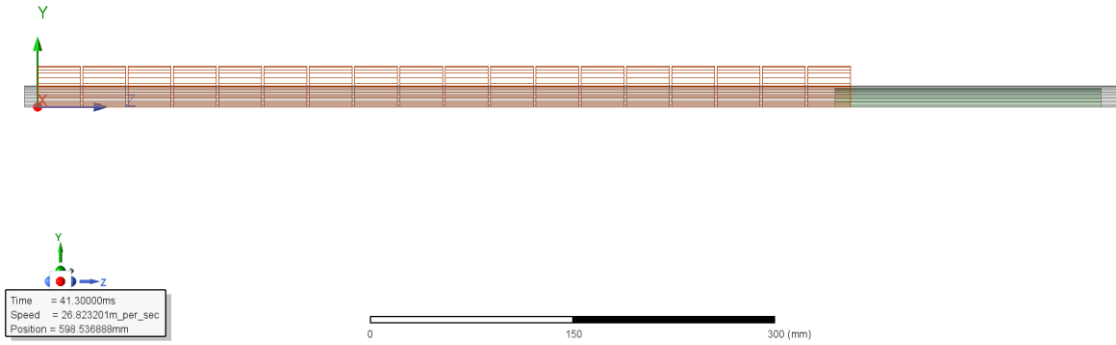
Sürücü bobinlerine 49,7 A 0'dan 410 Hz'e artan frekansakım bilgileri girilmiştir. Bobinler üzerinde gözlemlenen akım sinyalleri Şekil 3.50'de gösterilmiştir. Elde edilen 26,8232 m/s mermi hızının değişimi ve merminin namludan çıkışı Şekil 3.51 ve Şekil 3.52'de verilmiştir.



Şekil 3.50. Sürücü bobinleri üzerindeki 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A 3-faz akım değerleri.

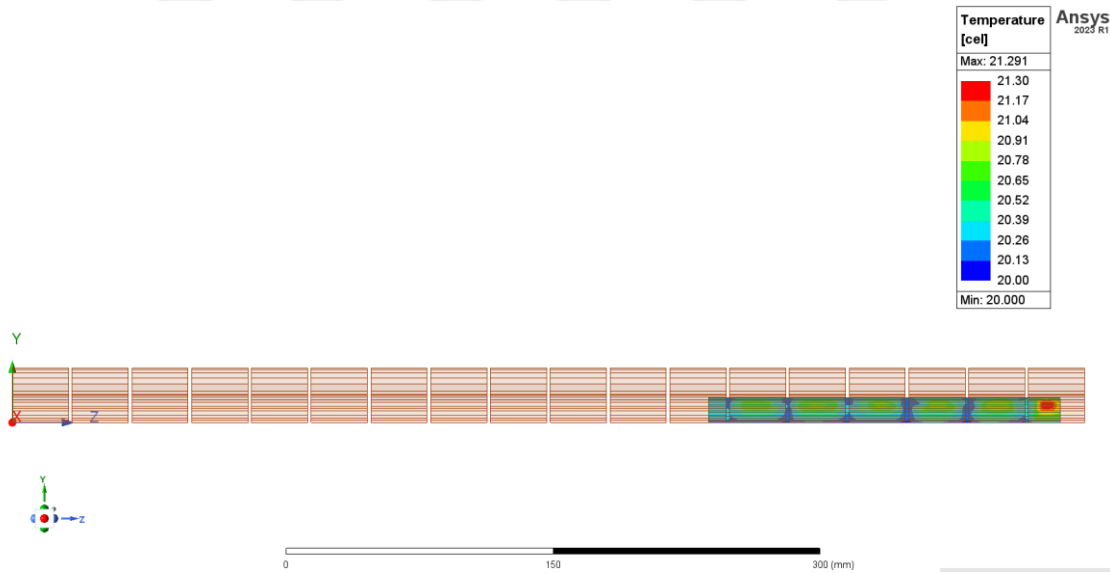


Şekil 3.51. 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A sürücü bobin akımları altındaki mermi hızının değişimi

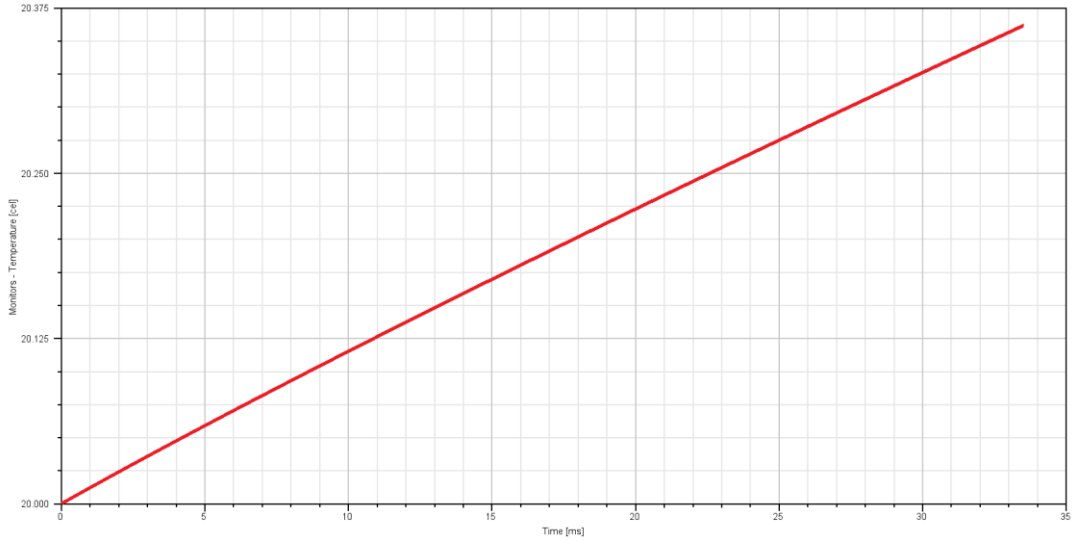


Şekil 3.52. 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A sürücü bobin akımları altındaki merminin namludan çıkışı.

Şekil 3.53'de ise merminin namlu sonuna ulaştığında üzerindeki 21,291 °C sıcaklık değeri görülmektedir. Merminin ortalama sıcaklık değerinin değişim grafiği Şekil 3.54'te verilmiştir. Ortalama sıcaklık değerinin 20,360 °C'ye ulaştığı gözlemlenmiştir.



Şekil 3.53. 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A sürücü bobin akımları altında, namlu sonuna ulaşan mermi üzerindeki sıcaklık değeri.



Şekil 3.54. 0'dan 410 Hz'e artan frekans 49,7 A sürücü bobin akımları altında, mermi üzerindeki ortalama sıcaklığın değişimi.

Çizelge 3.10'de benzetim çalışmaları sonucunda akım - frekans değerlerine karşı düşen mermi hızı, mermi üzerindeki maksimum sıcaklık ve ortalama sıcaklık değerleri verilmiştir.

Çizelge 3.10. Benzetim çalışmaları sonucunda elde edilen mermi hızı, maksimum sıcaklık ve ortalama sıcaklık değerleri.

Akım (A)	Frekans (Hz)	Mermi Hızı (m/s)	Mermi üzerindeki maksimum sıcaklık (°C)	Mermi üzerindeki ortalama sıcaklık (°C)
16	50	2,6348	20,017	20,012
20,3	110	5,2330	20,073	20,046
27,6	210	10,2728	20,381	20,165
34,7	310	15,8604	20,998	20,360
49,7	410	26,76	22,512	20,825
49,7	0-410	26,8232	21,291	20,360

Çizelge 3.10 incelenmesi sonucunda, sürücü bobinlerindeki akım ve frekans değerlerinin düşüklüğü sebebiyle, her aşamadaki sıcaklık artışlarının az olduğu tespit edilmiştir. Sabit 410 Hz değerinde elde edilen mermi hızının, artan frekans ile daha düşük sıcaklık artışları ile elde edilebildiği görülmüştür.

4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması kapsamında, lineer indüksiyonlu fırlatıcı sürücüsü olarak geleneksel 3-fazlı evirici oluşturulmuş ve zamanla artan frekansta enerjilendirme gerçekleştirilmiştir. 590 V giriş gerilimi altında mermi, sabit 290 Hz ve 0'dan 290 Hz' artan frekans ile 14,28 m/s hızda fırlatılmıştır. Sürücüde daha yüksek frekans değerlerine çıkabilmek için Cockroft - Walton tipi bir gerilim katlayıcı modele entegre edilerek 590 V giriş gerilimi 1140 V'a yükseltilmiştir. Bunun sonucunda, sabit 410 Hz ve 0'dan 410 Hz'e artan frekans ile 25 m/s hızında fırlatma gerçekleşmiştir. Fırlatma testleri sırasında elde edilen akım ve frekans parametreleri, Ansys Electronics programında kullanılarak sıcaklık analizleri yapılmıştır. 410 Hz'de mermi üzerinde; 22,512 °C maksimum sıcaklık değeri ve 20,825 °C ortalama sıcaklık değeri oluşmuştur. 0'dan 410 Hz'e artan frekans ile maksimum sıcaklık değeri 21,291 °C ve ortalama sıcaklık değeri 20,360 °C'ye düşmüştür. Artan frekans ile enerjilendirme yönteminin mermi üzerinde sıcaklık artışlarını düşürmede başarılı bir yöntem olduğu analizler ile kanıtlanmıştır.

Literatürde, artan frekanslı evirici tasarımıyla sürülen indüksiyon fırlatıcı uygulamalarına dair çalışmalar mevcuttur; ancak bu çalışmalarda sıcaklık analizlerine yönelik inceleme yapılmamıştır. Tez kapsamında öncelikle, bu literatür eksikliğinin giderilmesi amaçlanmıştır. Literatürdeki artan frekanslı motor/jeneratör setiyle enerjilendirilen çalışmalarda mermi üzerinde %7 ile %9 arasında bir sıcaklık düşüşü elde edilmiştir. Gerçekleştirilen tezde ise %5 değerinde bir sıcaklık düşüşü elde edilmiştir. Yapılan çalışmalar, literatürdeki bulguları desteklerken aynı zamanda konseptin uygulanabilirliğini doğrulayan bir niteliğe sahiptir.

Tez çalışması kapsamında geliştirilen SVPWM modülasyon ve V/f kontrol tekniği başarılı bir şekilde fırlatıcıların enerjilendirilmesinde uygulanabilir olduğu kanıtlanmıştır. Bu bağlamda, araştırmacılar farklı tip modülasyon ve kontrol teknikleri kullanarak yeni yöntemler geliştirebilirler. Ayrıca, tez çalışması boyunca savunulan zamanla artan frekansla enerjilendirmenin iyileştirilebilmesi için farklı evirici topolojilerinin kullanımı ile de yeni modeller oluşturularak daha yüksek gerilim ve frekans değerlerine ulaşılabilir. Bu şekilde mermi üzerinde daha yüksek hızlar elde edilebilir.

5. KAYNAKLAR

- [1] W. Ying, M. A. Richard, ve C. Shukang, *Physics of Electric Launch*. Beijing, China: Science Press, 2004.
- [2] E. M. Barhoumi, M. Hajji, ve B. Ben Salah, “Design of a double-stator linear switched reluctance motor for shunting railway channels”, *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, c. 22, sayı 2, ss. 302–314, 2014.
- [3] A. Köksoy, “Lineer indüksiyon fırlatıcı analizi ve tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, Elektronik Mühendisliği, Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli, Türkiye, 2010.
- [4] P. Putman, “Milestones in cannon launch to space”, *EM Launch Competitors' Guide*, 2006.
- [5] M. Dursun ve F. Koç, “Linear switched reluctance motor control with PIC18F452 microcontroller”, *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, c. 21, sayı 4, ss. 1107–1119, 2013.
- [6] W. F. Weldon, “Development of Hypervelocity Electromagnetic Launchers”, *International Journal of Impact Engineering*, c. 5, ss. 671–679, 1987.
- [7] M. S. Bayati, A. Keshtkar, ve L. Gharib, “Analyzing the near and far field using finite difference and finite element method”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, c. 41, sayı 5, ss. 1398–1402, 2013.
- [8] I. R. McNab vd., “Development of a naval railgun”, içinde *2004 12th Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, 2004, ss. 76–80.
- [9] R. W. F. and D. R. M., “Wide Bandwidth Rogowski Current Transducers Part I: The Rogowski Coil”, *European Power Electronics and Drives*, c. 3, sayı 1, ss. 51–59, 1993.
- [10] R. W. F., “Wide Bandwidth Rogowski Current Transducers: Part II: The Integrator”, *European Power Electronics and Drives*, c. 3, sayı 2, ss. 116–122, 1993.
- [11] B. R. A., “A Study of A Single-Stage Electromagnetic Launcher”, Doktora Tezi, Elektronik ve Elektrik Mühendisliği Bölümü, Loughborough Üniversitesi, Londra, Birleşik Krallık, 1997.
- [12] C. Tunceroglu, U. Hasirci, D. Maden, ve A. Balıkcı, “The experimental test results of a two-section linear induction launcher”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, c. 48, sayı 11, ss. 4041–4047, 2020.

- [13] J. D. Powell ve A. E. Zielinski, “Current and Heat Transport in the Solid-Armature Railgun”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 31, sayı 1, ss. 645–650, 1995.
- [14] A. Yamori, N. Kawashima, ve M. Kohno, “Characteristics of High Efficiency 300 kJ Railgun”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 31, sayı 1, ss. 377–381, 1995.
- [15] S. K. Ingram, “Theoretical Analysis of a Collapsing Field Accelerator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 29, sayı 1, ss. 675–679, 1993.
- [16] S. W. Kim, S. Y. Hahn, ve H. K. Jung, “An Optimal Design of Capacitor-Driven Coilgun”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 30, sayı 2, ss. 207–211, 1994.
- [17] D. A. Bresie ve J. A. Andrews, “Design of a reluctance accelerator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 27, sayı 1, ss. 623–627, 1991.
- [18] K. McKinney ve P. Mongeau, “Multiple stage pulsed induction acceleration”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 20, sayı 2, ss. 239–242, 1984.
- [19] H. min Deng, Y. Wang, F. long Lu, ve Z. ming Yan, “Optimization of reluctance accelerator efficiency by an improved discharging circuit”, *Defence Technology*, c. 16, sayı 3, ss. 662–667, 2020.
- [20] B. Jing, T. Liao, T. Jiang, L. Chen, ve X. Jia, “Optimal design and simulation of combined reluctance-induction electromagnetic launcher”, *Progress in Electromagnetics Research Symposium*, c. Kasım, ss. 1377–1381, 2017.
- [21] Ç. Tunceroğlu, U. Hasirci, E. Hüner, ve Z. Sari, “Elektromanyetik fırlatıcılar”, *İleri Teknoloji Bilimleri Dergisi*, c. 7, sayı 1, ss. 97–106, 2018.
- [22] M. D. Driga, W. F. Weldon, ve H. H. Woodson, “Electromagnetic induction launchers”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 22, sayı 6, ss. 1453–1458, 1986.
- [23] M. D. Driga ve W. F. Weldon, “Induction launcher design consideration”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 25, sayı 1, ss. 153–158, 1989.
- [24] Z. Zabar, Y. Naot, L. Birenbaum, E. Levi, ve P. N. Joshi, “Design and Power Conditioning for the Coil-Gun”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 25, sayı 1, ss. 627–631, 1989.
- [25] Z. Zabar, X. N. Lu, L. Birenbaum, E. Levi, ve J. L. He, “A 500 Rn/s Linear Induction Launcher”, *Eighth IEEE International Conference on Pulsed Power*, c. 8, ss. 58–62, 2005.
- [26] X. N. Lu, Z. Zabar, E. Levi, ve L. Birenbaum, “Transition Between two Sections in a Linear Induction Launcher (LIL)”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 31, sayı 1, ss. 493–498, 1995.
- [27] A. Balikci, Z. Zabar, D. Czarkowski, E. Levi, ve L. Birenbaum, “Flywheel motor/generator set as an energy source for coil launchers”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 37, sayı 1 I, ss. 280–283, 2001.

- [28] U. Hasirci ve A. Balikci, “Design, implementation and test of a coilgun-type electromagnetic launcher prototype”, *RAST 2009 - Proceedings of 4th International Conference on Recent Advances Space Technologies*, ss. 237–240, 2009.
- [29] U. Hasirci ve A. Balikci, “Design, fabrication and test of a 250 m/s generator-driven coil launcher”, içinde *RAST 2013 - Proceedings of 6th International Conference on Recent Advances in Space Technologies*, 2013, ss. 815–820.
- [30] E. Levi, Z. Zabar, ve L. Birenbaum, “Concerning the Design of Capacitively Driven Induction Coil Guns”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, c. 17, sayı 3, ss. 429–438, 1989.
- [31] D. G. Elliott, “Traveling-wave induction launchers”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 25, sayı 1, ss. 159–163, 1989.
- [32] J. L. He, E. Levi, Z. Zabar, L. Birenbaum, ve Y. Naot, “Analysis of induction-type coilgun performance based on cylindrical current sheet model”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 27, sayı 1, ss. 579–584, 1991.
- [33] A. Balikci, Z. Zabar, L. Birenbaum, ve D. Czarkowski, “On the design of coilguns for super-velocity launchers”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 43, sayı 1, ss. 107–110, 2007.
- [34] A. Balikci, Z. Zabar, ve L. Birenbaum, “Improved energy utilization of linear induction launchers by considering each section as an individual sub-launcher”, *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 45, sayı 1, ss. 241–243, 2009.
- [35] K. Liu, Z. Xiao, X. Niu, ve Y. Zhang, “Research of Varying Frequency Driving Scheme for Asynchronous Induction Coil Launcher”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, c. 45, sayı 7, ss. 1567–1573, 2017.
- [36] F. Gulpinar ve A. Balikci, “Design and Implementation of a Novel Power Conditioner for Linear Induction Launchers”, *2nd International Conference on Electrical, Communication and Computer Engineering*, ss. 1–4, 2020.
- [37] I. Cos, O. Kalender, Y. Ege, ve S. Nazlibilek, “Optimization of parameters acting on a projectile velocity within a four stage induction coil-gun”, *Measurement*, c. 43, sayı 1, ss. 1656–1660, 2010.
- [38] X. Li, K. Tian, Y. Zhou, Y. Li, ve C. Zhang, “Influence on launching velocity by the figure and material characteristic of projectiles”, *14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, c. 1, sayı 1, ss. 1–4, 2008.
- [39] İ. Fidan, “LCL filtreli üç fazlı eviricinin tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği, Düzce Üniversitesi, Düzce, Türkiye, 2020.
- [40] A. Kocalmiş ve S. Sünter, “Simulation of a space vector PWM controller for a three-level voltage-fed Inverter motor drive”, *IECON Proceedings (Industrial*

Electronics Conference), ss. 1915–1920, 2006.

- [41] M. Deniz, “Single-Phase Asymmetric Hybrid Multi-Level Inverter”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Gaziantep Üniversitesi, Gaziantep, Türkiye, 2018.
- [42] F. Z. Peng, “Z-source inverter”, *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting*, c. 2, sayı 1, ss. 775–781, 2002.
- [43] D. W. Hart, *Introduction to Power Electronics*. New Jersey, ABD: Prentice Hall, 1996.
- [44] M. Dursun ve M. K. Döşoğlu, “Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici için SDGM, ÜHDGM ve HDGM tekniklerinin MATLAB/SİMULİNK ile karşılaştırmalı analizi”, *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi*, c. 6, sayı 4, ss. 983–999, 2018.
- [45] Q. Kabashi vd., “Low Order Harmonic Analysis of 3-Phase SPWM and SV-PWM Inverter Systems Driving an Unbalanced 3-Phase Induction Motor Load”, *International Review on Modelling and Simulations*, c. 11, sayı 3, ss. 134–142, 2018.
- [46] H. Bodur, *Güç Elektroniği*. İstanbul, Türkiye: Birsem Basım Yayın, 2010.
- [47] A. Diker, “Yumuşak Anahtarlama Tam Köprü Güç Kaynağı Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik ve Bilgisayar Eğitimi, Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye, 2012.
- [48] J. Tang, L. Diao, K. Dong, Z. Liu, ve S. Huang, “Multi-mode pulse width modulation strategy based on traction inverter harmonic optimization”, *Lecture Notes in Electrical Engineering*, c. 377, ss. 219–229, 2016.
- [49] H. İ. Yüksek, “Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi ile üç faz üç seviyeli doğrultucunun MATLAB/Simulink ortamında modellenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Sakarya Üniversitesi, Sakarya, Türkiye, 2019.
- [50] H. Hu, W. Yao, ve Z. Lu, “Design and implementation of three-level space vector PWM IP core for FPGAs”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, c. 22, sayı 6, ss. 2234–2244, 2007.
- [51] S. Vasudevamurthy, “Simulation And Comparison Of Space Vector Pulse Width Modulation For Three Phase Voltage Source Inverter”, *International Journal of Engineering Research & Technology*, c. 2, sayı 5, ss. 1691–1698, 2013.
- [52] K. Ghosh Goswami ve A. Ghosh, “A Comparison on Various PWM Techniques and Performance of Three Phase Induction Motor Based on Those Techniques”, *International Journal of Scientific Engineering and Technology Research*, c. 6, sayı 19, ss. 3752–3759, 2017.

- [53] K. V. Kumar, A. Michael, J. P. John, ve S. Suresh Kumar, “Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter”, *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, c. 5, sayı 7, ss. 62–74, 2010.
- [54] Ş. Demirbaş ve S. Bayhan, “Yenilenebilir enerji kaynakları için DSP tabanlı üç fazlı şebeke etkileşimli evirici”, *Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimler Dergisi*, c. 23, sayı 1, ss. 21–33, 2011.
- [55] A. Eskin, “Alternatif enerji sistemlerinde kullanılan çok seviyeli eviricilerin incelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik Makineleri ve Güç Elektronikliği, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2012.
- [56] M. Karabacak, “Üç fazlı asenkron motorun mikrodeneleyici tabanlı açık çevrim skaler hız denetimi”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik Eğitimi, Düzce Üniversitesi, Düzce, Türkiye, 2008.
- [57] E. İşen ve F. Bakan, “Üç fazlı şebekeye bağlı inverterlerin uzay vektör modülasyonu ile kontrolü”, *4. Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu*, ss. 32–36, 2011.
- [58] H. Çelik, “Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile üç fazlı asenkron motorun hız kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye, 2004.
- [59] T. Erfidan, “Asenkron makinenin mikrodeneleyici destekli yapay sinir ağı kullanarak hız algılamasız uzay vektör ayarı ile denetimi”, Doktora Tezi, Elektrik Mühendisliği, Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli, Türkiye, 2003.
- [60] F. Sevilmiş, “Rüzgar Enerji Sistemlerinin Şebekeye Senkronize Edilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Selçuk Üniversitesi, Konya, Türkiye, 2016.
- [61] E. K. Yaylacı, “Asenkron motorlarda kayan kip yöntemi ile hız kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Sakarya Üniversitesi, Sakarya, Türkiye, 2011.
- [62] M. A. Özçelik ve A. Aycan, “Bilezikli asenkron motorda kaymanın rotor gerilimi ve rotor frekansında etkisinin incelenmesi”, *Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, c. 20, sayı 4, ss. 134–143, 2017.
- [63] O. Temel, “Asenkron motorların sayısal işaret işlemci kullanarak hız kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, İnönü Üniversitesi, Malatya, Türkiye, 2011.
- [64] B. Dandil ve M. Gökbulut, “Asenkron motorların sinirsel-bulanık denetleyici ile uyarlamalı denetimi”, *Politeknik Dergisi*, c. 8, sayı 2, ss. 131–137, 2005.
- [65] H. İmat, “Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için geliştirilmiş methodun DSP ile karşılaştırılması”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Selçuk Üniversitesi, Konya, Türkiye, 2011.

- [66] M. A. Usta, “Doğrusal hareketli asenkron motor hız kontrolünün bulanık mantık tabanlı skalar kontrol yöntemi ile gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon, Türkiye, 2013.
- [67] Z. B. Duranay, H. Guldemir, ve S. Tuncer, “Implementation of a V/f controlled variable speed induction motor drive”, *International Journal of Engineering Technology*, c. 8, sayı 1, ss. 35–49, 2020.
- [68] V. S. Narayana ve J. N. Chandrasekhar, “Comparison analysis of Zeta PFC converter to improve powerquality improvement by PI controller, hysteresis controller and fuzzy logic controller for speed control of induction motor”, *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, c. 12, sayı 1, ss. 11–18, 2017.
- [69] M. U. Cuma, “Özel güç cihaz kontrolcülerinin sayısal sinyal işlemci kullanılarak uygulanması”, Doktora Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Çukurova Üniversitesi, Adana, Türkiye, 2010.
- [70] Y. Yazıcı, “Fırçasız doğru akım motorunun sayısal sinyal işlemci (DSP) ile kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2008.
- [71] P. Palacký, P. Hudeček, D. Slivka, M. Sobek, ve V. Sládeček, “Online diagnostic and control unit of vehicle induction motor based on TMS320F28335 DSP”, *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, ss. 69–71, 2010.
- [72] I. Mhadhbi, N. Lıtayem, S. Ben Othmen, ve S. Ben Saoud, “DSC performance evaluation and exploration case of TMS320F28335”, *International Conference on Control, Engineering and Information Technology*, c. 2, ss. 124–129, 2013.
- [73] J. Saavedra, J. Firacaitve, ve C. Trujillo, “Development board based on the TMS320F28335 DSP for applications of power electronics”, *TECCIENCIA*, c. 7, sayı 18, ss. 36–44, 2015.
- [74] S. Krebs, S. Schmidt, S. Matthiesen, ve S. Hohmann, “A cooperative and competitive workshop in mechatronics engineering”, *International Journal of Engineering Pedagogy*, c. 4, sayı 1, ss. 13–17, 2014.
- [75] F. Başkurt, “Şebeke bağlantılı bir rüzgar enerji sisteminin incelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik Mühendisliği, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2012.
- [76] F. Keleş, “Mikrodenetleyici kontrollü redresör tasarım ve gerçeklemesi”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Dumlupınar Üniversitesi, Kütahya, Türkiye, 2006.
- [77] N. Mohan, T. M. Undeland, ve W. P. Robbins, *Power Electronics*. New York, ABD: Wiley, 2002.

- [78] V. V. Aban, “Düşük sığalı DC bara kondansatörlü diyotlu doğrultucu girişli AC motor sürücülerinin tasarımı, denetimi, başarımları ve geleneksel sürücülerle karşılaştırılması”, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2012.
- [79] S. Z. Mohammad Noor, A. M. Bin Omar, M. A. Mohd Radzi, ve A. H. Faranadia, “Design of closed-loop algorithm of single-stage grid inverter using Digital Signal Processor (DSP) TMS320F28335 processors evaluation board”, *Conference on Sustainable Utilization and Development in Engineering and Technologies*, ss. 291–294, 2019.
- [80] L. Cheng, Q. and Yuan, “Vector control of an induction motor based on a DSP”, Yüksek Lisans Tezi, Enerji ve Çevre Bölümü, Chalmers Teknoloji Üniversitesi, Göteborg, Sweden, 2011.
- [81] D. A. Morales, “Motor controller simulation and embedded implementation for a blood pump”, Yüksek Lisans Tezi, Queensland Teknoloji Üniversitesi, Queensland, Avustralya, 2014.
- [82] J. D. Cockroft ve E. T. S. Walton, “Experiments with high velocity positive ions. II. the disintegration of elements by high velocity protons”, *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, c. 137, sayı 833, ss. 229–242, 1932.
- [83] W. L. Araujo ve T. P. R. Campos, “Design of a high DC voltage generator and D-T fusor based on particle accelerator”, *International Nuclear Atlantic Conference - INAC 2011*, c. 42, sayı 48, ss. 36–42, 2011.
- [84] U. Öndin, “Yüksek frekanslı yüksek gerilim DA/DA konverter tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, Elektronik Mühendisliği, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Gebze, Türkiye, 2009.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Çağdaş TUNCEROĞLU

Yabancı Dili : İngilizce

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Doktora	Elektrik Elektronik Müh.	Düzce Üniversitesi	2024
Y. Lisans	Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Müh.	Düzce Üniversitesi	2018
Lisans	Elektrik Elektronik Müh.	Pamukkale Üniversitesi	2015
Lise		Nevzat Karalp Anadolu Lisesi	2010

YAYINLAR

Tezden Çıkarılan Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitaplarında basılan bildiri

U. Hasırcı, Ç. Tunceroğlu, “A simple hardware and software combination for producing switching signals of a three-phase inverter,” *Balkan 7th International Conference on Applied Sciences*, c. 7, ss. 188-198, 2023.

Tezden Çıkarılan Uluslararası hakemli dergilerde yayımlanan makale

Ç. Tunceroğlu, U. Hasırcı, D. Maden and A. Balıkçı, "The Experimental Test Results of a Two-Section Linear Induction Launcher," *IEEE Transactions on Plasma Science*, c. 48, sayı 11, ss. 4041-4047, 2020.