

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**BATARYA BESLEMELİ ÜÇ-FAZLI İKİ-SEVİYELİ DC/AC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE
FARKLI MODÜLASYON METOTLARI VE ÇALIŞMA DURUMLARI İÇİN
BATARYA AKIMININ İNCELENMESİ**

ONUR SATILMIŞ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI ve GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
DOÇ. DR. ERKAN MEŞE**

İSTANBUL, 2013

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

BATARYA BESLEMELİ ÜÇ-FAZLI İKİ-SEVİYELİ DC/AC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE
FARKLI MODÜLASYON METOTLARI VE ÇALIŞMA DURUMLARI İÇİN
BATARYA AKIMININ İNCELENMESİ

Onur SATILMIŞ tarafından hazırlanan tez çalışması 11.09.2013 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Erkan MEŞE
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Erkan MEŞE
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. A. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Ahu Ece HARTAVİ KARCI
Yeni Yüzyıl Üniversitesi

Bu alışma, Avrupa Biriliği 7. ereve Programı Kapsamında Marie Curie Uluslararası Yeniden Entegrasyon Hibeleri tarafından PIRG05-GA-2009-248493 irtibat numarası altında kısmen desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Elektrikli ve hibrit elektrikli araçlarla alakalı yapılan çalışmalar içerisinde, bataryalarla alakalı olan çalışmalar oldukça önemli bir yer tutmaktadır. Bu araçların gelişiminin büyük ölçüde batarya teknolojilerine bağlı olduğu düşünülmektedir. Bunlara ek olarak, bataryaların araç maliyetindeki yeri de azımsanmayacak derecededir. Ancak bir enerji depolama sistemi olan bataryaların ömürleri, sıcaklık artışından olumsuz şekilde etkilenmektedir. Bu nedenle daha uzun bir batarya ömrü için bataryaların termal yönetimleri önemlidir ve bataryada sıcaklık artışına neden olan dalgalı akım gibi unsurların minimize edilmesi gerekir. Bu akımların incelenmesi ve değerlendirilmesi uygun devre modelleri kullanılarak simülasyon yöntemleriyle gerçekleştirilebilir.

Engin bilgi birikimi ve deneyimiyle, gerek bu tezin hazırlanmasına, gerekse de kişisel gelişimime yaptığı değerli katkılarından ve rehberliğinden dolayı tez danışmanım, Doç Dr. Erkan MEŞE'ye,

Yaptıkları önemli çalışmalarla kavramları daha anlaşılabilir hale getirerek anlama sürecimin hızlanmasını sağlayan, başta Doç. Dr. Ahmet M. HAVA'ya ve tez öğrencileri Emre ÜN, Nebi Onur ÇETİN ve Ufuk AYHAN'a,

Vermiş olduğu lisansüstü derslerindeki akıcı ve derinlemesine anlatış tarzıyla sağladığı önemli teknik katkılardan dolayı Prof. Dr. Hacı BODUR'a,

Maddi ve manevi her türlü desteğini benden esirgemeyen annem, Gülcihan SATILMIŞ, babam, Halis SATILMIŞ, kardeşim, Özgür SATILMIŞ ve eşi, Elvira SATILMIŞ'a,

Daima yanımda olan ve bana destek olan arkadaşlarım, Musa KAYA, Sevil AKAR ve Turgay EMİR'e,

en içten teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Eylül, 2013

Onur SATILMIŞ

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	x
ŞEKİL LİSTESİ.....	xii
ÇİZELGE LİSTESİ	xiv
ÖZET.....	xv
ABSTRACT	xvii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	1
1.3 Hipotez	2
BÖLÜM 2	
ELEKTRİKLİ VE HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLAR.....	3
2.1 Giriş	3
BÖLÜM 3	
İNVERTERLER VE TAŞIYICI BAZLI DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON METOTLARI	9
3.1 Giriş	9
3.2 Üç Fazlı İki-Seviyeli GKİ.....	12
3.3 Üç Fazlı İki-Seviyeli GKİ İçin DGM Metotları	13
3.3.1 Farklı TB-DGM Metotlarının Ortaya Çıkması	17
3.3.2 DGM Metotlarına İlişkin Bazı Temel Kavramlar	19
3.3.3 TB-DGM Metotları	21
3.3.3.1 Sinüsoidal PWM (SPWM).....	22
3.3.3.2 Üçüncü Harmonik Enjeksiyonlu PWM (THIPWM).....	22
3.3.3.3 Uzay Vektör (Space Vector) PWM (SVPWM).....	23

3.3.3.4	Sürekli (Discontinuous) PWM (DPWM) Metotları	24
3.3.3.5	Azaltılmış Ortak Mod Gerilimli PWM (RCMV-PWM) Metotları ...	27
3.3.3.6	Senkron Vektör Kontrolör (Synchronous Vector Controller) (PI)	30
BÖLÜM 4		
İNVERTER DC BARA AKIMININ ANALİZİ		32
4.1	Giriş	32
4.2	DC Bara Akımının Ortalama ve RMS Değeri.....	34
4.3	DC Bara Akımının Harmonik Analizi	37
BÖLÜM 5		
DC BARA KONDANSATÖRLERİ VE YÜKSEK FREKANS KONDANSATÖR MODELİ		40
5.1	Giriş	40
5.2	Kondansatörün Yüksek Frekans Eşdeğer Devresi	43
5.3	DC Bara Kondansatörünün Boyutlandırılması	44
BÖLÜM 6		
BATARYALAR VE YÜKSEK FREKANS BATARYA MODELİ		46
6.1	Giriş	46
6.2	Bataryalara Ait Bazı Önemli Tanımlamalar	47
6.3	Batarya Teknolojileri	49
6.3.1	Kurşun-Asit Batarya	50
6.3.2	Nikel-Metal Hidrit (Ni-MH) Batarya.....	50
6.3.3	Lityum-İyon (Li-ion) Batarya	50
6.4	Bataryanın Yüksek Frekans Eşdeğer Devresi	51
BÖLÜM 7		
BATARYA AKIMININ İNCELENMESİ		53
7.1	Giriş	53
7.2	R-L Yüğü İçin Batarya Akımının İncelenmesi ve Karşılaştırılması	53
7.3	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Yüğü Olarak Kullanılması Durumunda Batarya Akımının İncelenmesi ve Karşılaştırılması	69
BÖLÜM 8		
SONUÇ VE ÖNERİLER		84
KAYNAKLAR.....		86
ÖZGEÇMİŞ.....		91

SİMGE LİSTESİ

I_{BD}	Batarya akımı distorsiyon oranı
V_{dc}	DC bara gerilimi [volt]
V^*	Referans modülasyon dalgası
T_a	Bir taşıyıcı dalga periyodu [saniye]
$V_{üç}$	Üçgen taşıyıcı dalga
w_e	Açısal hız [radyan/saniye]
t	Süre [saniye]
V_a^*	A fazı referans modülasyon dalgası
V_b^*	B fazı referans modülasyon dalgası
V_c^*	C fazı referans modülasyon dalgası
V_k	k'inci uzay vektör bileşeni (k=0,1,2,3,4,5,6,7)
t_k	k'inci uzay vektör bileşeninin kullanım süresi [saniye] (k=0,1,2,3,4,5,6,7)
a	$e^{j(2\pi/3)}$
V_{1m}	Faz gerilimi maksimum değeri [volt]
R	Sektör numarası (R=1,2,3,4,5,6)
S_1, S_3, S_5	İnverter üst sıra anahtarları
S_4, S_6, S_2	İnverter alt sıra anahtarları
V_a	A fazı gerilimi [volt]
V_b	B fazı gerilimi [volt]
V_c	C fazı gerilimi [volt]
Y_1	A fazı admitansı [mho]
Y_2	B fazı admitansı [mho]
Y_3	C fazı admitansı [mho]
V_N	Nötr noktası gerilimi [volt]
M_i	Modülasyon indeksi
$V_{1m-6-basamak}$	Kare dalga çalışmadaki temel frekanslı gerilimin maksimum değeri [volt]
mf	Frekans modülasyon oranı
V_a^{**}	A fazı için elde edilen referans modülasyon dalgası
V_b^{**}	B fazı için elde edilen referans modülasyon dalgası
V_c^{**}	C fazı için elde edilen referans modülasyon dalgası
t_R	R'inci aktif inverter durumunun süresi [saniye] (R=1,2,3,4,5,6)

t_{R+1}	(R+1)'inci aktif inverter durumunun süresi [saniye] (R=1,2,3,4,5,6)
t_0, t_7	Sırasıyla 0. ve 7. inverter durumunun süresi [saniye]
V_{cm}	Ortak mod gerilimi [volt]
V_{a0}	DC bara orta noktasına göre a fazı gerilimi [volt]
V_{b0}	DC bara orta noktasına göre b fazı gerilimi [volt]
V_{c0}	DC bara orta noktasına göre c fazı gerilimi [volt]
i_a	A fazı akımı [amper]
i_b	B fazı akımı [amper]
i_c	C fazı akımı [amper]
i_d, i_q	Sırasıyla d-ekseni ve q-ekseni akımı [amper]
i_d^*, i_q^*	Sırasıyla d-ekseni ve q-ekseni referans akımı [amper]
E_d, E_q	Sırasıyla d-ekseni ve q-ekseni hatası
V_d, V_q	Sırasıyla d-ekseni ve q-ekseni gerilimi [volt]
i_i	DC bara akımı [amper]
i_{bat}	Batarya akımı [amper]
i_{kond}	Kondansatör akımı [amper]
I_{1rms}	Yük akımının rms değeri [amper]
$\cos\phi$	Yük güç faktörü
S_a, S_b, S_c	Sırasıyla faz a, b ve c'nin anahtarlama durumu
I_{iort}	DC bara akımının ortalama değeri [amper]
I_{irms}	DC bara akımının rms değeri [amper]
I_{ihrms}	DC bara akımının harmonik bileşenlerinin rms değeri [amper]
K_{dc}	DC bara akımı dalgalanma faktörü
I_f	f frekansındaki harmoniğin genliği
V_{ndc}	Nominal DC gerilim [volt]
V_n	Nominal gerilim [volt]
C	Kapasitans [Farad]
R_p	İzolasyon direnci [ohm]
$\tan\delta$	Kayıp faktörü
X_c	Kapasitif reaktans [ohm]
I_{rms}	Kondansatör akımı rms değeri [amper]
f	Kondansatör akımının frekansı [hertz]
V_{ripple}	DC bara gerilimi dalgalanması [volt]
θ_{ttr}	Kondansatörün termal dirençleri toplamı [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]
Δt	Sıcaklık değişimi [$^{\circ}\text{C}$]
Pb	Kurşun
PbO_2	Kurşun oksit
H_2SO_4	Sülfürik asit
$PbSO_4$	Kurşun sülfat
Ni	Nikel
MH	Metal hidrit
KOH	Potasyum hidroksit
Co	Kobalt
Mn	Manganez
I_{bat}	Batarya akımı rms değeri [amper]
I_{dc}	Batarya akımı DC bileşeni [amper]

I_h	Batarya akımı harmonik bileşenlerinin rms değeri [amper]
n	Motorun dakikadaki devir sayısı [d/d]
T	Tork [N.m]
R_s	Stator faz direnci [ohm]
L_d	d-ekseni endüktansı [Henry]
L_q	q-ekseni endüktansı [Henry]
T_{nom}	Motorun nominal tork değeri [N.m]
n_{nom}	Motorun nominal devir sayısı [d/d]
ω_m	Mekanik açısal hız [rad/s]
n_{ref}	Referans devir sayısı [d/d]

KISALTMA LİSTESİ

DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
PWM	Pulse Width Modulation
SMSM	Sabit Miknatıslı Senkron Motor
EA	Elektrikli Araç
HEA	Hibrit Elektrikli Araç
İYM	İçten Yanmalı Motor
GKİ	Gerilim Kaynaklı İnverter
AKİ	Akım Kaynaklı İnverter
TB-DGM	Taşıyıcı Bazlı Darbe Genişlik Modülasyonu
SBS	Sıfır Bileşen Sinyali
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
THIPWM	Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
DPWM	Discontinuous Pulse Width Modulation
CPWM	Continuous Pulse Width Modulation
GDPWM	Generalized Discontinuous Pulse Width Modulation
RCMV-PWM	Reduced Common Mode Voltage Pulse Width Modulation
CMV	Common Mode Voltage
CMC	Common Mode Current
EMI	Electromagnetic Interference
AZSPWM	Active Zero State Pulse Width Modulation
RSPWM	Remote State Pulse Width Modulation
NSPWM	Near State Pulse Width Modulation
PPS	Polifenilin Sülfür
ESR	Equivalent Series Resistance
ESL	Equivalent Series Inductance
SOC	State of Charge
Ah	Amper-hour
DOD	Depth of Discharge
Ni-MH	Nickel-Metal Hydride
Li-Ion	Lithium-Ion
GF	Güç Faktörü
YFBM	Yüksek Frekans Batarya Modeli

YFKM

Yüksek Frekans Kondansatör Modeli

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2. 1	Elektrikli aracın yapısı..... 4
Şekil 2. 2	Toyota Prius 1997 5
Şekil 2. 3	HEA'nın güç aktarım organlarının birbiriyle etkileşimine göre sınıflandırılması (Seri hibrit); (b) Paralel hibrit; (c) Seri-Paralel hibrit; (d) Kompleks hibrit..... 7
Şekil 3. 1	Üç fazlı iki-seviyeli GKİ topolojisi..... 13
Şekil 3. 2	Temel DGM Yapıları (a) Açık çevrim; (b) Kapalı çevrim 14
Şekil 3. 3	Taşıyıcı periyot başına volt-saniye prensibi 14
Şekil 3. 4	Üçgen kesişim yöntemi, "a" fazına ait referans modülasyon dalgası ve üçgen taşıyıcı dalga 15
Şekil 3. 5	Kompleks değişken dönüşümü yardımıyla V^* vektörünün elde edilmesi..... 16
Şekil 3. 6	Uzay vektör diyagramı 16
Şekil 3. 7	Nötrü izoleli, 3 fazlı iki-seviyeli inverter 18
Şekil 3. 8	Nötrü izoleli, 3 fazlı yük..... 18
Şekil 3. 9	SBS'li üçgen kesişim tekniğinin genelleştirilmiş sinyal blok diyagramı..... 19
Şekil 3. 10	SPWM metodunun genelleştirilmiş sinyal blok diyagramı 22
Şekil 3. 11	SVPWM metodunda 1. sektör için gerilim vektörlerinin yerleşimi 24
Şekil 3. 12	DPWM1 metodu için sıfır vektörlerin kullanılma durumu..... 27
Şekil 3. 13	DPWM1 metodunda 1. sektör için gerilim vektörlerinin yerleşimi (a) $t_0 = 0$; (b) $t_7 = 0$ 27
Şekil 3. 14	SVPWM metodunda ortak mod geriliminin değişimi 29
Şekil 3. 15	Üçgen taşıyıcı dalgaları, SBS'leri, referans ve elde edilen modülasyon dalgaları (SPWM, THIPWM1/4, SVPWM, DPWM) 30
Şekil 3. 16	Senkron vektör kontrolör (PI) 31
Şekil 4. 1	Üç fazlı iki-seviyeli GKİ..... 34
Şekil 4. 2	SVPWM metodunda 1. sektör için gerilim vektörlerinin yerleşimi 34
Şekil 4. 3	K_{dc} 'nin M_i ve $\cos\phi$ 'ye bağlı değişimi 37
Şekil 4. 4	SVPWM metodunda $M_i=0.907$, $\cos\phi=0.6$, $V_{dc}=325V$ ve 15kHz taşıyıcı dalga frekansı için (a) DC bara ve AC faz akımı; (b) DC bara akımı harmonik spektrumu 38
Şekil 5. 1	Alüminyum elektrolitik kondansatörün yapısı 42
Şekil 5. 2	Folyo film teknolojisi ve metalize film teknolojisi..... 42
Şekil 5. 3	Kondansatörün eşdeğer devresi 44
Şekil 5. 4	ESR'nin frekansla değişimi 45
Şekil 6. 1	Bir batarya hücresinin yapısı 46

Şekil 6. 2	Tipik bir bataryanın kesim gerilimi.....	49
Şekil 6. 3	Kurşun-asit bataryaya ait deşarj karakteristikleri	49
Şekil 6. 4	Ni-MH bataryanın yüksek frekans eşdeğer devresi	52
Şekil 7. 1	Simülasyon modeli eşdeğer devresi	54
Şekil 7. 2	SPWM metodu için akım dalga şekilleri (a) $GF=0.996$, $Mi=0.785$; (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$; (c) $GF=0.6$, $Mi=0.785$	55
Şekil 7. 3	THIPWM1/4 metodu için akım dalga şekilleri (a) $GF=0.996$, $Mi=0.881$; (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$; (c) $GF=0.6$, $Mi=0.881$	57
Şekil 7. 4	SVPWM metodu için akım dalga şekilleri (a) $GF=0.996$, $Mi=0.907$; (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$; (c) $GF=0.6$, $Mi=0.907$	58
Şekil 7. 5	DPWM1 metodu için akım dalga şekilleri (a) $GF=0.996$, $Mi=0.907$; (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$; (c) $GF=0.6$, $Mi=0.907$	60
Şekil 7. 6	SPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $GF=0.996$, $Mi=0.785$; (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$; (c) $GF=0.6$, $Mi=0.785$	61
Şekil 7. 7	THIPWM1/4 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $GF=0.996$, $Mi=0.881$; (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$; (c) $GF=0.6$, $Mi=0.881$	62
Şekil 7. 8	SVPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $GF=0.996$, $Mi=0.907$; (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$; (c) $GF=0.6$, $Mi=0.907$	63
Şekil 7. 9	DPWM1 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $GF=0.996$, $Mi=0.907$; (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$; (c) $GF=0.6$, $Mi=0.907$	64
Şekil 7. 10	Farklı güç faktörleri için I_{BD} 'nin Mi ile değişimi (a) SPWM; (b) THIPWM1/4; (c) SVPWM; (d) DPWM1	68
Şekil 7. 11	Farklı modülasyon metotları için I_{BD} 'nin Mi ile değişimi (a) $GF=0.4$; (b) $GF=0.8$	69
Şekil 7. 12	Simülasyon modeli eşdeğer devresi	70
Şekil 7. 13	SPWM metodu için akım dalga şekilleri (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d; (b) $T=358.9$ N.m, $n=80$ d/d; (c) $T=70$ N.m, $n=220$ d/d.....	72
Şekil 7. 14	SVPWM metodu için akım dalga şekilleri (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d; (b) $T=358.9$ N.m, $n=80$ d/d; (c) $T=70$ N.m, $n=220$ d/d.....	73
Şekil 7. 15	DPWM1 metodu için akım dalga şekilleri (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d; (b) $T=358.9$ N.m, $n=80$ d/d; (c) $T=70$ N.m, $n=220$ d/d.....	75
Şekil 7. 16	SPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d; (b) $T=358.9$ N.m, $n=80$ d/d; (c) $T=70$ N.m, $n=220$ d/d.....	76
Şekil 7. 17	SVPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d; (b) $T=358.9$ N.m, $n=80$ d/d; (c) $T=70$ N.m, $n=220$ d/d.....	77
Şekil 7. 18	DPWM1 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d; (b) $T=358.9$ N.m, $n=80$ d/d; (c) $T=70$ N.m, $n=220$ d/d.....	78
Şekil 7. 19	Farklı tork değerleri için I_{BD} 'nin hız ile değişimi (a) SPWM; (b) SVPWM; (c) DPWM1.....	81
Şekil 7. 20	Farklı modülasyon metotları için I_{BD} 'nin hız ile değişimi (a) $T=358.9$ N.m; (b) $T=210$ N.m (c) $T=70$ N.m	83

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 6. 1 Bataryalara ait bazı önemli karakteristikler	51
Çizelge 7. 1 R-L yükü için I_{BD} büyüklüğünün farklı modülasyon metotları açısından karşılaştırılması.....	83
Çizelge 7. 2 SMSM yükü için I_{BD} büyüklüğünün farklı modülasyon metotları açısından karşılaştırılması.....	83

**BATARYA BESLEMELİ ÜÇ-FAZLI İKİ-SEVİYELİ DC/AC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE
FARKLI MODÜLASYON METOTLARI VE ÇALIŞMA DURUMLARI İÇİN
BATARYA AKIMININ İNCELENMESİ**

Onur SATILMIŞ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Erkan MEŞE

Bataryalar, elektrikli ve hibrit elektrikli araçlardaki ana komponentlerden birisi olup, aynı zamanda bu araçların gelişimi için oldukça kritik bir öneme sahip olduklarından dolayı da başlıca araştırma konuları arasında yer almaktadırlar. Elektrikli ve hibrit elektrikli araçların normal çalışma modunda, önceden depoladıkları kimyasal enerjiyi elektrik enerjisine çevirip çıkışa vererek deşarj olan bataryalar, faydalı çalışma modunda ise elektrik enerjisini kimyasal enerjiye çevirip depo ederek şarj olurlar. Her iki çalışma modunda da batarya akımı saf DC olmayıp, dalgalı bir akıma sahiptir. Bu dalgalı akım, bataryada neden olduğu ek kayıplar nedeniyle bataryanın ısınmasına ve dolayısıyla ömrünün azalmasına neden olur. İdeal batarya modeli ve ideal DC bara kondansatör modeli kullanılarak yapılan simülasyonlar, batarya dalgalı akımının doğru bir şekilde gözlemlenebilmesini engellemektedir. Bu tez çalışmasında, bilinen darbe genişlik modülasyon (DGM) metotları altında, yüksek frekans batarya modeli ve yüksek frekans kondansatör modeli kullanılarak, MATLAB/Simulink ortamında batarya akımı incelemesi ve karşılaştırılması yapılmıştır. Batarya akımına dair görsel analizler ve harmonik spektrumlar, farklı çalışma durumları ve DGM metotları için verilmiştir. Batarya akımı distorsiyon oranı (I_{BD}) tanımı yapılmış ve I_{BD} değerinin her bir modülasyon metodu için farklı çalışma durumları altındaki değişimi incelenmiştir. Elde edilen bulgular neticesinde DGM metotları ve çalışma durumları batarya akımı açısından karşılaştırılmış ve yorumlanmıştır. Yapılan bu çalışmadan elde edilen sonuçlar

elektrikli ve hibrit elektrikli araç uygulamalarının yanı sıra batarya beslemeli inverter uygulamaları içinde önemlidir.

Anahtar Kelimeler: Elektrikli ve hibrit elektrikli araçlar, elektrikli ve hibrit elektrikli araç bataryaları, DC bara kondansatörleri, DC bara akımı, darbe genişlik modülasyonu

INVESTIGATING BATTERY CURRENT OF THREE-PHASE TWO-LEVEL DC/AC CONVERTERS FOR DIFFERENT MODULATION METHODS AND OPERATING STATES

Onur SATILMIŞ

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assoc. Prof. Dr. Erkan MEŞE

Batteries are one of the key components for electric and hybrid electric vehicles, and also they are one of the major research areas due to they have a critical importance in order to development these vehicles. While batteries supply energy to output at normal working mode by converting internal chemical energy to electric energy (discharging), they restore energy at regenerative working mode as opposed to discharging (charging). During each working mode, battery current is not smooth DC and it has ripple. This ripple current causes to increase battery heating and so decrease batteries lifetime because of additional losses caused by ripple current is considerable. Simulations which include ideal battery model and ideal DC bus capacitor model prevent to observe realistic results about battery ripple current. This paper presents comparative investigations and evaluations about battery current waveform by using high frequency battery model and high frequency DC bus capacitor model with commonly known pulse width modulation (PWM) methods via MATLAB/Simulink. Battery current visual analyses and harmonic spectrums are provided for different operating states and PWM methods. Battery current distortion ratio (I_{BD}) has been described and I_{BD} variations with different operating states have been obtained for each modulation methods. In consequence of the results obtained, PWM methods and

operating states have been compared and commented in terms of battery current. The results are valuable battery powered inverter applications as well as electric and hybrid electric vehicle applications.

Keywords: Electric and hybrid electric vehicles, electric and hybrid electric vehicle batteries, DC bus capacitors, DC bus current, pulse width modulation

1.1 Literatür Özeti

Üç fazlı iki-seviyeli inverterlerde DC bara akımları ile alakalı çalışmalar genellikle DC bara akımının harmonik analizi ve DC bara kondansatörünün boyutlandırılması ile alakalıdır. Elektrikli ve hibrit elektrikli araç uygulamaları gibi batarya beslemeli inverterlerle alakalı yapılan çalışmaların çoğunda, batarya ve DC bara kondansatörü ideal olarak kabul edilmiş ve bataryadan çekilen dalgalı akımlar ihmal edilmiştir. Genel olarak DC bara kondansatörünü boyutlandırma amacı taşıyan bu çalışmalarda, dalgalı akımın tamamının kondansatör tarafından sağlandığı ve bataryadan yalnızca DC bileşen akımının çekildiği varsayılmıştır. Dolayısıyla bataryadan çekilen dalgalı akım ve bu akımın batarya üzerine olan etkileri yeterince irdelenmemiştir.

1.2 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında, üç fazlı iki-seviyeli inverter çıkışında sırasıyla omik-endüktif R-L yükü ve sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) bulunması halinde, yüksek frekansta çalışmaya uygun batarya ve kondansatör modeli kullanılarak, farklı modülasyon metotları ve çalışma durumları için MATLAB/Simulink ortamında, bataryada neden olduğu ek kayıplar nedeniyle bataryanın ısınarak ömrünün azalmasına sebep olan batarya dalgalı akımlarının incelenmesi ve karşılaştırılması amaçlanmıştır.

1.3 Hipotez

Batarya dalgalı akımı, bataryada ek kayıplara neden olarak bataryanın ısınmasına ve dolayısıyla ömrünün azalmasına sebep olmaktadır. İdeal kondansatör ve batarya modeli kullanılarak yapılan çalışmalarda, batarya akımı doğru bir şekilde gözlemlenememektedir. Bu tez çalışmasında, uygun kondansatör ve batarya modeli kullanılarak, batarya akımlarının doğru bir şekilde gözlemlenebileceği, uygun modülasyon metodu ve çalışma durumu altında ise bu dalgalı akımın minimize edilebileceği düşünülmektedir.

ELEKTRİKLİ VE HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLAR

2.1 Giriş

Yüz yılın üzerinde bir geçmişe sahip olan elektrikli araçlar (EA) ve hibrit elektrikli araçlar (HEA), içten yanmalı motorlu (İYM) araçlarla mücadele edemedikleri için uzunca bir süre gözden kaybolmuşlardır. Ancak 1970'lerde yaşanan petrol krizi nedeniyle petrol fiyatlarının artması ve buna ek olarak artan çevresel kaygılar ve yasal zorunluluklar, bu araçlara olan ilginin tekrar artmasına neden olmuştur. Bugün ise HEA'lara göre daha yüksek enerji kapasiteli bataryalara sahip plug-in HEA'lar gündemdedir [1]. Günümüz teknolojisi bu araçların menzillerinin uzatılması ve maliyetlerinin azaltılması için yoğun bir biçimde çalışmaktadır [2].

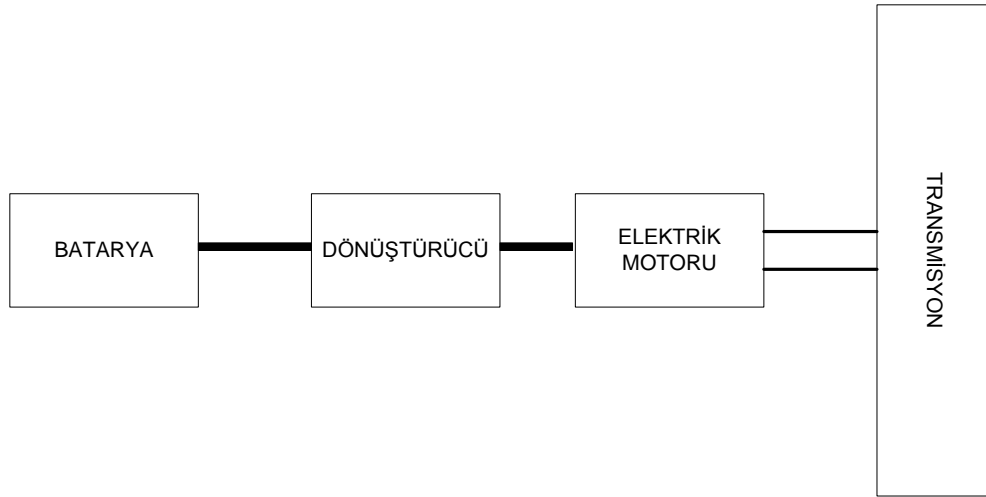
EA'lar, aracı tahrik etmek için gerekli olan enerjinin elektrik enerjisinden sağlandığı araçlardır. Elektrik enerjisi kimyasal bataryalardan, yakıt pillerinden, ultrakapasitörlerden ve volanlardan sağlanabilir. EA'lar geleneksel İYM araçlara göre

- Sıfır emisyon ve böylece atmosfer için daha az zararlı gaz üretimi (Aracı şarj etmek için gerekli olan enerjinin elektrik santrallerinden sağlanmasına rağmen santral emisyonları dikkate alındığında hala hava kirliliğinde önemli derecede azalma gözlenmiştir. Enerjinin yenilenebilir enerji kaynaklarından sağlanması durumunda ise bu kaygı minimize edilecektir.)
- Yüksek verim
- Petrole bağlı olmama

- Sessiz çalışma
- Faydalı frenleme sayesinde daha uzun fren ömrü
- Daha düşük yakıt ve bakım maliyeti

gibi avantajlara sahiptir [2]-[4].

Önceleri, EA'lar mevcut İYM araçlardan dönüştürülmüştür. Bu konfigürasyonda İYM araçtaki içten yanmalı motor yerini elektrik motor sürücüsü, yakıt deposunun yerini ise batarya almış, İYM ait diğer tüm parçalar aynen kalmıştır. Ancak büyük ağırlık, düşük performans ve esneklik gibi dezavantajları nedeniyle bu yapının yerini elektrikli çekişten daha esnek yararlanmayı sağlayan ve EA'ların isteklerine cevap veren, orijinal gövde ve şasi dizaynları üzerine kurulan modern EA yapıları almıştır [3]. Temel olarak bir EA'nın yapısı Şekil 2.1'de gösterilmiştir.

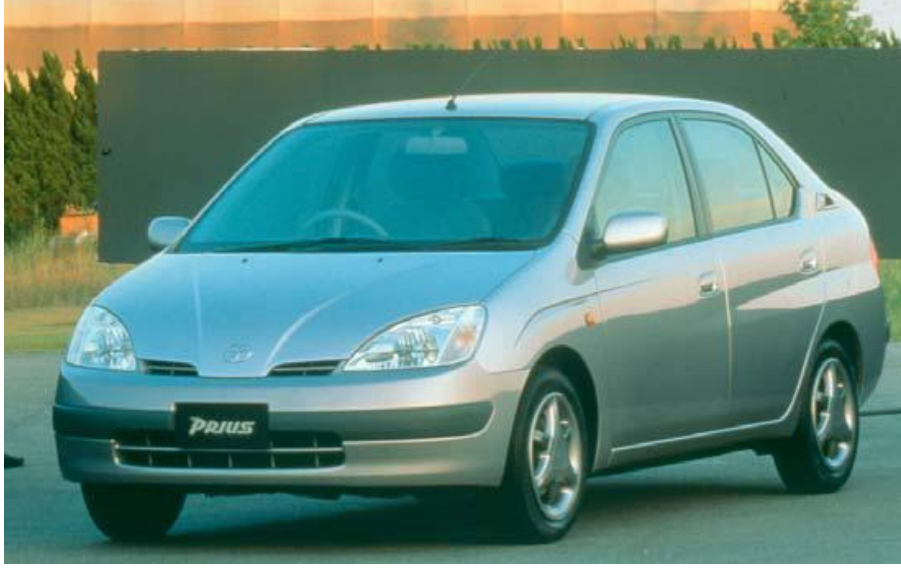


Şekil 2. 1 Elektrikli aracın yapısı

Uluslararası Elektroteknik Komisyonunun tanımına göre HEA'lar aracı tahrik etmek için gerekli olan enerjinin iki ya da daha fazla enerji deposundan sağlandığı ve bu enerji depolarından en az bir tanesinin elektrik enerjisi verdiği araç olarak tanımlanmıştır. Ayrıca HEA'lar hem içten yanmalı motorun, hem de elektrik motorunun kullanıldığı araçlar olarak da tanımlanmaktadır [4].

İYM araçlar iyi performans ve yüksek enerji yoğunluklu yakıtları sayesinde uzun sürüş menzile sahiplerdir. Ancak zayıf yakıt ekonomisi ve çevre kirliliğine sebep olmaları da başlıca dezavantajlarıdır. Öte yandan EA'ların İYM araçlara göre yüksek enerji

verimliliği ve sıfır çevresel kirlilik gibi avantajları vardır. Ancak İYM araç yakıtlarına nazaran daha düşük enerji yoğunluğuna sahip bataryaları nedeniyle EA'lar İYM araçlardan daha düşük sürüş menziline sahiplerdir. Bu bağlamda HEA yapısı, İYM ve EA yapılarının avantajlarını kullanarak onların dezavantajlarının üstesinden gelebilmektedir. İlk HEA'nın 1899 yılında görücüye çıkmasına [3] rağmen ilk seri üretim HEA 1997'de üretilen ve Şekil 2.2'de gösterilen Toyota'nın Prius modelidir [2].



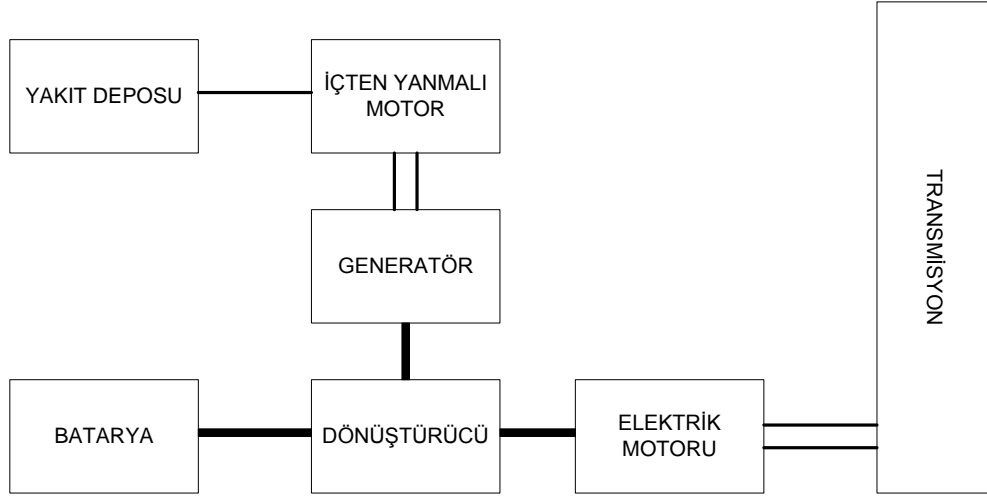
Şekil 2. 2 Toyota Prius 1997

HEA'lar, hibritleştirme oranına (elektrik motoru gücünün toplam araç gücüne oranı) göre mikro, hafif ve tam hibrit olmak üzere üç grupta sınıflandırılırken [5] güç aktarım organlarının birbiriyle etkileşimine göre Şekil 2.3'te gösterildiği üzere seri, paralel, seri-paralel ve kompleks hibrit olmak üzere dört farklı grupta sınıflandırılırlar [2],[3],[6].

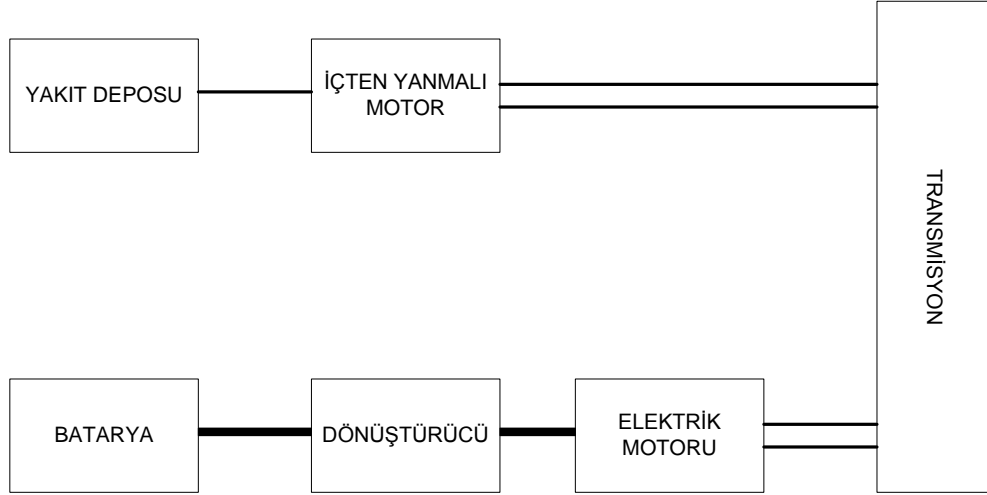
Mikro hibrit araçlarda, içten yanmalı motor rölanti devrinde iken araca konulan elektrik motoru vasıtasıyla açılıp kapanmaktadır. İYM araçlar ilk çalıştırma anında yüksek miktarda yakıt tüketmektedir. Bu araçlarda 800 ms'lerde olan ilk çalıştırma ve stabilizasyon süresi, mikro hibrit araçlarda 200 ms'lere kadar düşürülerek ilk çalışma anında harcanan fazla yakıttan tasarruf edilmektedir. Ayrıca mikro hibrit araçlarda frenleme enerjisinin geri kazanımı da mümkündür [5].

Hafif hibrit araçlarda elektrik motoru içten yanmalı motora destek verebilmektedir, ancak aracı tek başına götürecekt kadar güçlü değildir. Bu yapıda da frenleme enerjisini geri kazanmak mümkündür [5].

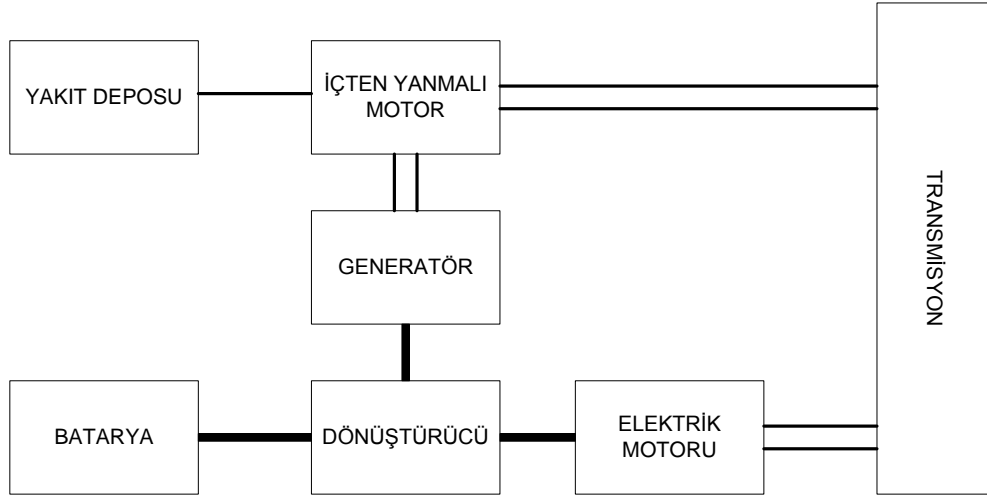
Tam hibrit araçlarda ise elektrik motoru aracı tek başına götürebilecek kadar güçlüdür. Bu araçlarda da frenleme enerjisi geri kazanılmaktadır ve oldukça yüksek oranlarda yakıt tasarrufu sağlanabilmektedir. Ancak diğer iki sisteme göre daha güçlü motor ve batarya gerektirdiği için sistemin kontrolü daha karmaşıktır [5].



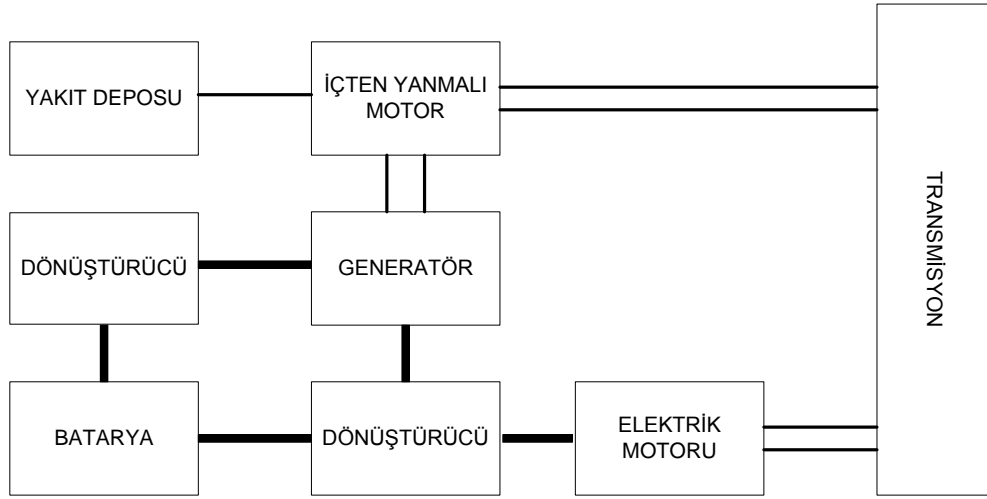
Şekil 2. 3 HEA'ın güç aktarım organlarının birbiriyle etkileşimine göre sınıflandırılması
(a) Seri hibrit



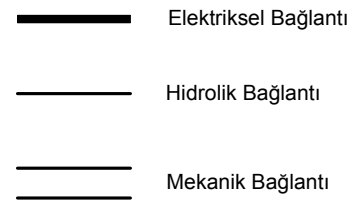
Şekil 2. 3 HEA'ın güç aktarım organlarının birbiriyle etkileşimine göre sınıflandırılması
(b) Paralel hibrit



Şekil 2. 3 HEA'ın güç aktarım organlarının birbiriyle etkileşimine göre sınıflandırılması
(c) Seri-Paralel hibrit



Şekil 2. 3 HEA'ın güç aktarım organlarının birbiriyle etkileşimine göre sınıflandırılması
(d) Kompleks hibrit



Şekil 2.1 ve Şekil 2.3'te görüldüğü gibi elektrik motoru ile batarya arasında bir güç dönüştürücüsü bloğu bulunmaktadır. Bu blok AC elektrik motoru kullanıldığı takdirde inverterden ya da çift yönlü DC-DC dönüştürücü ve inverter yapısından oluşmaktadır. Bu tez kapsamında güç dönüştürücüsü bloğunun inverterden oluştuğu göz önüne alınarak değerlendirmeler yapılacaktır.

İNVERTERLER VE TAŞIYICI BAZLI DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON METOTLARI

3.1 Giriş

Elektrik enerjisinin yoğunlukla kullanıldığı günümüzde, çoğu endüstriyel ve evsel uygulamalar direkt olarak şehir şebekesinden beslenemez. Bu uygulamalar için AC şebeke ile yük arasına yükün ihtiyacı olan gerilimin veya akımın dalga şeklini ve/veya genliğini ve/veya frekansını ayarlamak için güç elektroniği dönüştürücülerinin kullanılması gerekmektedir. Kullanılan bu güç elektroniği dönüştürücüleri yalnızca bu ayarları yapmakta kalmayıp aynı zamanda seçilecek uygun topoloji ve kontrol yöntemleri sayesinde yüke kaliteli, güvenilir ve verimli elektrik enerjisi sağlamalıdır [7]. Bu amaçlarla kullanılan güç elektroniği dönüştürücülerinden biri olan inverterler en genel tanımı ile DC bir giriş kaynağından AC bir çıkış dalga şekli elde edilen dönüştürücülerdir. İnverterler ayarlanabilir hız sürücüsü, kesintisiz güç kaynağı, statik var kompanzator, aktif filtre, esnek alternatif akım iletim sistemleri ve gerilim kompanzatorleri gibi farklı uygulamalarda çeşitli güç seviyelerinde kullanılmaktadırlar [8]. İnverterleri giriş besleme kaynağı, faz sayısı, çıkış gerilimi seviyesi ve kullanılan kontrol yöntemi gibi özelliklerine göre sınıflandırmak mümkündür. Genel bir sınıflandırma aşağıda verilmiştir.

- Besleme Kaynağına Göre;
 - Gerilim kaynaklı inverterler (GKİ)
 - Akım kaynaklı inverterler (AKİ)

- Faz Sayısına Göre;
 - Tek fazlı inverterler
 - Tek fazlı yarım köprü inverterler
 - Tek fazlı tam köprü inverterler
 - Üç Fazlı inverterler
- Çıkış Gerilimi Seviyesine Göre;
 - İki seviyeli inverterler
 - Çok kademeli inverterler
 - Çok seviyeli inverterler
 - Çok hücreli inverterler
- Kontrol Yöntemine Göre;
 - Kare dalga inverterler
 - Kısmi kare dalga bir fazlı inverterler
 - Darbe genişlik modülasyonlu (DGM) (PWM) inverterler

İnverteler giriş besleme kaynağına göre GKİ'ler ve AKİ'ler olmak üzere ikiye ayrılırlar. GKİ'lerde genellikle sabit genlikli kabul edilen giriş DC besleme kaynağı direkt şebekeden doğrultucu yardımıyla elde edilebileceği gibi elektrikli araç uygulamalarında olduğu gibi bataryadan da elde edilebilir. AKİ'lerde ise giriş besleme kaynağı doğrultucu veya batarya çıkışına endüktansı yeterince büyük bir bobin seri bağlanarak akımın bir periyot içinde yaklaşık olarak sabit kalması sağlanarak elde edilir [9]. Ayrıca bu inverterler topolojik olarak da birbirinden farklıdırlar. İnverterlerde çıkış işaretinin dalga şekli dönüştürücüde kullanılan anahtarların karakteristikleri ve kontrol yöntemi nedeniyle ayrık yapıda ve/veya keskin geçişlere sahiptir. Bu sebeple GKİ çıkışında ayrık yapıda ve/veya keskin geçişli gerilim dalga şekli üretilirken AKİ'de ise ayrık yapıda ve/veya keskin geçişli akım dalga şekli üretilmektedir. Bu sebepten dolayı AKİ çıkışına bağlanacak olan yükün yüksek di/dt 'den dolayı aşırı gerilim pikleri üretmemesi için kapasitif karakterli olması gerekir, eğer endüktif karakterli bir yük kullanılacaksa da

çıkışa kapasitif filtre bağlanmalıdır. GKİ çıkışına bağlanacak olan yükün ise yüksek dv/dt 'den dolayı aşırı akım pikleri üretmemesi için endüktif karakterli olması gerekir, eğer kapasitif karakterli bir yük kullanılacaksa da çıkışa endüktif filtre bağlanmalıdır. Böylece AKİ çıkışında keskin geçişli akım dalga şekline rağmen yumuşak geçişli gerilim dalga şekli elde edilirken, GKİ çıkışında ise yumuşak geçişli akım dalga şekli elde edilmektedir [10]. Bu sebeple AKİ yüksek gerilim dalga şekli karakteristiği istenen orta gerilim ve büyük güçlü AC motor tahrik uygulamalarında tercih edilirken, GKİ daha düşük güçlü ve gerilimli uygulamalarda tercih edilirler [8]-[10].

İnverterler faz sayısına göre tek fazlı ve üç fazlı inverterler olarak sınıflandırılırlar. Tek fazlı uygulamalar üç fazlı uygulamalara nazaran daha düşük güç seviyelerinde tercih edilirler. Tek fazlı ve üç fazlı uygulamalar için aynı kontrol yöntemleri kullanılabildiği gibi sadece tek fazlı veya sadece üç fazlı inverterlere özel kontrol yöntemleri de mevcuttur [8]-[10].

Düşük gerilim uygulamalarında dv/dt 'nin çok yüksek olmamasından dolayı iki seviyeli inverterler tercih edilirken, yüksek gerilim uygulamalarında daha sonra bu bölümde bahsedilecek olan yüksek dv/dt 'nin zararlarından kaçınmak için çıkışta ikiden fazla gerilim seviyesine imkan veren farklı topolojilere ve kontrol yöntemlerine sahip çok kademeli inverterler tercih edilirler [10].

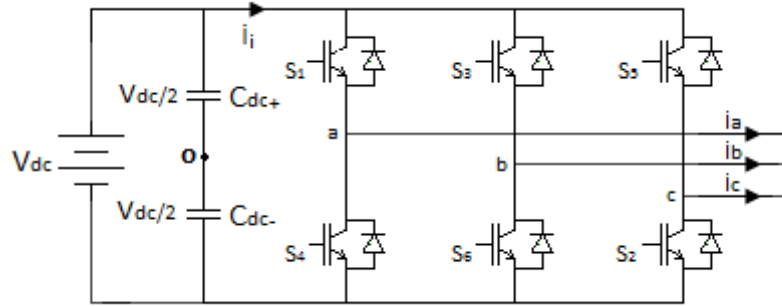
İnverterleri kontrol yöntemlerine göre kare dalga, kısmi kare dalga ve DGM inverterler olmak üzere üç kısımda incelemek mümkündür. Kare dalga inverterlerde her bir aktif güç anahtarı yarım periyot iletimde kalarak inverter çıkışında kare dalga şeklinde bir dalga şekli elde edilir. Dalga şeklinin simetrisinden dolayı çıkış geriliminde yalnızca tek numaralı harmonik bileşenler bulunurken bu harmonik bileşenlerin genliği harmonik frekansıyla ters orantılı olarak değişmektedir. Bu kontrol yönteminde harmonik içeriğin zengin olmasının yanısıra düşük merteben yüksek genlikli harmoniklerin bulunması alçak geçirgen endüktif karakterli yükün bu harmonikleri süzmesini zorlaştırmaktadır. Bu kontrol yönteminin diğer bir dezavantajı ise çıkış dalga şekli genliğinin ayarlanamamasıdır. Eğer çıkış dalga şeklinin ayarlanması isteniyorsa girişte genliği ayarlanabilen bir DC kaynak gerekir. Ancak bir periyot içerisinde yarı iletken elemanlar yalnızca iki kez çalışma konumu değiştirdiklerinden dolayı anahtarlama frekansı

düşüktür. Bu özelliği sayesinde özellikle anahtarlama sürelerinin uzun ve anahtarlama kayıplarının yüksek olduğu büyük güçlü uygulamalarda tercih edilirler [8],[11]. Kısmi kare dalga kontrol metodu yalnızca tek fazlı tam dalga inverterler için uygun olup, çıkış geriliminde belirli aralıklarla sıfır gerilim bölgeleri oluşturularak gerilim ayarının yapılabilmesine imkan sağlar. DGM yönteminde ise adından da anlaşılacağı gibi çıkış dalga şeklindeki ayırık darbelerin genişliği değiştirilerek çıkıştaki işaretin genliği ayarlanmaktadır. Her üç metotta da çıkış dalga şeklinin frekansı referans dalganın frekansı ile kontrol edilebilmektedir [8].

3.2 Üç Fazlı İki-Seviyeli GKI

Çeşitli GKI topolojileri arasında Şekil 3.1’de gösterilen üç fazlı iki-seviyeli GKI, üç fazlı uygulamalarda en çok kullanılan inverter topolojilerinden biridir [7]. Bu topoloji 6 adet kontrollü (aktif) güç elemanı ve bu anahtarlara ters paralel bağlı 6 adet de kontrolsüz (pasif) güç elemanı olan diyottan oluşmaktadır. Şekil 3.1’de de görüldüğü gibi her bir faz için bir tane olmak üzere 3 adet de faz kolu bulunmaktadır. Bu yarı iletken güç anahtarları kontrol tekniğine uygun şekilde anahtarlanarak çıkışta genliği ve frekansı ayarlanabilen AC bir gerilim elde edilir [9]. Bu şekilde ayarlanabilir bir AC gerilim kaynağının istendiği yerlerden birisi de rotor hızının kaynak geriliminin frekansı ile ve makina akısının kaynak gerilimi ile kontrol edildiği AC motor uygulamalarıdır [12]. Kontrol tekniği kısa devreyi engellemek için herhangi bir anda aynı faz koluna ait iki anahtarın iletimde kalmasına engel olmalı, aynı zamanda belirsiz durumların (çıkış gerilimi polaritesinin bizim kontrolümüz dışında yük akımı tarafından belirlendiği durumlar) oluşmaması için herhangi bir anda aynı faz koluna ait elemanlardan yalnızca birisinin iletimde kalmasını garanti etmelidir. Bu tanımlama aynı faz koluna ait anahtarların açma-kapama süreleri nedeniyle oluşacak kısa devreyi engellemek amacıyla bırakılan ölü zamanın, anahtarlar ideal kabul edilerek ihmal edilmesi neticesinde yapılmıştır. Bu şartlar göz önüne alındığında toplam 8 farklı anahtarlama durumu ve her faz için $V_{dc}/2$ ve $-V_{dc}/2$ üzere iki farklı gerilim seviyesi bulunmaktadır. Oluşan iki farklı gerilim seviyesi, üç faz kolunun bulunması ve girişte gerilim kaynağı olması nedeniyle bu topoloji üç fazlı iki-seviyeli GKI olarak adlandırılır. Girişte bulunan DC bara kondansatörü girişteki DC bara geriliminin dalgalanması azaltmakla görevlidir.

Temel olarak girişteki DC kaynaktan çıkıştaki AC yüke akan akımı aktif güç elemanları, çıkıştaki AC yükten girişteki DC kaynağa akan akımı ise pasif güç elemanları güç elemanları üstlenir [9]. Böylece inverter iki yönlü güç akışına izin vermektedir. Enerji akışının DC kaynaktan AC kaynağa doğru olduğu moda inverter modu, tersi duruma ise doğrultucu modu adı verilir. Bu sayede inverter 4 bölgeli çalışma gerektiren AC motor uygulamalarında DC tarafa enerji akışına olanak tanımaktadır [8],[10].

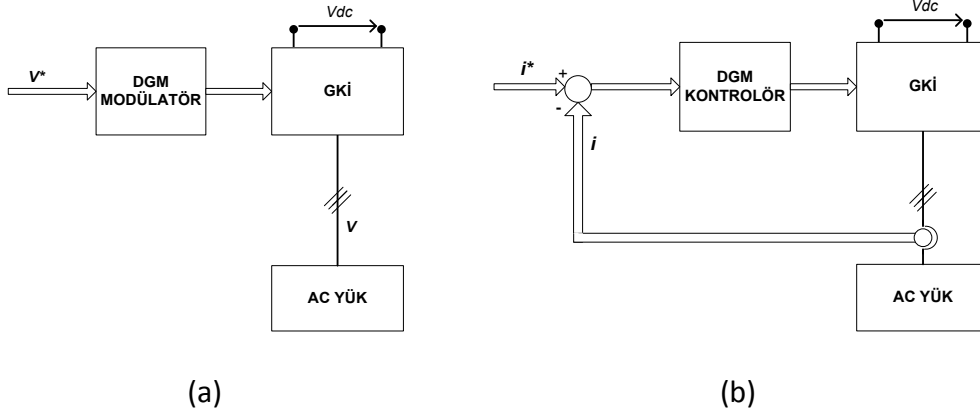


Şekil 3. 1 Üç fazlı iki-seviyeli GKI topolojisi

3.3 Üç Fazlı İki-Seviyeli GKI İçin DGM Metotları

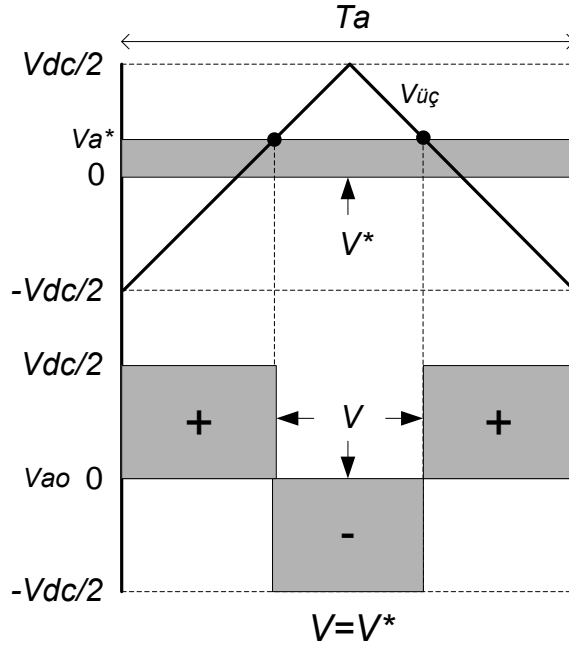
Temel olarak DGM metotları Şekil 3.2’de de gösterildiği gibi açık çevrim ve kapalı çevrim olarak uygulanabilir. Açık çevrim DGM uygulamasında çıkış gerilimleri kontrol edilirken, kapalı çevrim DGM uygulamasında çıkış akımları kontrol edilir [13]. Açık çevrim DGM uygulamalarında kullanılan ve kontrol tekniğine göre kapalı çevrim DGM uygulamalarında da kullanılan DGM metotları içerisinde, taşıyıcı bazlı DGM (TB-DGM) metotları düşük harmonik distorsiyonlu dalga şekli karakteristikleri, iyi bilinen harmonik spektrumları, sabit anahtarlama frekansları ve uygulama basitlikleri nedeniyle çoğu uygulamada tercih edilirler [14]. Bu kısımda önce TB-DGM metotlarından bahsedilecek daha sonra kapalı çevrim DGM metotlarından olan senkron vektör kontrolör (PI) yöntemi açıklanacaktır.

TB-DGM metotları taşıyıcı periyot başına volt-saniye dengesi prensibine göre çalışmakta olup, üçgen kesişim tekniği ve direkt dijital teknik olmak üzere iki şekilde uygulanırlar.



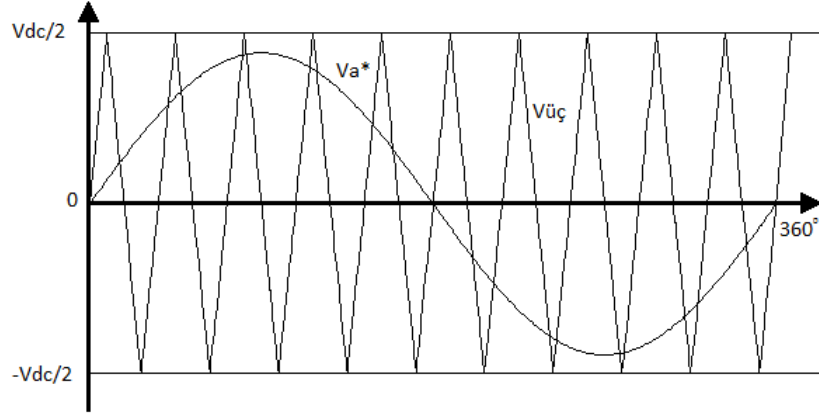
Şekil 3. 2 Temel DGM yapıları (a) Açık çevrim; (b) Kapalı çevrim

Şekil 3.3'de de ifade edildiği gibi taşıyıcı periyot başına volt-saniye dengesi prensibine göre bir DGM periyodu içerisinde çıkış geriliminin ortalama değeri, referans geriliminin değerine eşittir. Bu sayede istenen çıkış gerilimi uygun referans gerilimi yardımıyla elde edilebilir [7],[14]. Bu eşitliğin sağlanabilmesi için değişken olan referans geriliminin bir DGM periyodu içerisinde sabit olması gerekir. Bunun için de anahtarlama frekansı yeterince yüksek olmalıdır.



Şekil 3. 3 Taşıyıcı periyot başına volt-saniye prensibi

Şekil 3.4'te gösterilen üçgen kesişim yönteminde, her bir faza ait ve aralarında 120° 'lik faz farkı bulunan referans modülasyon dalgaları ile üçgen taşıyıcı dalga karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri elde edilir. Bir DGM periyotta eğer referans modülasyon dalgası üçgen taşıyıcı dalgadan büyükse üst sıradaki kontrollü güç anahtarı iletimde, tersi durumda ise kesimdedir. Üst ve alt sıra anahtarlar komplementer çalıştılarından dolayı alt sıra anahtar için tersi durum geçerlidir [7].



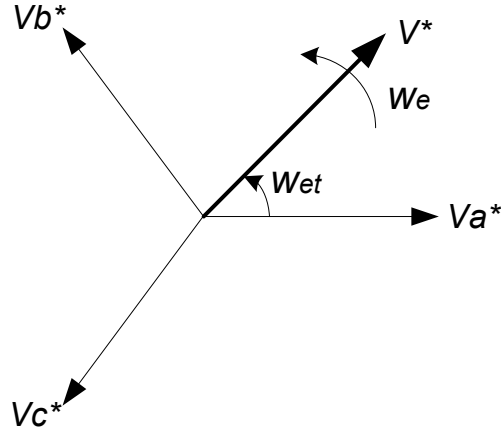
Şekil 3. 4 Üçgen kesişim yöntemi, "a" fazına ait referans modülasyon dalgası ve üçgen taşıyıcı dalga

Direkt dijital teknikte ise faz referans modülasyon dalgalarından, kompleks değişken dönüşümü yardımıyla Şekil 3.5'te gösterilen V^* referans gerilim vektörü elde edilir. Bu sayede zaman domenindeki üç referans modülasyon dalgası " w_e " açısal hızıyla dönen tek bir vektör cinsinden ifade edilmiş olur. Daha sonra bu referans vektör belirlenen bir zaman aralığında, Şekil 3.6'da gösterilen uzay vektör diyagramındaki vektörlerden elde edilir. Referans vektörün elde edilmesinde de (3.2) ifadesinde gösterildiği gibi vektör volt-saniye dengesi geçerlidir [7].

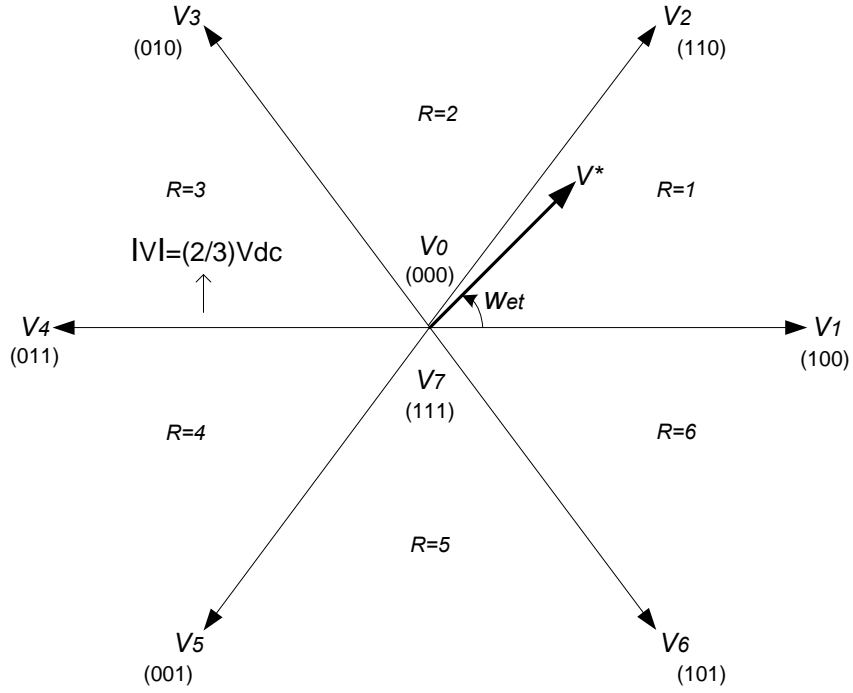
$$V^* = 2/3(v_a^* + av_b^* + a^2v_c^*) = V_{1m}e^{jw_e t}, \quad a = e^{j(2\pi/3)} \quad (3.1)$$

$$\sum_{k=0}^7 V_k t_k = V^* T a \quad (3.2)$$

$$\sum_{k=0}^7 t_k = T a \quad (3.3)$$



Şekil 3. 5 Kompleks değişken dönüşümü yardımıyla V^* vektörünün elde edilmesi



Şekil 3. 6 Uzay vektör diyagramı

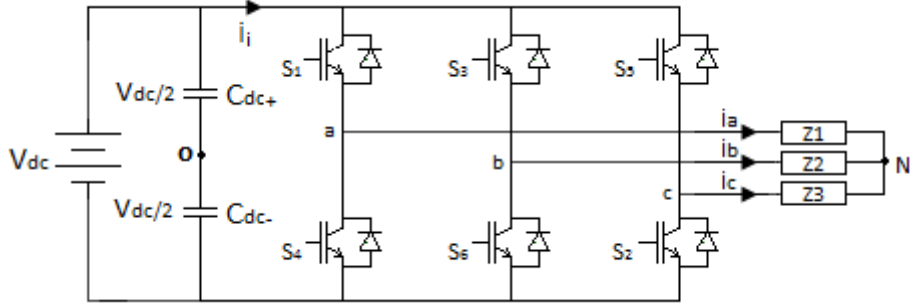
Uzay vektör diyagramındaki vektörler V^* denklemindeki ifadeye daha önce bahsedilen üç fazlı iki-seviyeli inverterdeki mevcut 8 farklı anahtarlama durumunun uyarlanması ile elde edilir. Böylece düzlem R =sektör numarası olmak üzere 6 sektöre ayrılmış olur. Diyagram 6 adet aktif ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) ve 2 adet sıfır vektörden (V_0, V_7)

oluşmaktadır. Vektörlerin altına yazılan üç haneli rakam ise ilgili vektörün kullanılması durumunda sırasıyla üst sıra (S_1, S_3, S_5) anahtarlarının iletimde ya da kesimde olduğunu ifade etmektedir. Mesela V_1 vektörü altında yazılı olan (100) rakamları, V_1 vektörünün kullanılması durumunda S_1 anahtarının iletimde, S_3 ve S_5 anahtarının ise kesimde olduğunu göstermektedir. Daha önce açıklanan sebepten dolayı, üst ve alt sıra anahtarlardan biri iletimde iken diğerinin kesimde olması gerektiğinden, alt sıra anahtarlarının konumu için tam tersi durum geçerlidir. V_0 ve V_7 sıfır vektörlerinin kullanılması durumunda sıfır volt AC çıkış faz-faz gerilimi üretilirken, aktif vektörlerde ise bu toplam sıfırdan farklıdır [10].

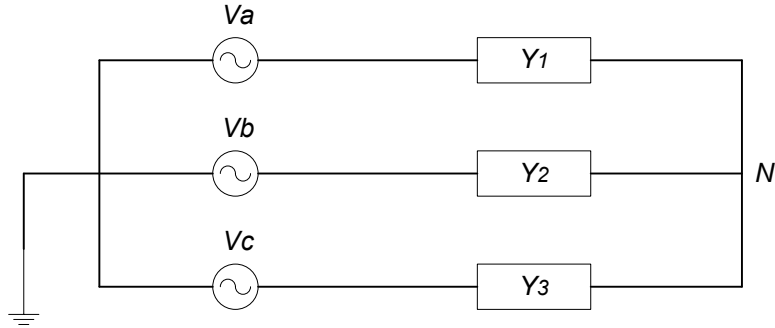
3.3.1 Farklı TB-DGM Metotlarının Ortaya Çıkması

Üç fazlı AC motor sürücü ve şebeke ara yüz uygulamalarının çoğunda, Şekil 3.7’de gösterildiği gibi yük tarafının nötr noktası izolelidir [14]. Nötrü izoleli uygulamalarda nötr noktası potansiyeli, Şekil 3.8’deki devreye düğüm gerilimler yöntemi uygulanarak (3.4) ifadesi ile hesaplanır. AC motor uygulamaları gibi admitansların dengeli olduğu uygulamalarda eğer faz gerilimleri de dengeli ise nötr noktası potansiyelinin (3.5) ifadesine eşit olduğu görülür, yani nötr noktası potansiyeli herhangi bir fazdaki 3 ve 3’ün katı harmoniklerin toplamına eşittir. Bu da bize faz-nötr ve fazlar arası gerilimlerde 3 ve 3’ün katı harmoniklerin mevcut olmadığını gösterir. Bu özellik sayesinde, üçgen kesişim yönteminde normalde sinüsoidal olan referans modülasyon dalgalarına eklenen 3 ve 3’ün katı harmonik büyüklükler (sıfır bileşen sinyali (SBS)), fazlardan bir akım akıtmaz. Hatta yapılan çalışmalar, eklenecek olan uygun SBS’nin lineer çalışma bölgesini genişlettiğini, dalga şekli kalitesini iyileştirdiğini ve anahtarlama kayıplarını azalttığını göstermiştir [12]-[14]. Aynı durum direkt dijital teknikte ise sıfır vektörlerin farklı konumlandırılmasıyla ortaya çıkmaktadır. Direkt dijital teknikte referans vektörün elde edilmesinde eşitlik (3.2)’den de görüldüğü gibi sıfır vektörlerin herhangi bir katkısı yoktur. Referans vektör aktif vektörler yardımıyla elde edilip, sıfır vektörler sadece periyodun geri kalan kısmını doldurmakla görevlidir. Bu da sıfır vektörler bir DGM periyodu içerisinde istenildiği gibi yerleştirilebilmesine imkan sağlar. Böylece nötrü izoleli uygulamalarda, üçgen kesişim yönteminde referans modülasyon dalgalarına eklenen SBS ile farklı TB-DGM metotları elde edilirken, aynı durum direkt

dijital teknikte sıfır vektörlerin serbestçe yerleştirilebilmesiyle karşımıza çıkmaktadır [14].



Şekil 3. 7 Nötrü izoleli, 3 fazlı iki-seviyeli inverter



Şekil 3. 8 Nötrü izoleli, 3 fazlı yük

$$V_N = \frac{VY_1 + aVY_2 + a^2VY_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3} \quad (3.4)$$

$$V_N = \frac{V + aV + a^2V}{3} \quad (3.5)$$

Burada;

$$V_a = V$$

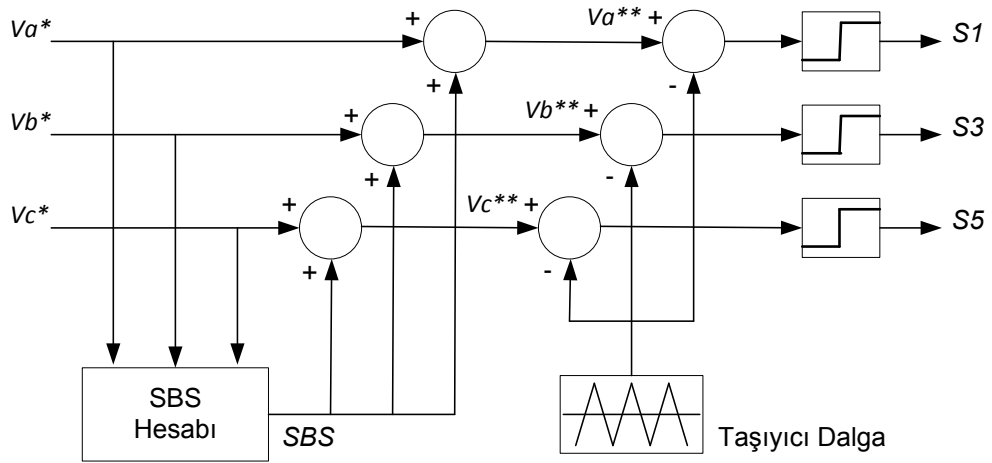
$$V_b = aV$$

$$V_c = a^2V$$

$$a = e^{j120^\circ}$$

Bu tez kapsamında bahsedilecek tüm TB-PWM metotları (sinüsoidal DGM ve üçüncü harmonik enjeksiyonlu DGM haricindeki), hem üçgen kesişim tekniğiyle hem de direkt dijital teknikle elde edilebilmektedir. Ancak üçgen kesişim yöntemi gerek uygulama

gerekse de simüle etme yönüyle direkt dijital uygulamaya göre daha kolaydır. Çünkü direkt dijital teknikte referans vektörün elde edilmesi için, önce referans vektörün hangi bölgede olduğunun belirlenmesi, daha sonra aktif ve sıfır vektörlerin sürelerinin hesaplanması ve ardından anahtarlama sinyallerinin üretilmesi gerekirken, üçgen kesişim yönteminde anahtarlama sinyallerinin üretilmesi için referans modülasyon dalga ile üçgen taşıyıcı dalga sinyalinin karşılaştırılması yeterlidir. Bu nedenle, bu tez kapsamında TB-DGM metotları elde edilirken Şekil 3.9'da geliştirilmiş sinyal blok diyagramı verilen SBS'li üçgen kesişim tekniği kullanılmıştır.



Şekil 3. 9 SBS'li üçgen kesişim tekniğinin geliştirilmiş sinyal blok diyagramı

TB-DGM metotlarına geçmeden önce DGM metotlarının daha iyi anlaşılması, karşılaştırılması ve uygulanması için DGM metotlarına ilişkin bazı temel kavramlar verilecek daha sonra TB-DGM metotlarından bahsedilecektir.

3.3.2 DGM Metotlarına İlişkin Bazı Temel Kavramlar

DGM metotlarının performansları modülasyon indeksinden (M_i) önemli derecede etkilenir. M_i , (3.6)'da ifade edildiği gibi bir V_{dc} bara gerilimi için inverter çıkış gerilimi faz-nötr temel bileşeninin, kare dalga (altı-basamak) çalışma durumundaki inverter çıkış gerilimi faz-nötr temel bileşenine oranıdır [14]. Inverter çıkış gerilimini faz-nötr temel bileşen değeri (3.7)'de ifade edildiği gibi kare dalga çalışmada maksimum değerini almaktadır, dolayısıyla giriş DC geriliminden en çok kare dalga çalışma

metodunda yararlanılır. M_i bize herhangi bir çalışma durumunda DC bara gerilimden ne kadar yararlandığımızı gösterir.

$$M_i = V_{1m}/V_{1m-6-basamak} \quad (3.6)$$

$$V_{1m-6-basamak} = 2V_{dc}/\pi \quad (3.7)$$

Frekans modülasyon oranı (mf), üçgen taşıyıcı dalga frekansının referans modülasyon dalgası frekansına oranıdır. Bu oranın tamsayı olması durumu senkron DGM, tamsayı olmaması durumu ise asenkron DGM çalışma durumu olarak adlandırılır. Asenkron DGM çalışma durumunda, inverter çıkış geriliminde alt harmonikler olarak adlandırılan temel bileşen frekansından daha düşük frekanslı harmonik bileşenler ortaya çıkmaktadır. Bu durum birçok uygulama için sakınca arz etmektedir. $mf \leq 21$ iken asenkron DGM ile çalışılması durumunda, çıkış gerilim dalgasında oluşan alt harmonikler oldukça büyük değerler aldığı için senkron DGM çalışma önerilir. Ayrıca üç fazlı uygulamalarda 3 ve 3'ün katı harmonikleri yok etmek için mf değerinin 3'ün tek katı seçilmesinde fayda vardır. $mf \geq 21$ iken asenkron DGM ile çalışılması durumunda inverter çıkış gerilim dalgasında üretilen alt harmoniklerin genlikleri oldukça küçük olduğu için asenkron DGM çalışma kullanılabilir. Ancak inverter bir motoru besliyorsa, asenkron DGM çalışma durumunda sıfır ya da sıfır frekans civarındaki harmonik bileşenlerin genlikleri düşük olmasına rağmen bu bileşenler motordan istenmeyen büyük akımların geçmesine neden olurlar. Bu nedenle bu tarz uygulamalarda asenkron DGM çalışmadan kaçınılması gerekir [8].

Bir modülatörün çalışma bölgesi M_i 'nin aldığı değerlere göre lineer, aşırı modülasyon ve kare dalga çalışma bölgesi olmak üzere 3 farklı bölgeye ayrılır. Lineer çalışma bölgesinde referans modülasyon dalgası ile üçgen taşıyıcı dalga daima kesişmektedir ve $mf > 9$ olmak şartıyla çıkış gerilimi temel bileşeni mf değerinden bağımsız olarak M_i ile artmaktadır. Bu çalışma bölgesinde, bir önceki paragrafta tanımlanan mf değeri kriterlerine göre senkron ya da asenkron DGM çalışma kullanılabilir. Aşırı modülasyon bölgesi lineer bölge ile kare dalga çalışma bölgesi arasında kalan bölgedir. Aşırı modülasyon bölgesinde çalışma durumunda, referans modülasyon dalgası genliği üçgen taşıyıcı dalga genliğinden daha büyüktür, yani referans modülasyon dalgası ile üçgen taşıyıcı dalganın kesişmediği bölgeler oluşur ve çıkış gerilimi temel bileşeni M_i

artışıyla lineer olarak artmaz. Bu çalışma bölgesinde, lineer çalışma bölgesinde gözlemlenmeyen bir çok yan bant harmonikleri ortaya çıkar. Ayrıca çıkış gerilimi mf değişimine karşı oldukça duyarlı olup, mf 'in değerine bakılmaksızın senkron PWM çalışma önerilir [8]. Bunların yanısıra bu çalışma bölgesinde, lineer çalışma bölgesine göre daha büyük çıkış gerilimi temel bileşeni elde edilir, yani giriş geriliminden daha fazla yararlanır. Aynı zamanda bu gerilim DC bara gerilim değişimlerine karşı daha az duyarlıdır, bu durumda herhangi bir nedenden dolayı girişte meydana gelebilecek bir gerilim değişimine karşı, çıkış gerilimi temel bileşeni daha az değişir, bu da sürücünün güvenilirliğini artırır [15]. Aşırı modülasyon bölgesinde çalışma motor kontrolünde kullanılırken, kesintisiz güç kaynağı uygulamalarında inverter çıkış gerilimindeki harmonik sınırlamalar nedeniyle kullanılmaz [8]. $M_i \geq 1$ değerini aldığı anda artık DGM çalışma sona erer ve kare dalga çalışma oluşur, yani kare dalga çalışma DGM çalışmanın özel bir halini alır. Bu bölgede referans modülasyon dalgasının genliği öyle büyüktür ki, referans modülasyon dalgası üçgen taşıyıcı dalgayı sadece sıfır geçişlerinde keser. Bunun bir yararı yarı iletken güç elemanlarının bir periyot içerisinde yalnızca iki defa konum değiştirmesidir. Böylece anahtarlama frekansı, referans modülasyon dalgasının frekansına eşit olur. Bu durum yarı iletken anahtarların açma-kapama sürelerinin düşük olduğu ve anahtarlama kayıplarının yüksek olduğu büyük güçlü uygulamalar için oldukça yararlıdır. Fakat çıkış faz gerilimi temel bileşenin genliği (giriş gerilimi V_{dc} olmak üzere) $2V_{dc}/\pi$ değerine eşit ve M_i değerinden bağımsız olup, bu safhadan sonra yalnızca giriş geriliminin değiştirilmesiyle değişir. Daha önce de bahsedildiği gibi çıkış gerilimindeki simetri nedeniyle çıkışta yalnızca tek numaralı harmonik bileşenler vardır ve onların genlikleri harmonik mertebeleriyle ters orantılı olarak değişmektedir. Düşük mertebeden harmonik bileşenlerin genlikleri büyüktür [8].

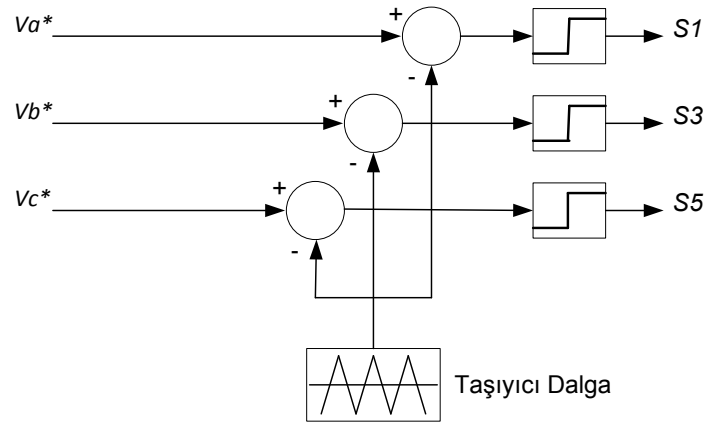
3.3.3 TB-DGM Metodları

Üçgen kesişim tekniğinde, referans modülasyon dalgalarına eklenen SBS ve direkt dijital teknikte, sıfır vektörlerin serbestçe yerleştirilebilmesi sayesinde çok sayıda TB-DGM metodu elde edilebilir. Ancak, elde edilecek olan her metodun performans ve uygulama kısıtlamaları nedeniyle kullanılması uygun değildir [14]. DGM metodları genel olarak lineer çalışma bölgeleri, anahtarlama kayıpları, dalga şekillerinin harmonik

içerikleri, basit ve uygulanabilir olmaları gibi temel bazı kriterlere göre karşılaştırılırlar. Bunlardan başka, ortak mod gerilimlerinin durumuna göre de bir karşılaştırma yapmak mümkündür [7],[11],[13],[14]. Bu kısımda, bazı önemli DGM metotlarından bahsedilecektir. Bahsedilecek olan DGM metotları içerisinde, bu tez kapsamında kullanılan metotlar daha ayrıntılı incelenecekken, diğer DGM metotları sadece fikir vermek amacıyla daha yüzeysel ele alınacaktır.

3.3.3.1 Sinüsoidal PWM (SPWM)

SPWM metodu, en basit ve en iyi bilinen TB-DGM metodudur. SPWM'de, Şekil 3.10'daki blok şemasında da gösterildiği gibi, aralarında 120° faz farkı bulunan üç adet sinüsoidal referans modülasyon dalgası ile üçgen taşıyıcı dalga karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri üretilir. Bu metodun, dar bir lineer çalışma bölgesine ($Mi_{max}=0.785$) sahip olmasının yanısıra, yüksek modülasyon aralığında da dalga şekli karakteristikleri zayıftır [13],[14]. SPWM metodu sadece üçgen kesişim tekniğiyle gerçekleştirilebilmektedir. Direkt dijital teknikle uygulaması yoktur.



Şekil 3. 10 SPWM metodunun geliştirilmiş sinyal blok diyagramı

3.3.3.2 Üçüncü Harmonik Enjeksiyonlu PWM (THIPWM)

THIPWM metotları, referans modülasyon dalgalarına SBS olarak farklı genlikli sinüsoidal 3. Harmonik bileşenlerin eklenmesiyle ortaya çıkarlar. Eklenen SBS sinyalinin genliğine göre, THIPWM1/4 ve THIPWM1/6 olmak üzere iki farklı THIPWM yöntemi vardır. THIPWM1/4 yöntemi, referans modülasyon dalgalarının (Va^* , Vb^* , Vc^*) $1/4$ 'ü genliğindeki sinüsoidal 3. harmonik bileşenlerin, referans modülasyon dalgalarına SBS

olarak eklenmesiyle ortaya çıkmaktadır. Bu metot, teorik olarak en iyi dalga şekli karakteristiklerine sahiptir ve metodun lineer çalışma bölgesi $Mi_{max}=0.881$ 'de sonlanmaktadır. THIPWM1/6 yöntemi ise, referans modülasyon dalgalarının 1/6'sı genliğindeki sinüsoidal 3. harmonik bileşenlerin, referans modülasyon dalgalarına SBS olarak eklenmesiyle ortaya çıkmaktadır. Lineer çalışma bölgesi $Mi_{max}=0.907$ 'de sonlanmaktadır. Her iki metot da, pratik önemden ziyade akademik ve tarihsel öneme sahiptir. Bu metotlar da sadece üçgen kesişim tekniğiyle elde edilebilmektedir. Direkt dijital teknikle uygulamaları yoktur [13],[14].

3.3.3.3 Uzay Vektör (Space Vector) PWM (SVPWM)

SVPWM metodu, hem üçgen kesişim tekniğiyle, hem de direkt dijital teknikle uygulanabilir. Lineer çalışma bölgesi geniş ($Mi_{max}=0.907$) olup, dalga şekli karakteristikleri oldukça iyidir.

SVPWM metodunun üçgen kesişim tekniğiyle uygulanmasında SBS, minimum genlik testiyle elde edilir. Bu teste, referans modülasyon dalgaları (Va^* , Vb^* , Vc^*) birbirleriyle karşılaştırılır ve minimum genlikli referans modülasyon dalgası bulunur. Bulunan minimum genlikli referans modülasyon dalgası, 0.5 ile çarpılarak SBS üretilir. Örneğin; $|Va^*| \leq |Vb^*|$ ve $|Va^*| \leq |Vc^*|$ olması durumunda SBS $0.5 \times Va^*$ 'ya eşittir. Daha sonra üretilen bu SBS'nin, Şekil 3.9'da da gösterildiği gibi referans modülasyon dalgalarına eklenmesiyle, SVPWM'in üçgen kesişim tekniğiyle uygulanabilmesine olanak sağlayan yeni referans modülasyon dalgaları (Va^{**} , Vb^{**} , Vc^{**}) elde edilir. Son olarak bu yeni referans modülasyon dalgaları üçgen taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılır ve anahtarlama sinyalleri üretilir.

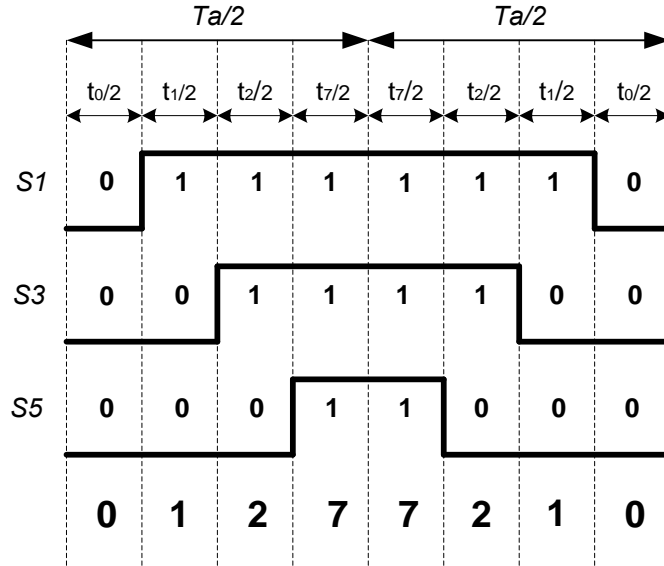
SVPWM metodunun direkt dijital teknikle gerçekleşmesi, sıfır vektörlerin eşit sürelerde uygulanması ve vektörlerin simetrik yerleşimiyle sağlanır. Daha açık bir ifadeyle, referans uzay vektör, kendisine bitişik iki aktif vektör ve sıfır vektörlerin birlikte kullanılmasıyla elde edilir [14]. Şekil 3.11'de vektörlerin 1. sektördeki yerleşiminde de görüldüğü gibi, daha iyi dalga şekli karakteristikleri elde etmek amacıyla vektörler 0-1-2-7-7-2-1-0 şeklinde simetrik olarak yerleştirilmiştir. Ayrıca vektör sırası, bir durumdan diğerine geçişte sadece bir faz kolunda anahtarlama yapılacak şekilde ayarlanarak,

anahtarlama kayıpları azaltılmaya çalışılmıştır [10]. Aktif ve sıfır durum süreleri (3.8), (3.9) ve (3.10) ifadeleriyle $R=1,2,3,4,5,6$ ve $R=6$ ise $R+1=1$ olmak üzere hesaplanır [14]. Bu ifadeler lineer çalışma bölgesi için geçerli olup, aşırı modülasyon bölgesinde geçerli değildir. Aşırı modülasyon bölgesi için farklı süre hesapları tarif edilir ve bu bölgede sıfır vektörler kullanılmazlar [13].

$$t_R = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \left[\sin \left(R \frac{\pi}{3} - w_{et} \right) \right] T_a \quad (3.8)$$

$$t_{R+1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \left[\sin \left(w_{et} - (R-1) \frac{\pi}{3} \right) \right] T_a \quad (3.9)$$

$$t_0 = t_7 = (T_a - t_R - t_{R+1})/2 \quad (3.10)$$



Şekil 3. 11 SVPWM metodunda 1. sektör için gerilim vektörlerinin yerleşimi

3.3.3.4 Süreksiz (Discontinuous) PWM (DPWM) Metotları

TB-DGM metotları, anahtarlama karakteristiklerine göre sürekli (continuous) ve süreksiz DGM olmak üzere iki kısımda incelenebilir. Bundan önce bahsedilen SPWM, THIPWM ve SVPWM metotları sürekli DGM (CPWM) metotları olup, bahsedilen bu metotların lineer çalışma bölgesi içerisinde, referans modülasyon dalgası ile üçgen taşıyıcı dalga daima kesişmekte ve dolayısıyla sürekli olarak anahtarlama olayları (anahtarlama kayıpları) gerçekleşmektedir. Süreksiz DGM metotlarında ise referans modülasyon dalgalarına eklenen SBS sayesinde, referans modülasyon dalgaları 30° , 60°

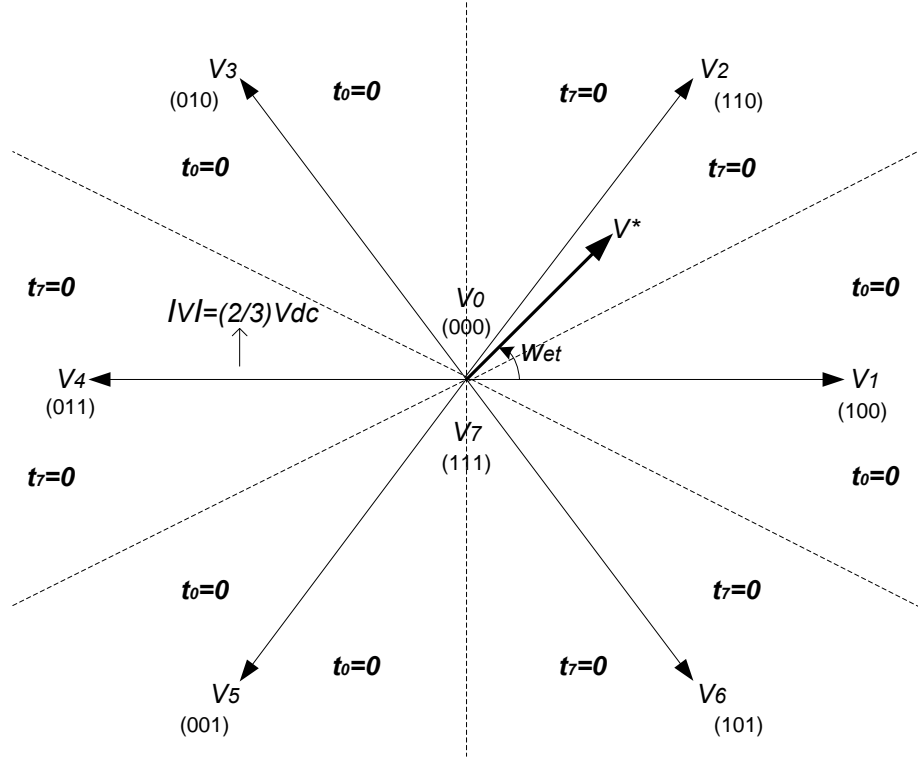
ve 120°'lik parçalar halinde taşıyıcı dalga genliğine eşitlenerek toplamda 120°'lik taşıyıcı dalga genliğine eşit bölge oluşturulur. Bu bölge içerisinde, taşıyıcı dalganın referans dalgaya eşit olması sebebiyle anahtarlama olayları gerçekleşmez ve anahtarlama kayıplarında ortalama olarak %33'lük bir azalma sağlanır. Anahtarlama kayıpları, anahtarlama akımı ile lineer olarak artmaktadır. Bu nedenle anahtarlama bölgelerinin yük akımının yüksek olduğu bölgelere denk getirilmesiyle, anahtarlama kayıpları daha da azaltılabilir. Buradan yola çıkarak, yükün güç faktörüne uygun DPWM metotlarından biri seçildiğinde, anahtarlama kayıplarında %50'ye varan bir azalma sağlanabilir. DPWM metotları da, hem üçgen kesişim tekniğiyle hem de direkt dijital teknikle uygulanabilmektedir. Lineer çalışma bölgesi $Mi_{max}=0.907$ 'de sonlanmaktadır. Çıkış dalga şekli karakteristikleri, diğer metotlarla aynı taşıyıcı dalga frekansı altında karşılaştırma yapıldığında oldukça kötüdür. Bu durumda ise DPWM metotlarının kullanıldığı inverterlerde anahtarlama kayıpları daha düşüktür. Ancak aynı anahtarlama kayıpları altında, yani DPWM metotları için daha yüksek taşıyıcı dalga frekansı kullanılması durumunda ve buna ek olarak yüksek Mi değerlerinde karşılaştırma yapıldığında, DPWM metotlarının çıkış dalga şekli karakteristiklerinin diğer metotlardan daha iyi olduğu görülür. Literatürde süresiz bölgelerin yerleşimine göre DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3, DPWMMAX, DPWMMIN metotlarına ve bunlardan DPWM0, DPWM1 ve DPWM2'nin yükün güç faktörüne göre uygun olanının seçilmesine imkan sağlayan GDPWM metoduna rastlanmaktadır [13]-[17]. Bu tez çalışmasında birim güç faktörü uygulamalarında maksimum miktarda anahtarlama kaybı tasarrufu sağlayan DPWM1 metodu kullanılmıştır. Dolayısıyla DPWM1 metodu daha ayrıntılı olarak irdelenecektir.

DPWM1

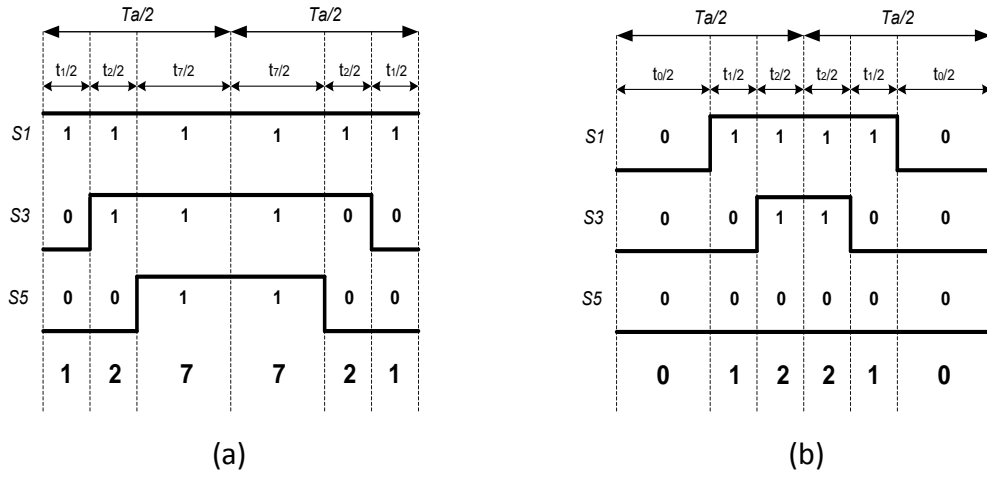
DPWM1 metodunda anahtarlamanın gerçekleştirilmediği bölge, Şekil 3.15'te de gösterildiği gibi her yarı periyotta faz gerilimlerinin maksimum olduğu 60°'lik bölgelere denk getirilmiştir. Dolayısıyla bu metot, çıkış akım ve geriliminin arasında faz farkının bulunmadığı birim güç faktöründeki uygulamalarda anahtarlama kayıplarında %50'ye varan bir azalma sağlar [13],[14].

Bu metodun üçgen kesişim tekniğiyle uygulanmasında SBS, maksimum genlik testi yardımıyla elde edilir. Bu teste, referans modülasyon dalgaları (Va^* , Vb^* , Vc^*) birbirleriyle karşılaştırılarak maksimum genlikli referans modülasyon dalgası bulunur. Bulunan maksimum genlikli referans modülasyon dalgası yardımıyla SBS üretilir. Örneğin $|Va^*| \geq |Vb^*|$ ve $|Va^*| \geq |Vc^*|$ olması durumunda SBS, $\text{sign}(Va^*)Vdc/2 - Va^*$ 'a eşittir. Daha sonra üretilen bu SBS'nin Şekil 3.9'da da gösterildiği gibi referans modülasyon dalgalarına eklenmesiyle DPWM1'in üçgen kesişim yöntemiyle uygulanabilmesine imkan sağlayan yeni referans modülasyon dalgaları (Va^{**} , Vb^{**} , Vc^{**}) elde edilir. Son olarak bu yeni referans modülasyon dalgaları üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır ve anahtarlama sinyalleri üretilir [14].

DPWM1 metodunun direkt dijital uygulaması, Şekil 3.12'de de görüldüğü gibi sıfır vektörlerin herhangi bir sektörde sırayla kullanılması ile gerçekleştirilmektedir. İki sıfır vektör, bir anahtarlama süresi içerisinde birlikte kullanılmaz. Burada referans vektör, bitişik iki aktif vektör ve tek bir sıfır vektör kullanılarak elde edilir. Örneğin Şekil 3.12'de gösterildiği gibi 1. Sektörün ilk yarısında "7" numaralı vektör kullanılırken, diğer yarısında ise "0" numaralı vektör kullanılmaktadır. "7" ve "0" vektörlerinin ayrı ayrı kullanıldığı bu metotta, 1. sektör için aktif vektörler ve sıfır vektörün yerleşimi Şekil 3.13'de gösterilmiştir. Ayrıca vektörlerin yerleşimine dikkat edilirse her durumda 1 faz kolunda anahtarlama yapılmadığı gözlenir. Dolayısıyla her durumda yalnızca iki faz anahtarlanmaktadır [13],[14].



Şekil 3. 12 DPWM1 metodu için sıfır vektörlerin kullanılma durumu



Şekil 3. 13 DPWM1 metodunda 1. sektör için gerilim vektörlerinin yerleşimi (a) $t_0=0$; (b) $t_7=0$

3.3.3.5 Azaltılmış Ortak Mod Gerilimli PWM (RCMV-PWM) Metotları

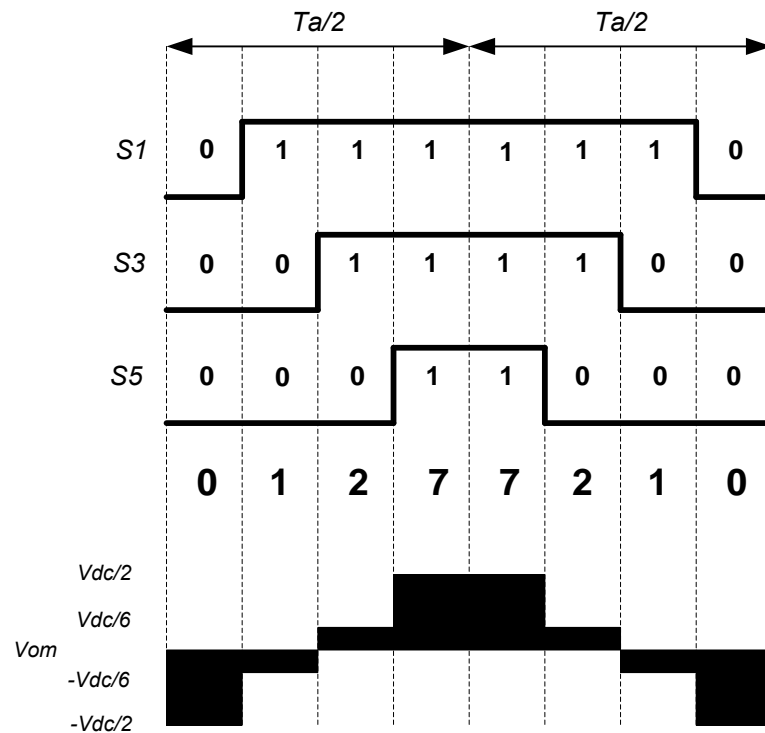
CPWM ve DPWM metotları kullanıldığında (3.11) ifadesindeki ortak mod geriliminin (common mode voltage (CMV)) (Şekil 3.7'de gösterilen inverter DC barasının orta noktasına göre tanımlanmış), Şekil 3.14'teki gibi değiştiği gözlemlenir. İnverter çıkış gerilimi, temel bileşen ve yüksek frekanslı harmonik bileşenlerden oluşmaktadır. Bu harmonik bileşenlerin AC motor uygulamalarında çıkışta dalgalı bir akım oluşturması

durumunda (yük endüktansı ve/veya anahtarlama frekansının yüksek frekanslı harmonik akım bileşenlerini süzemeyecek kadar küçük olduğu durumlarda) kayıplar, termal zorlanmalar ve akustik gürültüler meydana gelir. Bu olumsuz etkileri azaltmak için anahtarlama frekansı, anahtarlama elemanın izin verdiği çerçevede arttırılır. Ancak bu defa da artan anahtarlama frekansı nedeniyle çıkış gerilim darbelerinde meydana gelen hızlı ve keskin gerilim değişimleri, ayırık mod (differential mode) ve ortak mod gerilimlerinin neden olduğu olumsuzluklara yol açarlar. Yüksek frekanstan dolayı, çıkış ayırık mod (faz-faz) gerilimlerdeki ani polarite değişimleri neticesinde ve özellikle de uzun kablolu uygulamalarda, motor terminallerinde DC bara geriliminin 3-4 katı büyüklüğüne kadar çıkan ve motor sargılarında izolasyon bozulmasına yol açabilecek aşırı gerilimler gözlemlenebilir. Yüksek dv/dt 'ye sahip yüksek ortak mod gerilimleri ise motor sargıları, rotor ve motor gövdesi arasındaki mesafelerin kısa olmasından dolayı bu tabakalar arasındaki eşdeğer parazitik kapasitif yolların yüksek frekanslarda etkin hale gelmesi ve pratikte güvenlik amacıyla motor gövdesinin topraklanmasından dolayı yüksek frekanslı ortak mod akımlarına (common mode current (CMC)) sebep olur. Motor sürücü uygulamalarında yüksek CMV ve CMC, rulman bozulmalarına yol açan rulman akımları ve elektromanyetik girişim (EMI) gibi negatif etkilere neden olabilir [7],[18].

$$V_{cm} = (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0})/3 \quad (3.11)$$

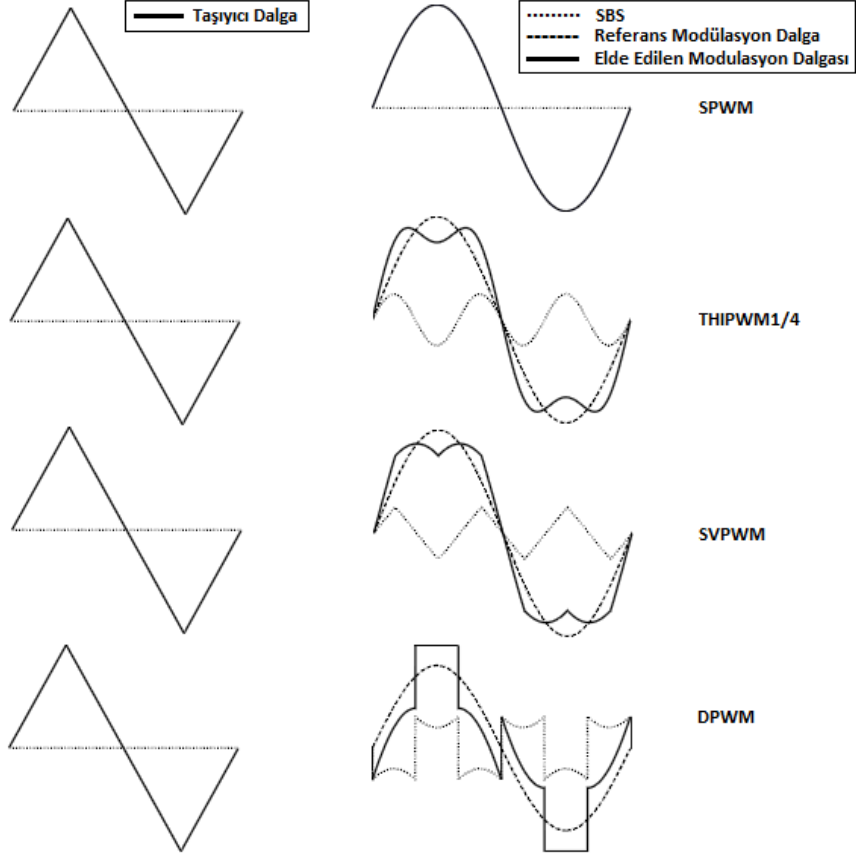
CMV'nin bu olumsuz etkilerini bastırmak amacıyla iki seviyeli inverterlerde aktif ve pasif filtreler kullanılabilir. Ancak bu durum ek donanım gerektirdiğinden sürücünün maliyet ve karmaşıklığını arttırır. Bunlara alternatif olarak, farklı DGM metotları yardımıyla da CMV'nin olumsuz etkilerinin üstesinden gelinebilir. Şekil 3.14'de SVPWM metoduna ait CMV'nin değişiminde görüldüğü gibi sıfır vektörlerin kullanılması durumunda, $CMV = -V_{dc}/2$ ve $V_{dc}/2$ değerlerini alırken, aktif vektörler kullanıldığında ise $CMV = -V_{dc}/6$ ve $V_{dc}/6$ değerlerini almaktadır. CPWM ve DPWM metotları lineer bölge içerisinde sıfır vektörleri kullandıklarından dolayı yüksek genlikli CMV'lerine sahiptirler. RCMV-PWM metotlarının temeli, sıfır vektörleri direkt olarak kullanmayıp, onları aktif vektörler yardımıyla elde etmeye ve dolayısıyla $-V_{dc}/2$ ve $V_{dc}/2$ olan CMV'ni $-V_{dc}/6$ ve $V_{dc}/6$ gerilimleri ile sınırlandırarak yüksek genlikli CMV neden olduğu olumsuz etkileri azaltmaya dayanmaktadır. Bu kapsamda literatürde AZSPWM (AZPWM1-AZSPWM2-

AZSPWM3), RSPWM (RSPWM1-RSPWM2-RSPWM3) ve NSPWM metotları RCMV-PWM metotları olarak karşımıza çıkarlar. Bu yöntemlerin bazıları lineer çalışma bölgesinin darlığı ve bazıları da uygulama zorluğu nedeniyle sınıtlıdır. Bu yöntemler de hem üçgen kesişim tekniğiyle hem de direkt dijital teknikle gerçekleştirilebilirler [7],[11],[18]. RCMV-PWM metotları bu tez kapsamında simüle edilmeyeceğinden dolayı metotlar tek tek incelenmeyecektir. Ayrıntılı bilgi ve analizler için referanslara bakılması tavsiye edilir.



Şekil 3. 14 SVPWM metodunda ortak mod geriliminin değişimi

Bu tez kapsamında kullanılan ve simüle etme kolaylığı nedeniyle üçgen kesişim tekniğiyle gerçekleştirilen TB-PWM metotlarından SPWM, THIPWM1/4, SVPWM ve DPWM1 metotlarının SBS'leri, referans modülasyon dalgaları (V^*) ve referans modülasyon dalgalarına eklenen SBS vasıtasıyla elde edilen modülasyon dalgaları (V^{**}) Şekil 3.15'te gösterilmiştir.

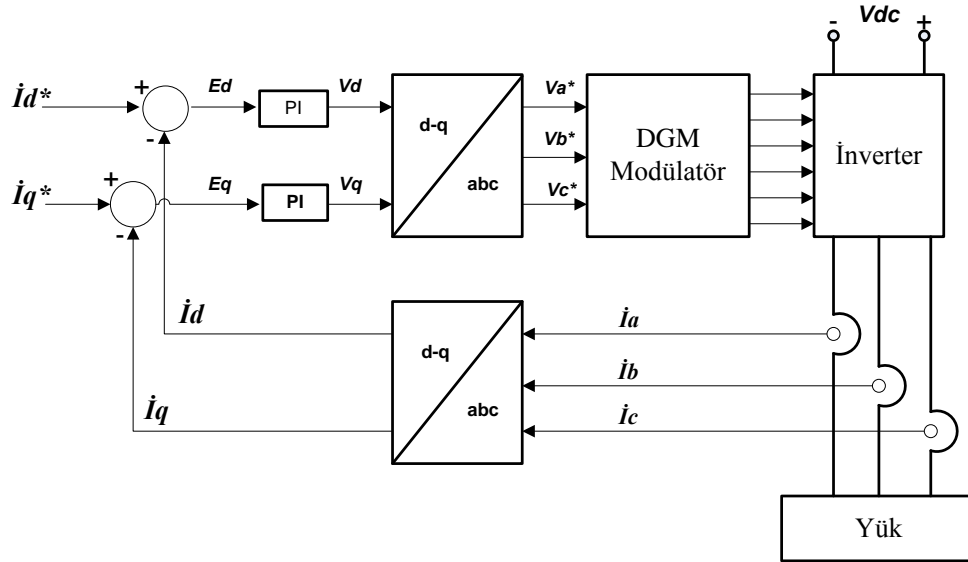


Şekil 3. 15 Üçgen taşıyıcı dalgaları, SBS'leri, referans ve elde edilen modülasyon dalgaları (SPWM, THIPWM1/4, SVPWM, DPWM)

3.3.3.6 Senkron Vektör Kontrolör (Synchronous Vector Controller) (PI)

Kapalı çevrim DGM metotları, yükün ve/veya DC baranın değişken olduğu durumlarda, AC dalga şekillerinin bu yeni çalışma koşullarına ayak uydurması ve DC bara değişimlerinin kompanze edilmesi istenen uygulamalarda tercih edilirler [10]. Üç fazlı gerilim kaynaklı darbe genişlik modülasyonlu uygulamaların çoğunda daha iyi performans ve daha iyi cevap karakteristiklerinden dolayı Şekil 3.2'de de gösterildiği gibi bir akım geri besleme çevrimi kullanılır [19],[20]. AC motor uygulamalarında akım kontrolü kullanılması durumunda stator parametrelerine olan bağıllık azalır ve ani tork kontrolü sağlanır [20]. Temel olarak akım kontrolde, AC faz akımları referans faz akımlarını takip etmesi için zorlanır. Akım kontrol teknikleri, üç fazlı gerilim kaynaklı DGM'li uygulamalar için lineer ve nonlineer olmak üzere iki ana gruba ayrılır. Lineer grupta; sabit (stationary) kontrolör (PI), senkron vektör (synchronous vector) kontrolör, kestirimci ve deatbeat (predictive and deatbeat) kontrolörler yer alırken, nonlineer grup ise; histerisiz (hysteresis), delta modülasyon ve on-line optimize kontrolörlerden

oluşmaktadır. Nonlinear kontrolörlerin aksine, lineer kontrolörlerde akım hata kompanzasyonu ve gerilim modülasyonu kısımları birbirinden ayrıdır. Bu durum bize, lineer kontrolörlerin TB-DGM metotları ile birlikte kullanılabilmesine ve böylece TB-DGM metotlarının daha önce de sıralanan düşük harmonik distorsiyonlu dalga şekli karakteristikleri, sabit anahtarlama frekansları ve uygulama basitlikleri gibi avantajlarından yararlanılmasına imkan sağlar [19].



Şekil 3. 16 Senkron vektör kontrolör (PI)

Bu tez kapsamında yalnızca senkron vektör kontrolör (PI) simule edildiği için diğer metotlar açıklanmayacak, sadece senkron vektör kontrolör yapısından bahsedilecektir. Senkron vektör kontrolörde Şekil 3.16'da gösterildiği gibi öncelikle AC yük akımları i_a , i_b ve i_c park dönüşümü yardımıyla i_d ve i_q akımlarına dönüştürülür. Daha sonra bu akımlar referans i_d^* ve i_q^* akımları ile karşılaştırılarak E_d ve E_q hataları elde edilir. PI kompanzatorler sayesinde hatalar azaltılır, V_d ve V_q gerilimleri elde edilir. Ardından ters park dönüşümü kullanılarak V_d ve V_q gerilimlerinden, V_a^* , V_b^* ve V_c^* referans gerilim vektörleri elde edilir. Son olarak DGM modülatör aracılığıyla anahtarlama sinyalleri üretilir [19],[20].

İNVERTER DC BARA AKIMININ ANALİZİ

4.1 Giriş

DGM metotları, inverter AC çıkış dalga şekillerinin harmonik içerikleri, inverter DC bara akımı, anahtarlama kayıpları ve lineer çalışma bölgesinin genişliği gibi bazı temel kriterler üzerinden değerlendirilirler ve karşılaştırılırlar [13],[14]. Bu tez kapsamında, inverter DC bara akımı ile ilgilenileceği için diğer kriterlerle ilgili incelemeler yapılmayacak, DC bara akımından ise daha detaylı olarak bahsedilecektir.

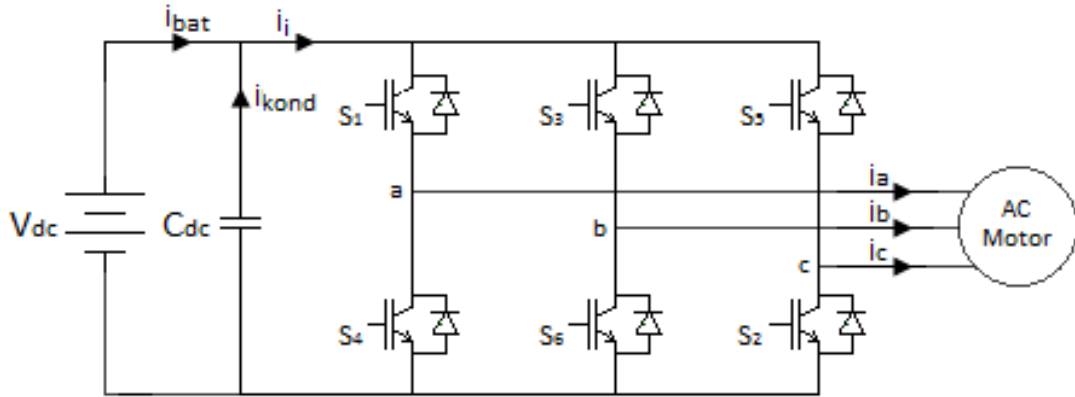
İnverterde DC kaynak olarak bataryanın kullanıldığı elektrikli araç gibi uygulamalarda, batarya ile AC motor arasındaki temel güç elektroniği dönüştürücüsü, Şekil 4.1’de gösterilen üç fazlı iki-seviyeli GKİ’dir. Bu topolojide, DC bara kondansatörü ve batarya direkt olarak paralel bağlanmıştır. DC bara akımı (i_i), batarya akımı (i_{bat}) ve kondansatör akımı (i_{kond}) akımlarından oluşmaktadır. DC bara akımının rms değeri ve harmonik içeriği, yük akımının rms değerine (I_{1rms}), M ’ye, modülasyon metoduna ve yük güç faktörüne ($\cos\phi$) bağlıdır. DC bara akımının harmonik içeriği ise taşıyıcı frekansı ve onun yan bantları ile taşıyıcı frekansının katları ve onların yan bantlarından oluşmaktadır [14],[21]-[25].

DC bara akımının rms değeri ve harmonik içeriği, DC bara kondansatörünün boyutlandırılması bakımından oldukça önemlidir. Bu konuyla alakalı daha detaylı bilgiler Bölüm 5’te verilecektir. DC bara akımı ile ilgili yapılan çalışmalar, sürekli-durum (steady-state) altında, girişteki DC gerilim kaynağının sabit genlikte, çıkış akımının ideal yani saf sinüsoidal ve sistemin dengede olduğu kabul edilerek yapılmıştır. DC bara

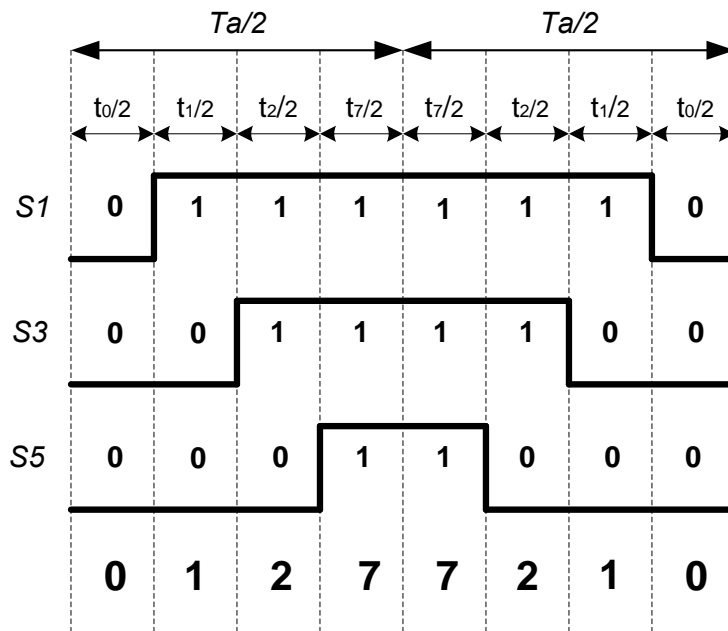
akımı (i_i), yüke ortalama güç transferini sağlayan bir ortalama bileşen ile DGM anahtarlama kaynaklı harmonik bileşenlerden oluşmaktadır. Şekil 4.1’de gösterilen üç fazlı iki-seviyeli gerilim kaynaklı invertere, Şekil 4.2’de verilen SVPWM metodunun 1. sektöründe kullanılan vektörlerden sıfır vektörlerin (“0”, “7”) uygulanması durumunda, inverter çıkış fazlarının kendi üzerinden kısa devre edildiği ve girişle hiçbir bağlantısının olmadığı gözlenir. Dolayısıyla buradan, sıfır vektörlerin kullanıldığı durumlarda girişten herhangi bir akım çekilmediği anlaşılır. Ancak aynı uygulamanın aktif vektörler (“1”, “2”, “3”, “4”, “5”, “6”) ile yapılması durumunda, girişle çıkış arasında bir bağlantı kurulduğu ve girişten bir akım çekildiği görülür. Bunlar da bize inverter giriş akımının aktif vektörler tarafından oluşturulduğunu, sıfır vektörlerin ise bu akımın oluşumunda herhangi bir rol üstlenmediğini göstermektedir [14],[23]-[25]. Bu durum, inverter giriş akımının ifadesinin, inverter çıkış akımları ve anahtarlama durumları cinsinden verildiği (4.1) ifadesine, sıfır ve aktif vektörlerin anahtarlama durumları yazılarak da görülebilir. (4.1) ifadesindeki s_a , s_b ve s_c sırasıyla faz a, b, c’nin anahtarlama durumlarını göstermektedir. Bu anahtarlama durumları, ilgili fazın üst sıra anahtarının iletimde olması durumunda “1” değerini, alt sıra anahtarının iletimde olması durumunda ise “0” değerini almaktadır [24],[25]. Örneğin; 2 numaralı (110) vektörünün kullanılması durumunda (4.1) ifadesine $s_a=1$, $s_b=1$ ve $s_c=0$ yazıldığında DC bara akımının i_a ve i_b faz akımlarının toplamına eşit olduğu görülür. Aynı ifadeye $s_a=1$, $s_b=1$ ve $s_c=1$ olduğu “7” numaralı (111) vektörün uygulanması durumunda, DC bara akımının i_a , i_b ve i_c akımlarının toplamına eşit olduğu görülür. Bu akımlar arasındaki 120’şer derecelik faz farkından dolayı üçünün toplamı sıfırdır. Dolayısıyla DC baradan herhangi bir akım çekilmemektedir. Buradan yola çıkarak, sadece sıfır vektörlerin yerleşimlerinin farklı olduğu ve referans vektörün aynı aktif vektörlerle elde edildiği CPWM ve DPWM metotları için, inverter girişinden aynı akımın çekildiği anlaşılır. Fakat RCMV-PWM metotlarında sıfır vektörler de, aktif vektörler vasıtasıyla elde edildikleri için burada DC baradan çekilen akım, CPWM ve DPWM metotlarından farklıdır. Ayrıca her modülasyon metodunun kendine özgü anahtarlama durumlarına sahip olması ve bundan dolayı dalga şekli darbelerinin farklı konumlanması, DC bara akımı harmonik içeriklerinin farklı olmasına neden olur [23]. Yani DC bara geriliminin harmonik içeriği

modülasyon metodundan etkilenir [14],[21]-[27]. DC bara akımı ve harmonik içeriği, DC bara geriliminin dalgalanmasını ve DC bara kondansatörünün kayıplarını etkiler [21].

$$i_j = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (4.1)$$



Şekil 4. 1 Üç fazlı iki-seviyeli GKi



Şekil 4. 2 SVPWM metodunda 1. sektör için gerilim vektörlerinin yerleşimi

4.2 DC Bara Akımının Ortalama ve RMS değeri

DC bara akımının ortalama değeri, sürekli-durum altında girişteki DC gerilim kaynağının sabit genlikte, inverter çıkış akımlarının (4.2)'de ifadesinde verildiği gibi saf sinüsoidal olması ve inverterin kayıpsız kabul edilmesiyle, inverterin giriş ve çıkış ortalama güçlerinin eşitliğinden yola çıkarak (4.3)'deki gibi hesaplanır [24],[26].

$$i_a = I_{1max} \sin(\omega_e t - \varphi)$$

$$i_b = I_{1max} \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \quad (4.2)$$

$$i_c = I_{1max} \sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} - \varphi)$$

$$I_{iort} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} M_i I_{1rms} \cos \varphi \quad (4.3)$$

(4.3) ifadesinden de görüldüğü gibi, inverter giriş akımının ortalama değeri modülasyon metodu ve taşıyıcı dalga frekansından bağımsız olup çıkış faz akımının rms değeri, M_i ve yük güç faktörü ile lineer olarak artmaktadır. Yük güç faktörünün sıfır ($\cos\varphi=0$) olması durumunda, (4.3)'ten de görüleceği gibi yüke herhangi bir ortalama (aktif) güç transferi yapılmadığından dolayı $I_{iort}=0$ 'dır. M_i 'ye olan bağıllık ise M_i 'ye bağlı olarak akım darbelerinin genişliklerinin artması ve aynı güç faktörü altında yüke daha fazla ortalama gücün aktarılmasıyla açıklanabilir [25].

Bir ortalama bileşen ve DGM anahtarlardan kaynaklanan harmonik bileşenlerden oluşan DC bara akımının rms değeri, (4.4) ifadesinde verilmiştir. CPWM ve DPWM metotları için geçerli olan bu ifade, aynı kabuller altında çıkış faz akımının rms değerine, M_i 'ye ve yük güç faktörüne bağlı olup, modülasyon metodunun ve taşıyıcı dalga frekansının değişiminden bağımsızdır. Sıfır vektörlerin farklı konumlandırılmasıyla ortaya çıkan farklı DGM metotlarında, bu farklı konumlandırma şekli giriş akımı darbelerinin yerlerini değiştirir, ancak şekillerini değiştirmez. Yeterince yüksek frekanslarda, bir anahtarlama periyodu içerisinde yük akımlarının değişmediği kabul edilirse, bu yer değişiminin herhangi bir önemi kalmaz, bu nedenle CPWM ve DPWM metotlarında giriş akımının rms değeri modülasyon metodundan bağımsızdır [25]. Fakat RCMV-PWM metotlarında, sıfır vektörlerin aktif vektörlerle elde edilmesi ve ayrıca RCMV-PWM metotları içerisindeki farklı bazı modülasyon metotlarında, referans gerilim vektörünün elde edildiği aktif vektörlerin de farklı olmasından dolayı, giriş akım darbelerinin yerlerinin yanısıra şekilleri de değişmektedir. Bu nedenle RCMV-PWM metotlarında DC bara akımının rms değeri, CPWM ve DPWM metotlarından farklı olduğu gibi kendi içindeki farklı bazı modülasyon metotlarında da değişiklik göstermektedir [18]. Taşıyıcı dalga frekansının değişimi, inverter aktif durumlarının

doluluk oranlarını değiştirmediğinden dolayı inverter giriş akımının rms değeri taşıyıcı dalga frekansından bağımsızdır [14]. Bu nedenle taşıyıcı dalga frekansı arttırılarak DC bara akımının harmonik bileşenleri ve dolayısıyla rms değeri azaltılamaz.

$$I_{irms} = I_{1rms} \sqrt{\left\{ \frac{8\sqrt{3}}{\pi^2} Mi \left(\frac{1}{4} + \cos^2 \varphi \right) \right\}} \quad (4.4)$$

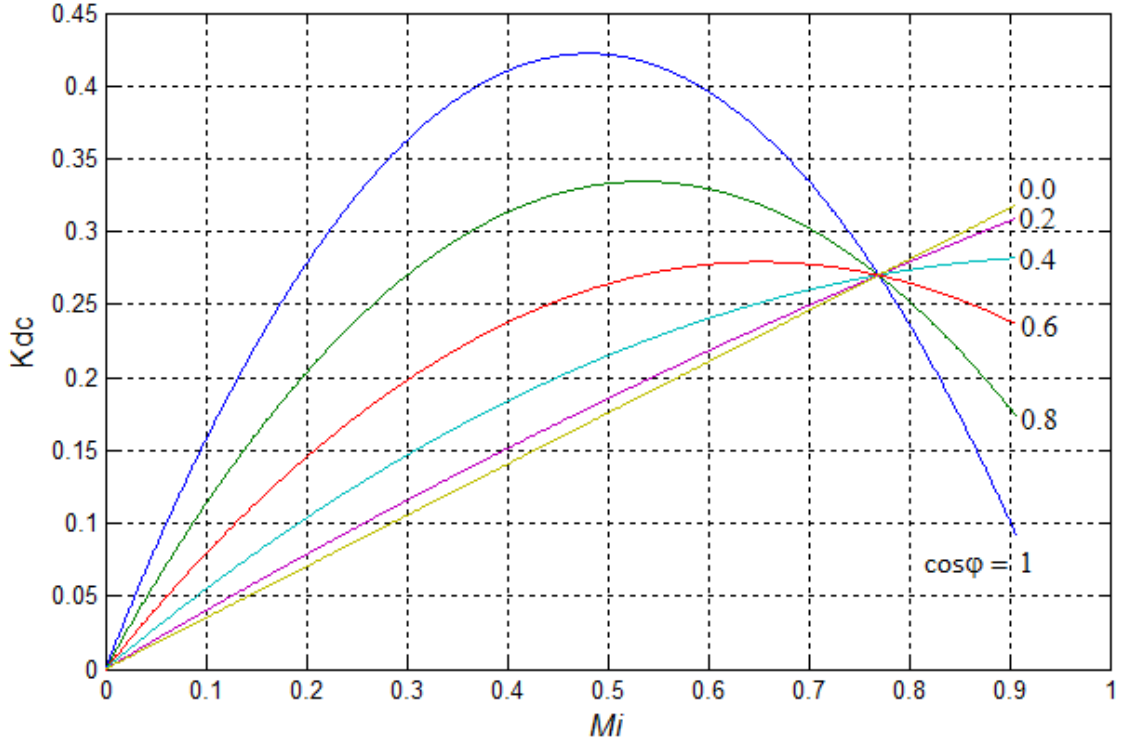
DC bara akımının harmonik bileşenlerinin rms değeri I_{ihrms} , DC bara akımının rms değeri I_{irms} ve DC bara akımının ortalama değeri I_{iort} olmak üzere (4.5) ifadesinde verilmiştir. Bu eşitlikten yola çıkararak, (4.6) ifadesinde verilen DC bara akımı dalgalanma faktörü K_{dc} tanımlanmıştır. K_{dc} ifadesi, DC bara akımı harmonik bileşenleri rms değerinin karesinin, çıkış faz akımı temel bileşeni rms değerinin karesine oranıdır. CPWM ve DPWM metotları için K_{dc} ifadesi (4.7) eşitliğinde verilmiştir. (4.7) ifadesinde görüldüğü gibi K_{dc} , Mi 'nin ve yk g faktörünün bir fonksiyonudur. Şekil 4.3'te, K_{dc} 'nin Mi ve $\cos\varphi$ 'ye bağlı değişimi gösterilmiştir [14].

$$I_{ihrms}^2 = I_{irms}^2 - I_{iort}^2 \quad (4.5)$$

$$K_{dc} = I_{ihrms}^2 / I_{1rms}^2 \quad (4.6)$$

$$K_{dc} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi^2} Mi + \left(\frac{8\sqrt{3}}{\pi^2} - \frac{18}{\pi^2} Mi \right) Mi \cos^2 \varphi \quad (4.7)$$

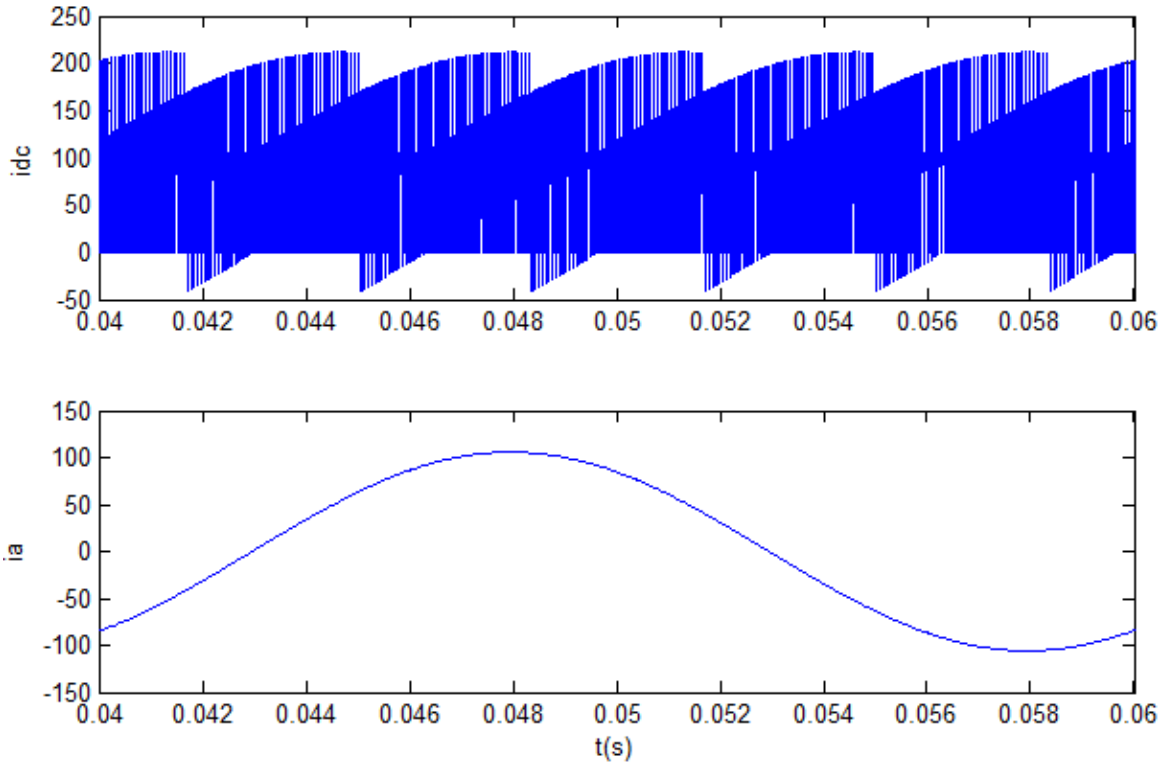
Şekil 4.3'ten de anlaşılabilieceği gibi, K_{dc} değeri $\cos\varphi=1$ ve $Mi\approx 0.48$ iken maksimum değerini almaktadır. $Mi\approx 0.77$ değeri için ise DC bara akımı harmonik bileşenlerinin rms değeri $\cos\varphi$ 'den bağımsız olup tüm $\cos\varphi$ değerleri için aynıdır.



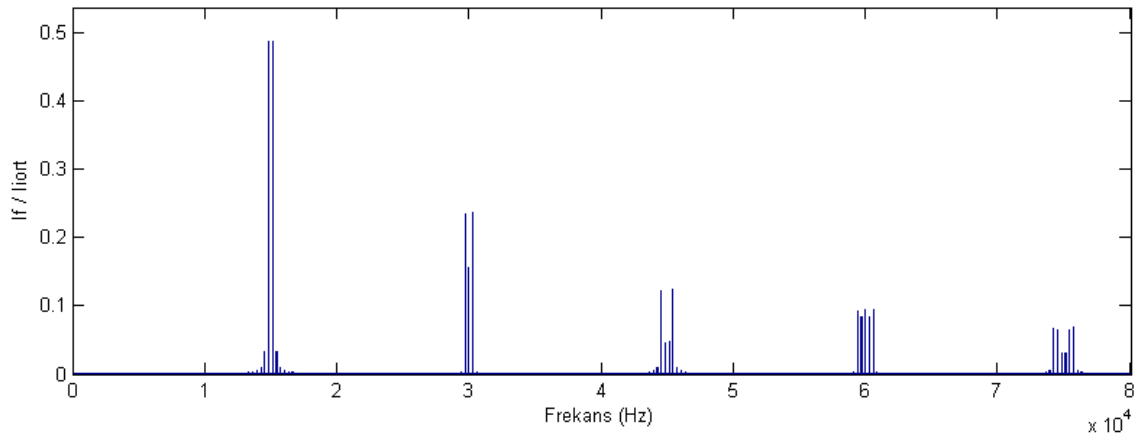
Şekil 4. 3 K_{dc} 'nin Mi ve $\cos\phi$ 'ye bağlı değişimi

4.3 DC Bara Akımının Harmonik Analizi

DC bara akımının RMS değeri, Mi ve taşıyıcı dalga frekansından etkilenmezken, harmonik içeriği farklı modülasyon metotlarındaki anahtarlama durumlarının farklı olması sebebiyle modülasyon metodundan etkilenir. Taşıyıcı dalga frekansı ise DC bara akımının harmonik dağılımlarını etkilemektedir. DC bara akımının harmonik spektrumu, analitik yöntemler ve bilgisayar simülasyonları tarafından elde edilebilir. Bu akımın harmonik analizinin temel amacı, DC bara kondansatörünü boyutlandırmaktır [21],[23],[27]. Bu kısımda, tezin direkt olarak konusu olmadığı ve detaylı inceleme gerektirdiği için DC bara akımı harmonik spektrumu ile alakalı matematiksel ifadeler ve detaylı analizlere girilmeyecek, onun yerine sadece fikir vermek amacıyla bir çalışma noktası için DC bara akımının görsel değerlendirmesi ve harmonik içeriği verilecektir. Şekil 4.4'de kontrol tekniği olarak SVPWM'in kullanılması durumunda, $Mi=0.907$, $\cos\phi=0.6$, $V_{dc}=325V$ ve 15kHz taşıyıcı dalga frekansı için DC ve AC bara akımının değişimi ile DC bara akımının harmonik spektrumu verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 4. 4 SVPWM metodunda $M_i=0.907$, $\cos\varphi=0.6$, $V_{dc}=325V$ ve $15kHz$ taşıyıcı dalga frekansı için (a) DC bara ve AC faz akımı; (b) DC bara akımı harmonik spektrumu

Çıkış akımının bir temel periyodu süresince, Şekil 4.4 (a)'da verilen DC ve AC bara akımlarının dalga şekillerinden de görülebileceği gibi DC bara akımının periyodu AC bara akımı temel periyodunun $1/6$ 'sına eşittir. Ayrıca Şekil 4.4 (b)'de ki harmonik spektrumunda da gösterildiği gibi DC bara akımının harmonik içeriği, taşıyıcı frekansı ve onun yan bantları ile taşıyıcı frekansının katları ve onların yan bantlarından

oluşmaktadır. Harmonik bileşenlerin genlikleri, DC bara akımının ortalama değeri (I_{ort}) baz değeri alınarak verilmiştir.

DC BARA KONDANSATÖRLERİ VE YÜKSEK FREKANS KONDANSATÖR MODELİ

5.1 Giriş

DC bara kondansatörü, elektrikli araç (EA) inverter yapısındaki en önemli pasif komponentlerden birisi olup inverterin hacmi, ağırlığı ve maliyetinden sorumlu olan ana kısımdır [28]. Bu kondansatörün amaçları dalgalı akımı absorbe ederek ana kaynak (bu çalışmada batarya) ile dalgalı akım alışverişini önlemek, gerilim transiyentlerinden ve faydalı frenlemeden kaynaklanan aşırı gerilimlerin üstesinden gelmek, EMI emisyonunu azaltmak ve düzgün bir DC bara gerilimi sağlamaktır [28]-[30]. Bahsedilen bu amaçları gerçekleştirmek için önceleri daha çok elektrolitik kondansatörler kullanılırken, artık günümüz EA uygulamalarının çoğunda DC bara kondansatörü olarak bazı üstünlükleri nedeniyle film kondansatörler tercih edilmektedir [28],[31]. Çünkü inverter DC bara kondansatöründen

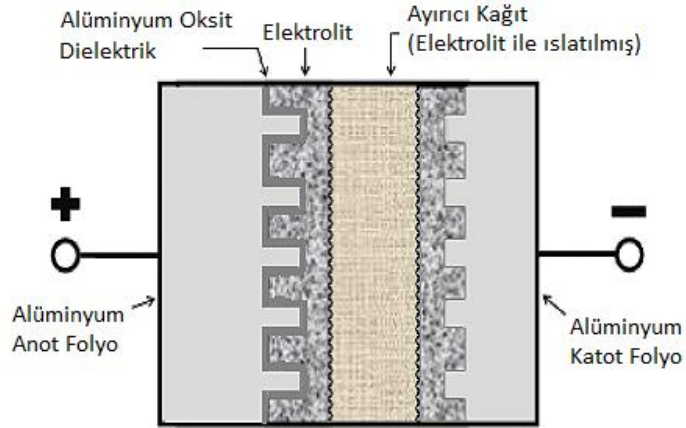
- Artan güç talebini karşılamak için yüksek çalışma gerilimine sahip olma ve yüksek dalgalı akım tutabilme
- Anahtarlama kaynaklanan transiyent gerilimleri önlemek için düşük endüktans
- Yüksek frekanslara cevap verebilmek için düşük zaman sabiti
- Geniş çalışma sıcaklığı aralığı
- Uzun ömür

- Düşük ısınma için düşük iç direnç ve düşük kayıp faktörü
- Zamanla meydana gelecek kapasite değişimine karşı yüksek stabilite
- Yüksek pik gerilimlere dayanabilme
- Mekanik sağlamlık
- Düşük ağırlık
- Farklı terminal bağlantılarına sahip olma
- Düşük maliyet

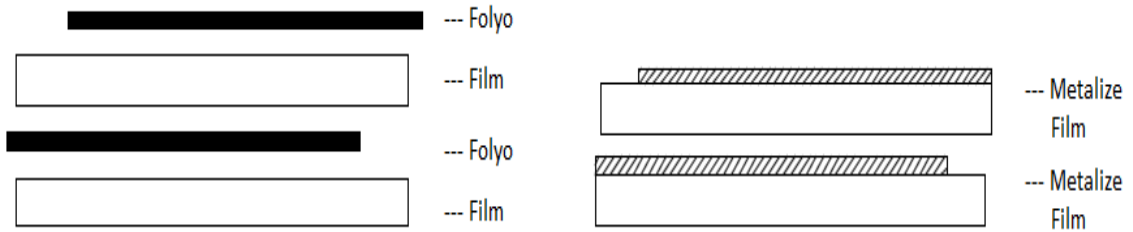
gibi özellikler istenir. Film kondansatörler bu özellikleri sağlayacak en yakın kondansatör tipleridir [32].

Elektrolitik kondansatörler çalışma gerilimi değerlerinin düşük olması, düşük aşırı gerilim dayanımı (1.15 ya da $1.2 \times V_{ndc}$), düşük rms akım taşıma kapasitesi ($20\text{mA}/\mu\text{F}$), ters yönde gerilim tutamama, düşük pik akım taşıma kapasitesi, kısa ömür ($10,000$ saat), kaynama ve kuruma problemleri gibi olumsuz özelliklere sahiplerken, film kondansatörler yüksek çalışma gerilimi değerleri, yüksek aşırı gerilim dayanımı ($2 \times V_n$ 'e kadar, böylece kondansatör boyutlandırılırken aşırı gerilimler nedeniyle yapılacak olan boyut artışı bir noktaya kadar önlenmiş olur.), yüksek rms akım taşıma kapasitesi ($1\text{A}/\mu\text{F}$), çift yönlü gerilim uygulanabilme, yüksek pik akım taşıma kapasitesi, uzun ömür ($100,000$ saat), self healing (yalnızca metalize yapılı olanlarda), düşük ESR (eşdeğer seri direnç) ve düşük ESL (eşdeğer seri endüktans) gibi üstünlüklere sahiptirler, bunların yanısıra kaynama ve kuruma problemleri yoktur ve asit içermezler [28],[30],[33]-[35]. Ancak elektrolitik kondansatörler film kondansatörlere nazaran birim hacim başına daha fazla kapasite değerine sahiptir ve ayrıca birim kapasite maliyetleri de daha düşüktür [31]. Giriş DC geriliminin diyot/tristör doğrultucu yardımıyla elde edildiği ve bundan dolayı girişte düşük frekanslı harmoniklerin mevcut olduğu özellikle 500V ve altındaki giriş gerilimi değerlerine sahip uygulamalarda, girişteki düşük frekans harmoniklerini bastırmak için yüksek kapasite değerlerine sahip elektrolitik kondansatörleri kullanmak daha uygun iken, girişte DC kaynak olarak batarya, yakıt pili, fotovoltaik modül ya da yüksek frekanslı bir dönüştürücünün (dc-dc dönüştürücü ya da DGM doğrultucu) kullanıldığı ve bunlardan dolayı girişte yüksek

frekanslı harmoniklerin mevcut olduğu uygulamalarda, yüksek frekanslı harmonikleri filtrelemek için düşük kapasite değerleri yeterlidir ve bu durumda film kondansatörleri kullanmak daha uygundur [21]. Ayrıca film kondansatörler yüksek akım taşıma kapasitelerinden dolayı elektrolitik kondansatörlerle karşılaştırıldığında önemli oranda yer tasarrufu da sağlarlar [30]. Şekil 5.1’de alüminyum elektrolitik kondansatörün yapısı, Şekil 5.2’de ise farklı iki tip film kondansatörün yapısı gösterilmiştir.



Şekil 5. 1 Alüminyum elektrolitik kondansatörün yapısı [36]



Şekil 5. 2 Folyo film teknolojisi ve metalize film teknolojisi [35]

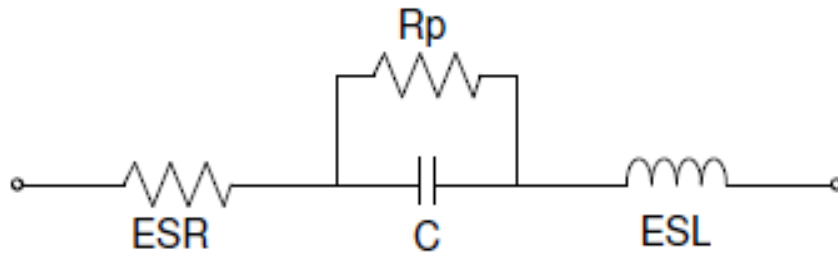
Alüminyum elektrolitik kondansatörlerde yüksek gerilim değerlerine ulaşabilmek için alüminyum oksit dielektrik malzeme kalınlığının artırılması gerekir, ancak bu artış kapasite ve spesifik enerji değerinin azalmasına neden olur. Ayrıca yüksek gerilim değerlerinde elektrolitik direnci de önemli oranda artmakta, bu da kondansatörün akım taşıma kapasitesini düşürmektedir. Bu sebeplerden dolayı alüminyum elektrolitik kondansatörler tipik olarak 500-600V değerlerine kadar üretilirler. Yüksek gerilim değerlerine çıkmak için kondansatörler seri bağlanmalıdır, bu durumda ise kondansatörlerin yapısında bulunan izolasyon dirençlerinin farklı değerlerde olmaları nedeniyle oluşacak olan kondansatörler arası gerilim dengesizliklerinin giderilmesi için izolasyon dirençleri farklarının kompanze edilmesi, yani gerilim dengelenmesinin

yapılması gerekmektedir. Bu da ilave komponentler gerektirir. Bunlardan başka, elektrolitik kondansatörler tek yönlü olduklarından ters yönde gerilime maruz kalıpta zarar görmemeleri için her bir kondansatöre paralel olarak bir diyot bağlanmalıdır. Ayrıca elektrolitik kondansatörlerde aşırı gerilime dayanım değerlerinin düşük olması, tasarım yapılırken eğer aşırı gerilim varsa ona göre bir boyutlandırma yapma zorunluluğu getirir. Bu da gereğinden fazla kondansatör kullanımına sebep olur [33]. Dielektrik malzeme olarak polipropilenin kullanıldığı film kondansatörler düşük kayıp faktörleri, tüm sıcaklık ve frekans aralığındaki iyi performansları nedeniyle güç elektroniği uygulamalarında daha çok tercih edilirlerken, polysterin dielektrik malzeme olarak kullanıldığı film kondansatörlerdeki yüksek kayıp faktörü değerlerinin ısınmaya yol açarak akım taşıma kapasitelerini düşürmesi, polikarbonat ve polifenilin sülfür (PPS) dielektrik malzemelerinin ise pahalı olmaları nedeniyle bu tip kondansatörler fazla tercih edilmezler [35]. Metalize film kondansatörler self healing özelliğine sahiplerdir. Şekil 5.2’de de görüldüğü gibi metalize film teknolojisinde film tabakalar çok ince bir metal tabaka ile kaplanırlar, kondansatörün aşırı gerilim gibi bozucu bir etkiye maruz kalması durumunda metal buharlaşır ve böylece hata bölgesi diğer bölgelerden izole edilerek kısa devrenin ve komple bozulmanın önüne geçilir. Sadece küçük miktarda bir kapasite düşümü oluşur [30]. DC giriş geriliminin bataryadan sağlanması ve yukarıda belirtilen üstünlükleri sebebiyle bu tez çalışmasında polipropilen film kondansatör kullanılacaktır.

5.2 Kondansatörün Yüksek Frekans Eşdeğer Devresi

Bir kondansatörün eşdeğer devresi Şekil 5.3’te gösterildiği gibi ESR, C, Rp ve ESL olmak üzere dört bileşenden oluşmaktadır [37]. Simülasyonlarda batarya ve kondansatöre ait ideal modellerin kullanılması, batarya ve kondansatör akımlarının doğru bir şekilde gözlemlenebilmesini engellemektedir. Bundan dolayı bu tez çalışmasında, batarya ve kondansatöre ait yüksek frekans eşdeğer devre modelleri kullanılmıştır. Şekil 5.3’te verilen eşdeğer devre aynı zamanda kondansatörün yüksek frekans eşdeğer devre modeli olarak da kullanılabilir. Film kondansatörde ESR, bağlantı terminalleri ve bağlantı dirençlerinin toplamıdır [29]. ESL ise bir kondansatör içerisindeki endüktif komponentlerin toplam endüktans değeridir [38]. C, 1 kHz ve 25°C’de verilen nominal

kapasite değeridir [35]. R_p kaçak akımlarla alakalı olan C 'ye paralel olarak modellenen dirençtir, izolasyon direnci olarak da bilinir [39]. ESR, C ve ESL değerleri sıcaklıktan, frekanstan ve ömürden etkilenirlerken, C aynı zamanda uygulanan gerilim değerinden de etkilenmektedir [28],[39],[40]. ESL düşük frekans uygulamalarında ihmal edilebilir, ancak yüksek frekans uygulamalarında sebep olduğu yüksek endüktif reaktans nedeniyle ESL'nin dikkate alınması gerekmektedir [38]. Bu nedenle bu çalışmada ESL ihmal edilmeyecektir. Bir diğer önemli parametre ise kayıp faktörü ($\tan \delta$) değeridir. Bu değer, kondansatör ESR'sinin, kondansatör kapasitif reaktans (X_c) değerine oranı olup sıcaklık ve frekansa bağlı olarak değişmektedir [35]. ESR ve kayıp faktörü değerleri, bir kondansatörde güç kaybını ve dolayısıyla ısınmayı belirledikleri için oldukça önemli değerlerdir [39].



Şekil 5. 3 Kondansatörün eşdeğer devresi

5.3 DC Bara Kondansatörünün Boyutlandırılması

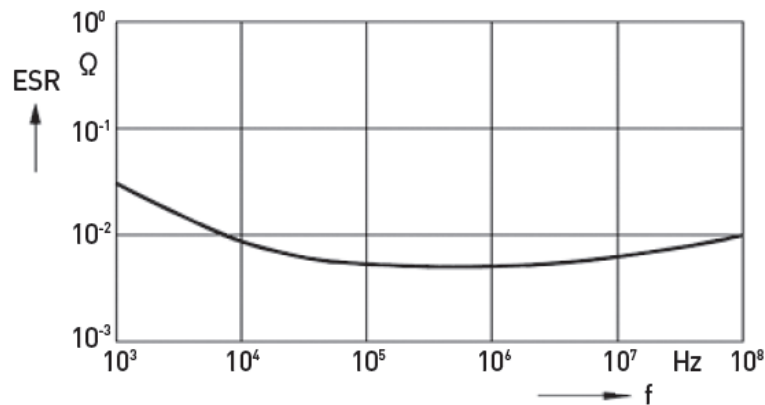
DC bara kondansatörleri, en başta da bahsedildiği gibi inverter yapısındaki en önemli pasif komponentlerden birisi olup inverterin hacmi, ağırlığı ve maliyetinden sorumlu olan ana kısımdır [28]. Bu nedenle boyutlandırılmasının doğru yapılması oldukça önemlidir. Aşırı boyutlandırma yapılması inverterde hacim, ağırlık ve maliyet artışına neden olurken, gereğinden küçük boyutlandırma yapılması durumunda ise kondansatör boyutlandırmanın ana amaçları olan istenilen DC bara gerilimi dalgalanması ve kondansatör ömrü sağlanamamaktadır [23].

DC bara kondansatörü boyutlandırılırken, DC bara akım harmoniklerinin tümünün kondansatör tarafından sağlanacağı ve ana kaynaktan sadece ortalama akım bileşeninin çekileceği varsayılarak boyutlandırma yapılır [21],[24],[25]. DC bara kondansatörünün boyutlandırılması temel olarak iki aşamadan oluşmaktadır. İlk önce,

(5.1) ifadesinde verilen ve DC giriş geriliminin batarya gibi bir kaynaktan sağlanması durumunda geçerli olan eşitlik yardımıyla, kondansatörün kapasite değeri hesaplanır. Kondansatörün kapasite değeri, kondansatör akımı rms değerinin (I_{rms}), kondansatör akımı frekansının (f) ve izin verilen DC bara gerilimi dalgalanmasının (V_{ripple}) bir fonksiyonudur. Ardından, hesaplanan kapasite değerine sahip kondansatörün, I_{rms} akımını taşıyıp taşıyamayacağı datasheet'inden kontrol edilir [21]. Kondansatörün I_{rms} akımını taşıyıp taşıyamayacağı, (5.2) ifadesinde verildiği gibi kondansatörün ESR'sine ve termal dirençleri toplamına (θ_{ttr}) bağlıdır [35]. (5.2) ifadesi yardımıyla bulunan Δt sıcaklık değişimi, ortam sıcaklığına eklenerek kondansatörün nüve içi sıcaklığı bulunur. Daha sonra kondansatörün bu sıcaklık değerine dayanıp dayanamayacağı datasheet'inden kontrol edilir. Son olarak aşırı akım taşıma, aşırı gerilim dayanımı vb. gibi diğer kriterlerde sağlanıyorsa, bu kondansatör kullanılabilir. Fakat 4. Bölüm'de de bahsedildiği gibi DC bara akımının harmonik içeriği tek bir frekans bileşeninden ibaret değildir, bu akımın harmonik içeriği taşıyıcı frekansı ve onun yan bantları ile taşıyıcı frekansının katları ve onların yan bantlarından oluşmaktadır. Buna ek olarak, bir kondansatörün ESR'si Şekil 5.4'de gösterildiği gibi frekansa bağlı olarak değişmektedir. Bu nedenle doğru bir DC bara kondansatörü dizaynı için DC bara akımının harmonik içeriğinin bilinmesi gerekmektedir [23].

$$C = I_{rms} / (V_{ripple} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) \quad (5.1)$$

$$\Delta t = I_{rms}^2 \cdot ESR \cdot (\theta_{ttr}) \quad (5.2)$$

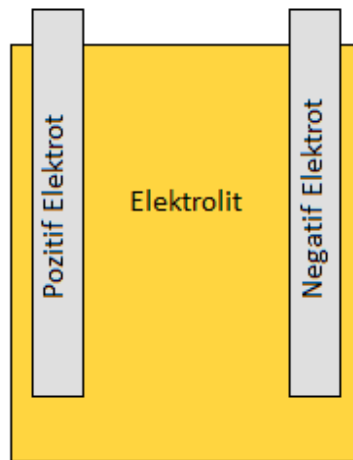


Şekil 5. 4 ESR'nin frekansla değişimi [41]

BATARYALAR VE YÜKSEK FREKANS BATARYA MODELİ

6.1 Giriş

Bataryalar, elektrikli ve hibrit elektrikli araçlardaki ana komponentlerden birisi olup, aynı zamanda bu araçların gelişimi için oldukça kritik bir öneme sahip olduklarından dolayı da başlıca araştırma konuları arasında yer almaktadırlar. Elektrikli ve hibrit elektrikli araçların normal çalışma modunda, önceden depoladıkları kimyasal enerjiyi elektrik enerjisine çevirip çıkışa vererek deşarj olan bataryalar, faydalı çalışma modunda ise elektrik enerjisini kimyasal enerjiye çevirip depo ederek şarj olurlar. Bir batarya, batarya hücrelerinin bir araya gelmesiyle oluşur. Her bir batarya hücresi birbirinden bağımsız olup, ilgili bataryaya ait elektrokimyasal özelliklerin tümünü taşır. Temel olarak bir batarya hücresi, Şekil 6.1’de gösterildiği gibi elektrolit içine daldırılmış iki elektrottan (pozitif ve negatif) oluşmaktadır.



Şekil 6. 1 Bir batarya hücresinin yapısı

Bataryalar otomotiv uygulamalarında spesifik enerji (Wh/kg), spesifik güç (W/kg), verim, bakım gereksinimi, maliyet, ömür, güvenlik, çevresel uyumluluk gibi bazı kriterler ile değerlendirilir ve karşılaştırılırlar [3].

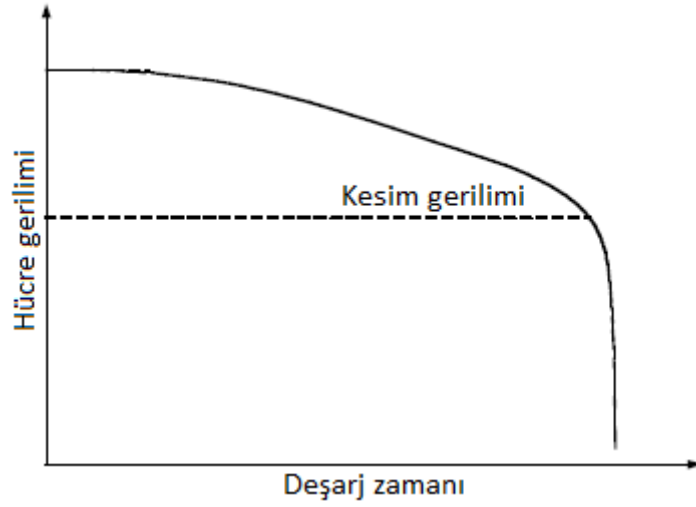
6.2 Bataryalara Ait Bazı Önemli Tanımlamalar

- **Primer ve Sekonder Hücreler:** Sekonder hücreler tekrar şarj edilebilme özelliğine sahiplerken, primer hücreler tekrar şarj edilemezler [42].
- **Şarj Durumu (SOC) (%):** Bataryanın herhangi bir andaki şarj durumunun, tam dolu olduğu andaki şarj durumuna oranı olup yüzde olarak verilir. Bu tanımlamadan yola çıkarak tam dolu bataryanın şarj durumu %100, tam deşarj olmuş bataryanın şarj durumu ise %0 olarak ifade edilir [3].
- **Terminal Gerilimi (V):** Yüklü durumda bataryanın terminalleri arasından ölçülen gerilimdir. Terminal gerilimi SOC, şarj ve deşarj akımına bağlı olarak değişir [42].
- **Açık Devre Gerilimi (V):** Yüksüz durumda bataryanın terminalleri arasından ölçülen gerilimdir. Açık devre gerilimi, bataryanın şarj durumuna bağlı olup onunla birlikte artar [42].
- **Nominal Gerilim (V):** Bataryanın referans gerilim değeridir [42].
- **Kesim Gerilimi (V):** Genellikle bataryanın boş olarak tanımlandığı izin verilen minimum gerilim değeridir [42].
- **Batarya Kapasitesi (Ah):** Bataryanın belli bir şarj akımı ile Şekil 6.2’de gösterildiği gibi %100 şarjlı durumdan kesim gerilimine kadar deşarj edilmesi halinde bataryadan alınan toplam amper-saat (Ah) miktarıdır. Bu kapasite, deşarj akımı (amper) ile deşarj zamanı (saat) çarpılarak hesap edilir. Aynı batarya için farklı deşarj akımlarında genelde farklı batarya kapasiteleri gözlenir. Genel olarak deşarj akımı arttıkça kapasite miktarı azalmaktadır. Şekil 6.3’de farklı akım değerleri altında kurşun asit bataryaya ait deşarj karakteristikleri gösterilmiştir [3],[42].
- **C-Oranı:** Batarya deşarj akımı çoğu kez bir C-Oranı ile ifade edilmektedir. Bunun nedeni batarya deşarj akımını batarya kapasitesine karşı normalize etmektir.

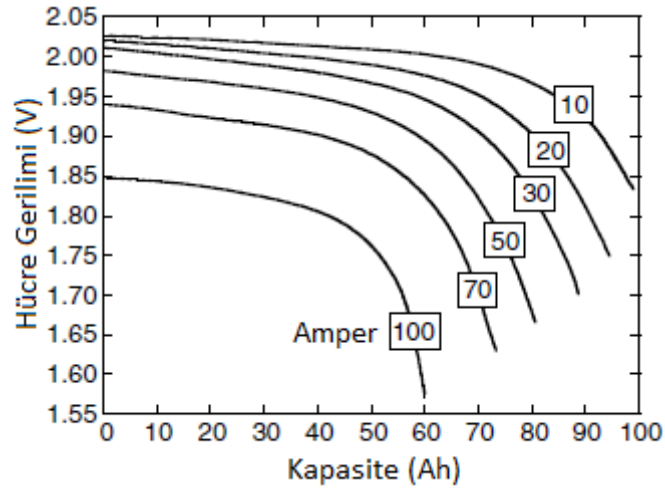
Örneğin 1C oranı, deşarj akımının bataryayı 1 saat içinde tümüyle deşarj edebileceğini ifade etmektedir. Bu da 100 Ah'lık bir bataryada deşarj akımının 100A'e eşit olduğunu gösterir [42].

- **Deşarj Derinliği (DOD) (%)**: Deşarj edilmiş batarya kapasitesinin, maksimum batarya kapasitesine oranı olup, yüzde olarak verilir. %80 ve daha fazla olan deşarj derinliği dip deşarj olarak tanımlanır [42].
- **Spesifik Enerji (Wh/kg)**: Birim batarya ağırlığı başına düşen nominal batarya enerjisi miktarı olup, bataryanın kimyasına ve paketleme teknolojisine bağlıdır. Gravimetrik enerji yoğunluğu olarak da bilinir. Bu değer menzili etkilediğinden dolayı elektrikli araçlar için oldukça önemlidir [3],[42].
- **Spesifik Güç (W/kg)**: Birim batarya ağırlığı başına düşen bataryanın verebileceği maksimum güç miktarı olup, bataryanın kimyasına ve paketleme teknolojisine bağlıdır. Spesifik güç değeri, HEA uygulamalarında spesifik enerji değerinden daha önemlidir. Çünkü HEA uygulamalarında enerji İYM'dan gelmektedir ve istenen araç performansının (özellikle hızlanma, yokuş tırmanma ve faydalı frenleme gibi) sağlanması için yeterli güç miktarına ihtiyaç duyulmaktadır [3],[42].
- **Enerji Yoğunluğu (Wh/L):** Birim batarya hacmi başına düşen nominal batarya enerjisi miktarı olup, bataryanın kimyasına ve paketleme teknolojisine bağlıdır. Hacimsel enerji yoğunluğu olarak da bilinir [42].
- **Güç Yoğunluğu (W/L)**: Birim batarya hacmi başına düşen bataryanın verebileceği maksimum güç miktarı olup, bataryanın kimyasına ve paketleme teknolojisine bağlıdır [42].
- **Çevrim Ömrü**: Bataryanın belirli performans kriterlerini sağlamamaya başlamadan önceki deşarj-şarj çevrimi sayısıdır. Çevrim ömrü, özel şarj ve deşarj durumları için tahmin edilebilir. Bir bataryanın gerçek çalışma ömrü, çevrimlerin derinliği ve oranı ile sıcaklık ve nemden etkilenir. Daha yüksek deşarj derinliğine sahip bataryaların çevrim ömürleri daha kısadır [42].

- **Bataryanın Kendiliğinden Deşarj Olması (Self Discharge):** Kullanılmadıkları halde bataryalarda meydana gelen kapasite kaybıdır [43].
- **Hafıza Etkisi:** Bu etki, nikel/kadmiyum ve nikel-metal hidrit bataryalarda gözlemlenir. Batarya tam deşarj olmadan şarj edilip sonra deşarj edilirse, bir önceki deşarj noktasını hatırlar ve o noktanın altındaki deşarja izin vermez, bu olaya hafıza etkisi denir. Batarya tam deşarj ve tam şarj edilerek bu olayın üstesinden gelinebilir [43].



Şekil 6. 2 Tipik bir bataryanın kesim gerilimi [3]



Şekil 6. 3 Kurşun-asit bataryaya ait deşarj karakteristikleri [3]

6.3 Batarya Teknolojileri

Kurşun-asit batarya, nikel/demir, nikel/kadmiyum ve nikel-metal hidrit gibi nikel-bazlı bataryalar, lityum polimer ve lityum-iyon gibi lityum-bazlı bataryalar günümüz EA ve

HEA uygulamaları için uygun olan batarya tipleridir [3].

6.3.1 Kurşun-Asit Batarya

Bir kurşun-asit batarya hücresi, negatif kurşun (Pb) elektrot ile pozitif kurşun oksit (PbO_2) elektrodun sülfürik asit (H_2SO_4) elektrolitine daldırılmasıyla oluşmaktadır. Deşarj boyunca pozitif ve negatif elektrotlar kurşun sülfata ($PbSO_4$) dönüşürken, şarj durumunda her iki elektrotta eski haline geri gelmektedir [3]. Kurşun-asit bataryalar düşük maliyet, düşük kendiliğinden deşarj miktarı, oturmuş bir teknolojiye sahip olma gibi avantajlara sahiplerdir. Ancak yapılarında bulunan kurşunun moleküler ağırlığının yüksek olmasından dolayı spesifik güç ve spesifik enerji değerlerinin düşük olması ve kurşunun toksik özelliği nedeniyle çevreye zararlı olması dezavantajları arasındadır [44],[45]. Ayrıca kurşun-asit bataryaların sıcaklık karakteristikleri de oldukça zayıftır. 10^0C 'nin altındaki sıcaklıklarda, spesifik enerji ve spesifik güç değerleri önemli ölçüde azalmaktadır [3].

6.3.2 Nikel-Metal Hidrit (Ni-MH) Batarya

Bir Ni-MH batarya hücresi, pozitif nikel (Ni) elektrot ile negatif metal hidrit (MH) elektrodun potasyum hidroksit (KOH) elektrolitine daldırılmasıyla oluşmaktadır [3]. Ni-MH bataryalar, nikel-bazlı bataryalar içindeki en yüksek spesifik güç ve spesifik enerji değerlerine sahip bataryalardır. Ayrıca çevreyle uyumlu olmaları (geri dönüşümlerinin yapılabilmesi), hızlı bir şekilde tekrar şarj edilebilme özellikleri, uzun çevrim ömrüne, geniş çalışma sıcaklığı aralığına ve düz bir deşarj profiline sahip olmaları da diğer avantajlarından. Ancak kendiliğinden deşarj olma miktarları yüksektir, hafıza etkisi ve şarj olurken ısı verme olayı görülebilir [3],[44],[46].

6.3.3 Lityum-iyon (Li-ion) Batarya

Bir lityum-iyon batarya hücresi, negatif elektrot olarak Li_xC ile pozitif elektrot olarak $Li_{1-x}M_yO_2$ 'nin sıvı organik çözelti ya da katı polimer elektrolitine daldırılmasıyla oluşmaktadır. Pozitif elektrot yapısında kullanılan M_y , nikel (Ni), kobalt (Co) veya mangan (Mn_2) olabilir. M_y 'nin durumuna göre mesela $Li_xC/Li_{1-x}NiO_2$ (pozitif elektrodunda nikel kullanılan bataryalar) tip bataryalar basitçe nikel-bazlı Li-ion

bataryalar olarak adlandırılırlar. Kobalt-bazlı Li-ion bataryalar diğer tiplere nazaran daha yüksek spesifik enerji ve enerji yoğunluğu değerlerine sahiptirler. Ancak maliyetleri ve kendiliğinden deşarj olma miktarları yüksektir. Manganez bazlı Li-ion bataryalar ise en düşük maliyete sahip olup, spesifik enerji ve enerji yoğunluğu değerleri nikel ve kobalt bazlı Li-ion bataryalara ait değerlerin arasında yer almaktadır [3]. Li-ion bataryalar genel olarak yüksek enerji verimliliği, uzun çevrim ömrü, hafıza etkisine sahip olmama, yüksek spesifik güç, düşük kendiliğinden deşarj olma miktarı, az bakım gerektirme, yüksek sıcaklık çalışma performanslarının iyi olması gibi avantajlara sahiptirler. Akımı ve gerilimi güvenli seviyede tutmak için koruma devresi gerektirmeleri ve maliyetlerinin yüksek olması ise bu bataryaların dezavantajları arasındadır [44],[47],[48].

Farklı batarya tiplerine ait bazı özellikler Çizelge 6.1’de verilmiştir.

Çizelge 6. 1 Bataryalara ait bazı önemli karakteristikler [49]

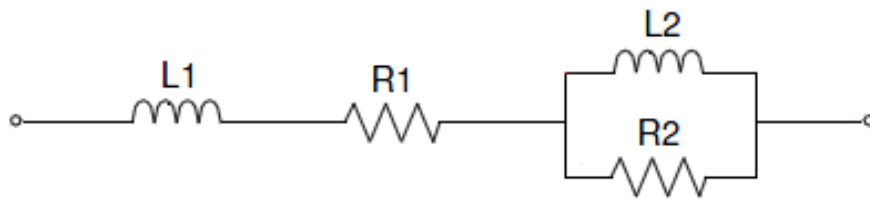
Teknoloji	Nominal Gerilim (V)	Spesifik Enerji (Wh/kg)	Spesifik Güç (W/kg)	Çevrim Ömrü
Kurşun-Asit	2	30-40	180	800’e kadar
Ni-MH	1.2	55-80	400-1200	1000’e kadar
Li-Ion	3.6	80-170	800-2000	1200’e kadar

6.4 Bataryanın Yüksek Frekans Eşdeğer Devresi

Elektrikli ve hibrit elektrikli araçların normal çalışma modunda, önceden depoladıkları kimyasal enerjiyi elektrik enerjisine çevirip çıkışa vererek deşarj olan bataryalar, faydalı çalışma modunda ise elektrik enerjisini kimyasal enerjiye çevirip depo ederek şarj olurlar. Her iki çalışma modunda da batarya akımı saf DC olmayıp, dalgalı bir akıma sahiptir. Bölüm 7’de daha ayrıntılı incelenecek olan bu dalgalı akım, bataryada neden olduğu ek kayıplar nedeniyle bataryanın ısınmasına neden olur. Bataryaların performansları ve ömürleri çalışma sıcaklığından oldukça etkilenir. Düşük çalışma sıcaklıkları bataryaların performanslarını düşürürken, yüksek çalışma sıcaklıkları ise

bataryaların ömürlerini kısaltmaktadır. Örneğin; 35°C sıcaklıkta kurşun asit bataryanın ömrü %50, nikel/kadmiyum bataryanın ömrü ise %16-18 azalmaktadır [50]. Bu nedenle çoğu batarya üreticisi, batarya dalgalı akımının bataryanın amper-saat kapasitesinin %5'ini (100Ah'lik bir batarya için 5A rms) aşmamasını önermektedir [51]. Sonuç olarak, batarya akımının dalgalılığı önemlidir ve doğru bir şekilde incelenebilmesi için bataryanın uygun bir şekilde modellenmesi gerekir.

Farklı batarya tipleri farklı karakteristiklere ve davranışlara sahiptir. Bataryaların davranışları sıcaklığa, yük profiline, şarj/deşarj algoritmasına ve yaşlarına bağlı olarak değişmektedir [52]. Bataryaların davranışlarını incelemek için literatürde elektrokimyasal, deneysel ve elektriksel devre-bazlı olmak üzere temel olarak üç çeşit batarya modeline rastlanır. Elektriksel devre-bazlı modeller, bataryaların elektriksel karakteristiklerini temsil etmek ve simüle etmek için diğer iki modele göre daha kullanışlıdır [53],[54]. Bu tez çalışmasında, batarya ve kondansatör akımlarının doğru bir şekilde gözlemlenebilmesi için yüksek frekans batarya modeli kullanılmıştır. Yukarıda bahsedilen batarya teknolojileri içerisinde, yüksek frekans modelinin uygunluğu nedeniyle Ni-MH batarya tercih edilmiştir. Bu model, Şekil 6.4'te görüldüğü gibi iki direnç ve iki bobinden oluşmaktadır. Ni-MH bataryaya ait yüksek frekans modeli, dalgalı akım analizi, pasif komponent dizaynı, kontrol stratejisi dizaynı ve optimizasyonu için 5kHz~20kHz frekans aralığında çalışan güç elektroniği sistemlerinde kullanılabilir [55].



Şekil 6. 4 Ni-MH bataryanın yüksek frekans eşdeğer devresi [55]

BATARYA AKIMININ İNCELENMESİ

7.1 Giriş

Bu bölümde, üç fazlı iki-seviyeli inverter çıkışında sırasıyla omik-endüktif R-L yükü ve sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) bulunması halinde, farklı modülasyon metotları ve çalışma durumları için MATLAB/Simulink ortamında batarya akımları incelenmiş ve karşılaştırılmıştır.

Batarya akımı rms değeri (I_{bat}), (7.1)'de ifade edildiği gibi bir dc bileşen (I_{dc}) ve harmonik bileşenlerden (I_h) oluşmaktadır. Harmonik bileşenler, batarya dalgalı akımını ve ek kayıpları oluştururlar. Batarya akımı distorsiyonlarını karşılaştırmak için (7.1) ve (7.2) ifadeleri yardımıyla (7.3) ifadesindeki batarya akımı distorsiyon oranı (I_{BD}) tanımlanmıştır. I_{BD} , batarya akımı harmonik bileşenleri rms değerinin (I_h) batarya akımı dc bileşenine (I_{dc}) oranıdır.

$$I_{bat}^2 = I_{dc}^2 + I_h^2 \quad (7.1)$$

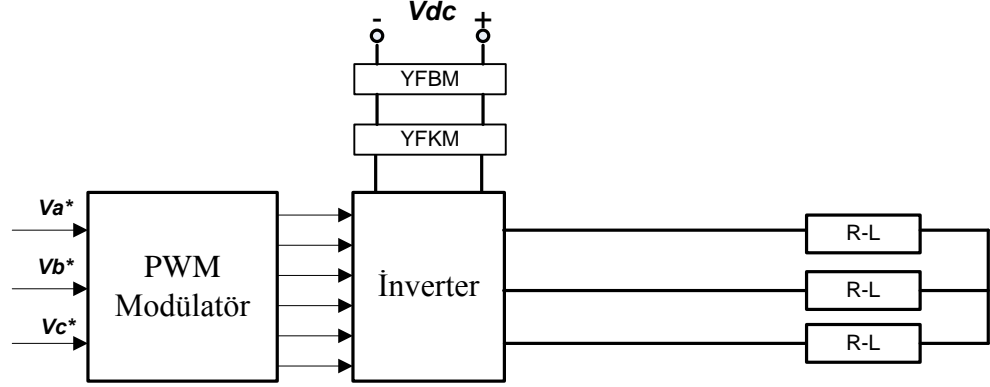
$$I_h^2 = I_{bat}^2 - I_{dc}^2 \quad (7.2)$$

$$I_{BD} = I_h / I_{dc} \quad (7.3)$$

7.2 R-L Yükü İçin Batarya Akımının İncelenmesi ve Karşılaştırılması

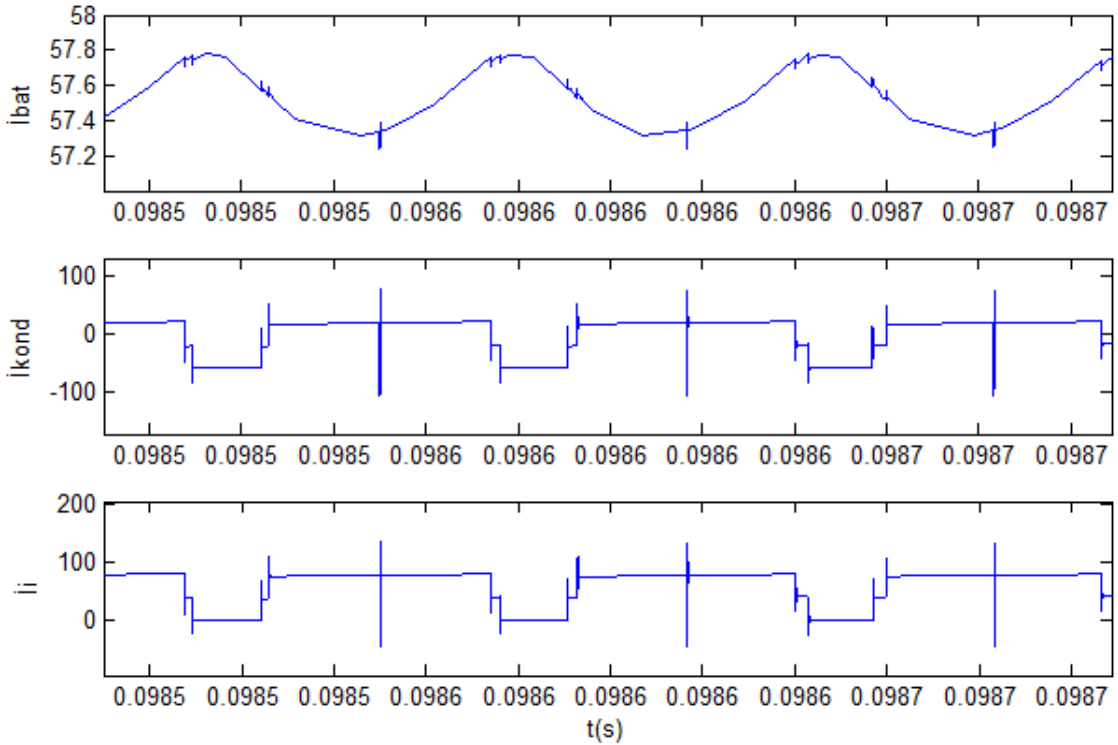
Bu kısımda, Şekil 7.1 verilen simülasyon modeli eşdeğer devresinin MATLAB/Simulink ortamında gerçekleşmesiyle, farklı modülasyon metotları ve çalışma durumları (M_i , güç faktörü (GF)) için batarya akımı incelemesi ve karşılaştırılması verilmiştir. YFBM ve

YFKM sırasıyla yüksek frekans batarya modelini ve yüksek frekans kondansatör modelini temsil etmektedir. DC bara, 325V Ni-MH batarya ve 350 μ F DC bara film kondansatörden oluşmaktadır. Taşıyıcı dalga frekansı 15kHz seçilmiştir.

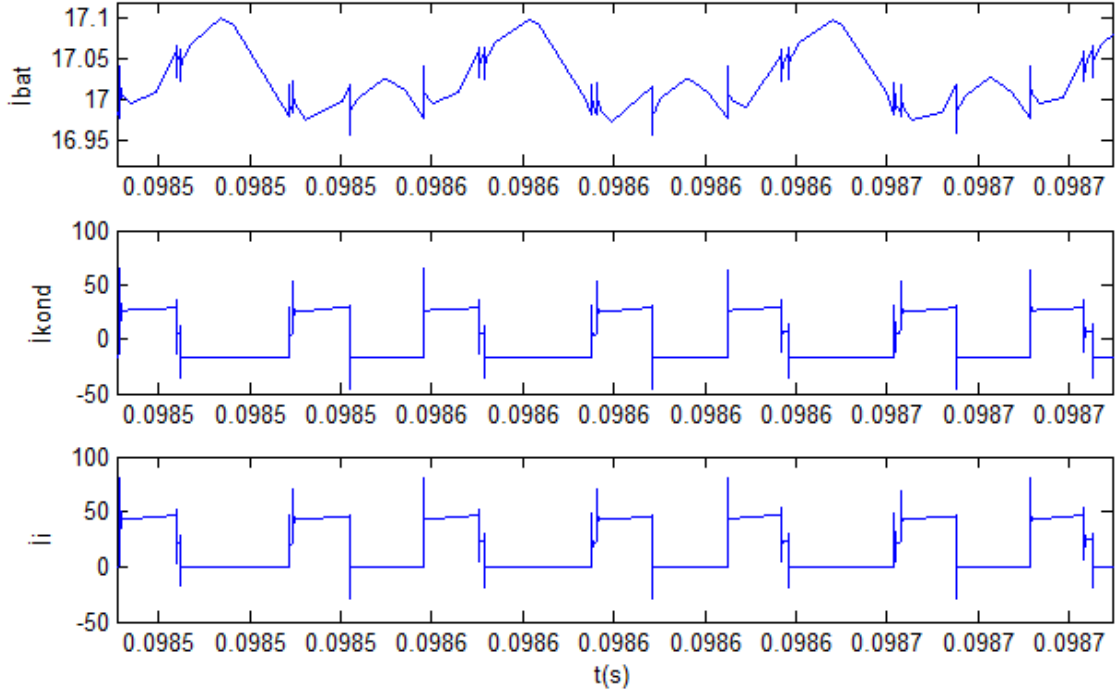


Şekil 7. 1 Simülasyon modeli eşdeğer devresi

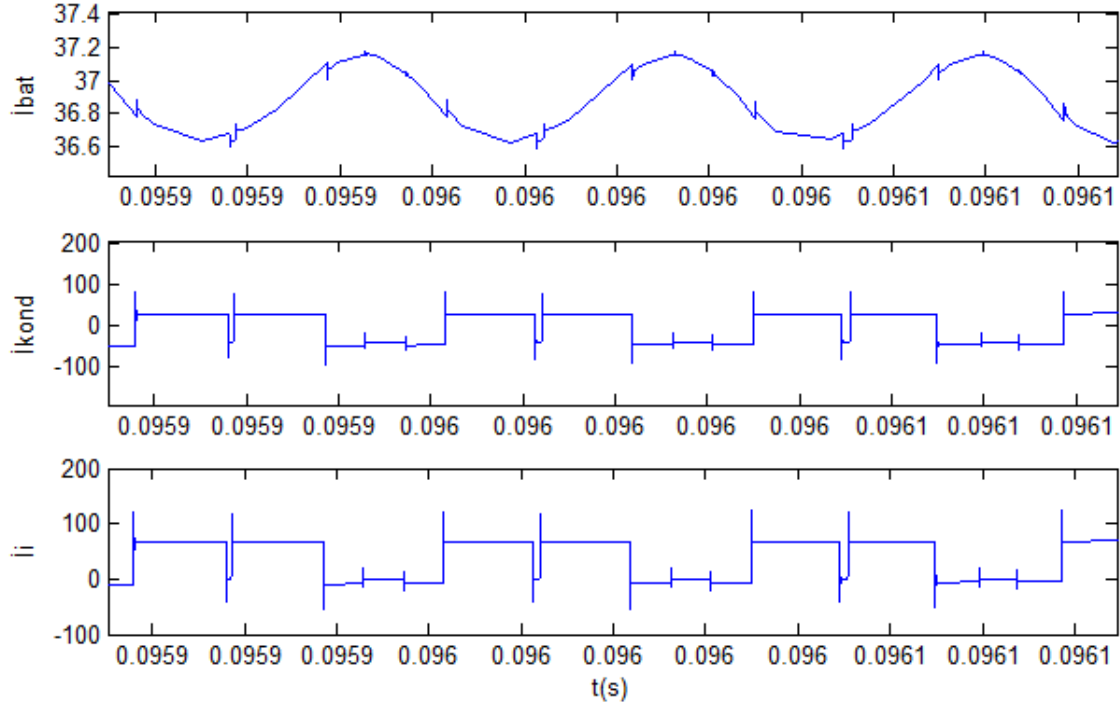
Şekil 7.2, Şekil 7.3, Şekil 7.4 ve Şekil 7.5'te, sırasıyla SPWM, THIPWM1/4, SVPWM, DPWM1 metotlarının her biri için iki farklı GF ve iki farklı M_i değerinde batarya akımı (i_{bat}), kondansatör akımı (i_{kond}) ve giriş akımı (i_i) gösterilmiştir.



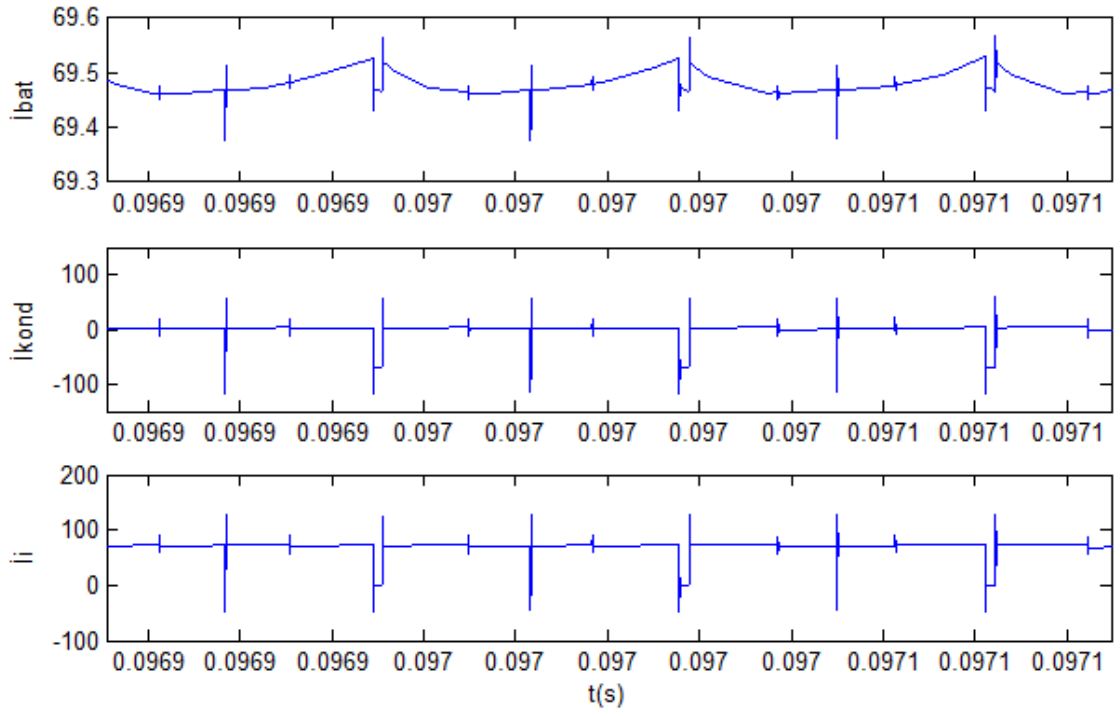
Şekil 7. 2 SPWM metodu için akım dalga şekilleri (a) GF=0.996, M_i =0.785



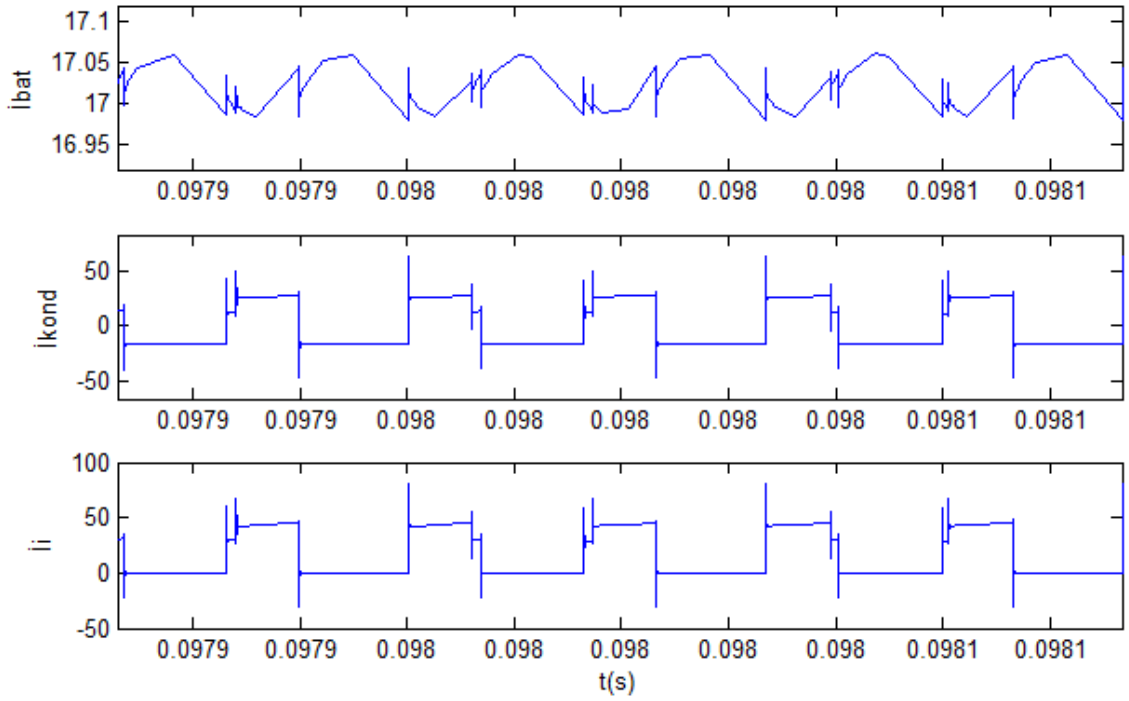
Şekil 7. 2 SPWM metodu için akım dalga şekilleri (b) $GF=0.996$, $M_i=0.4$



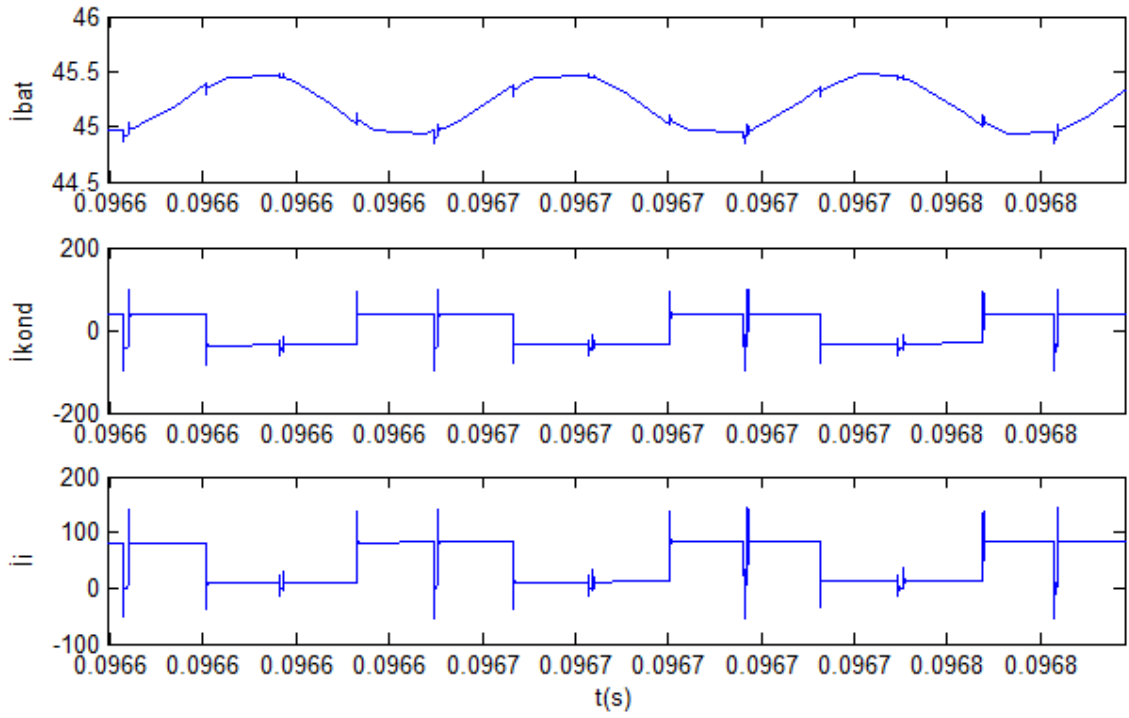
Şekil 7. 2 SPWM metodu için akım dalga şekilleri (c) $GF=0.6$, $M_i=0.785$



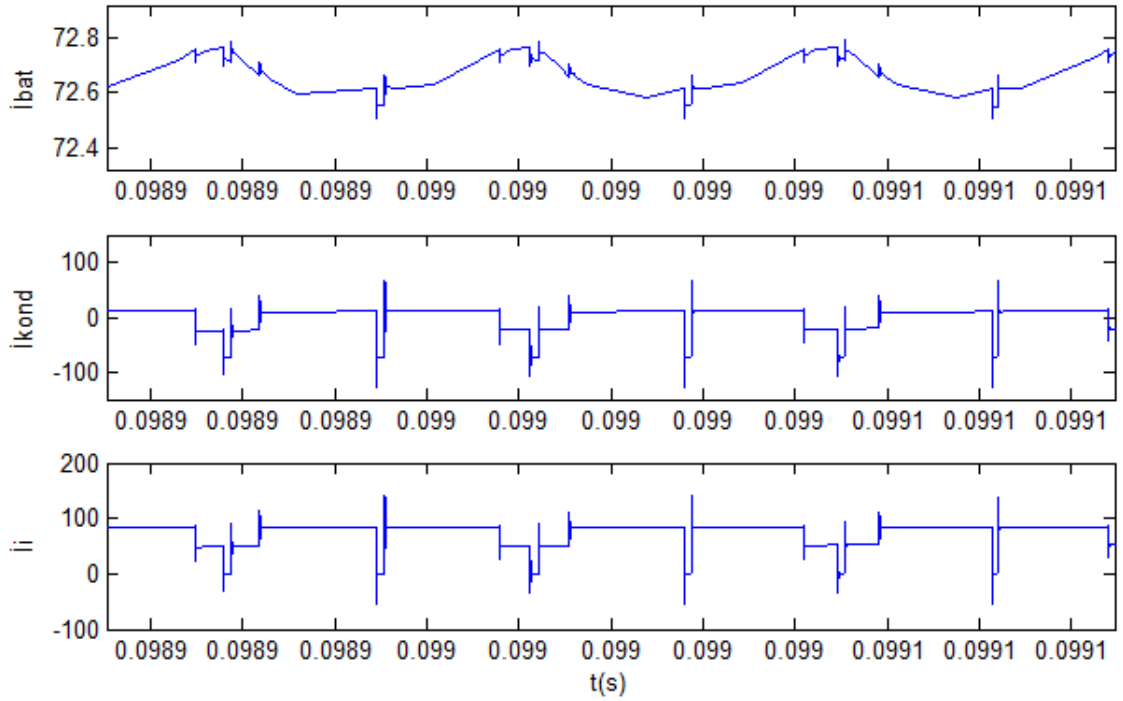
Şekil 7. 3 THIPWM1/4 metodu için akım dalga şekilleri (a) $GF=0.996$, $Mi=0.881$



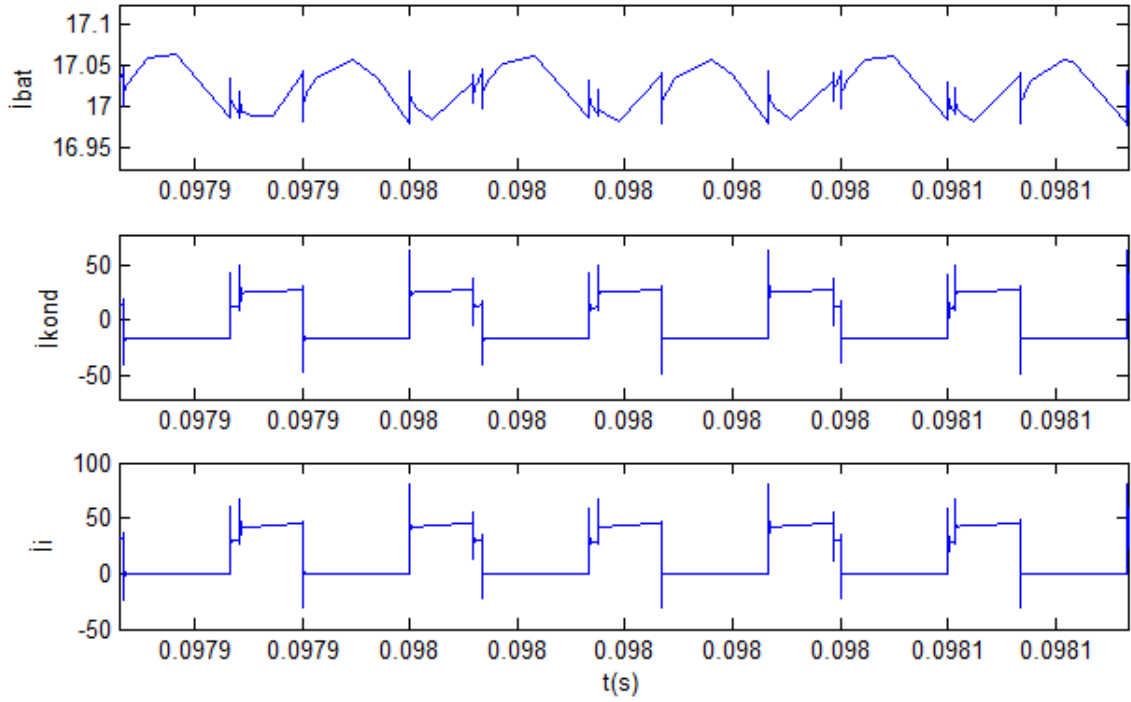
Şekil 7. 3 THIPWM1/4 metodu için akım dalga şekilleri (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$



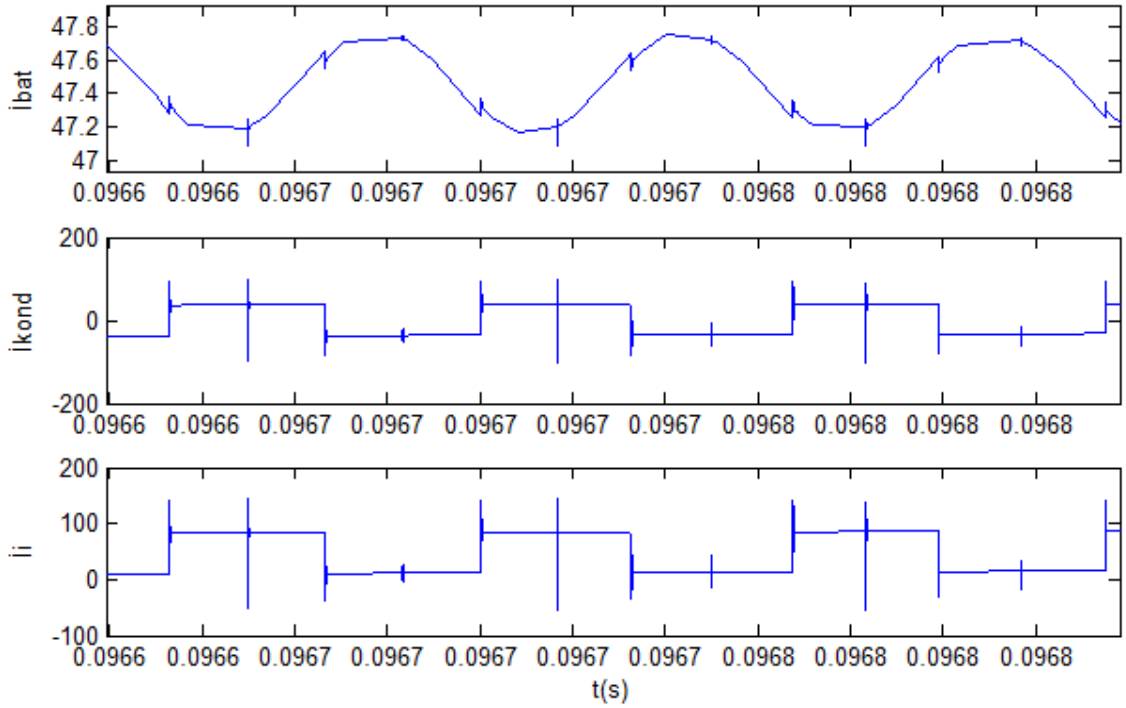
Şekil 7. 3 THIPWM1/4 metodu için akım dalga şekilleri (c) $GF=0.6$, $Mi=0.881$



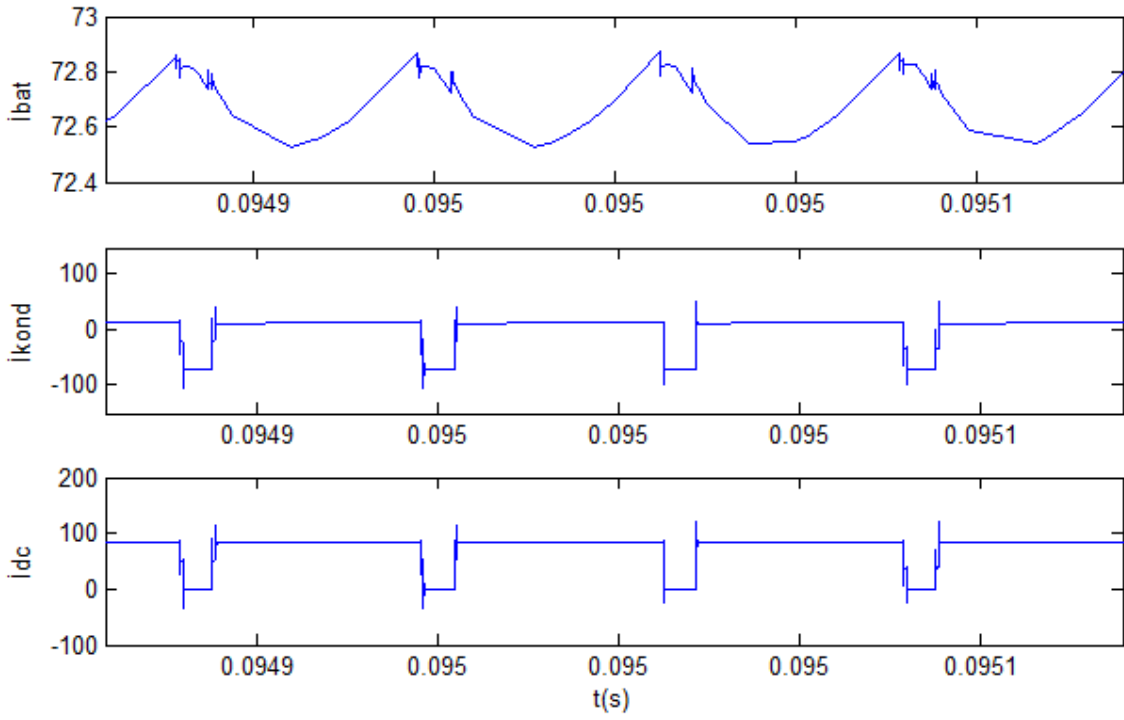
Şekil 7. 4 SVPWM metodu için akım dalga şekilleri (a) $GF=0.996$, $Mi=0.907$



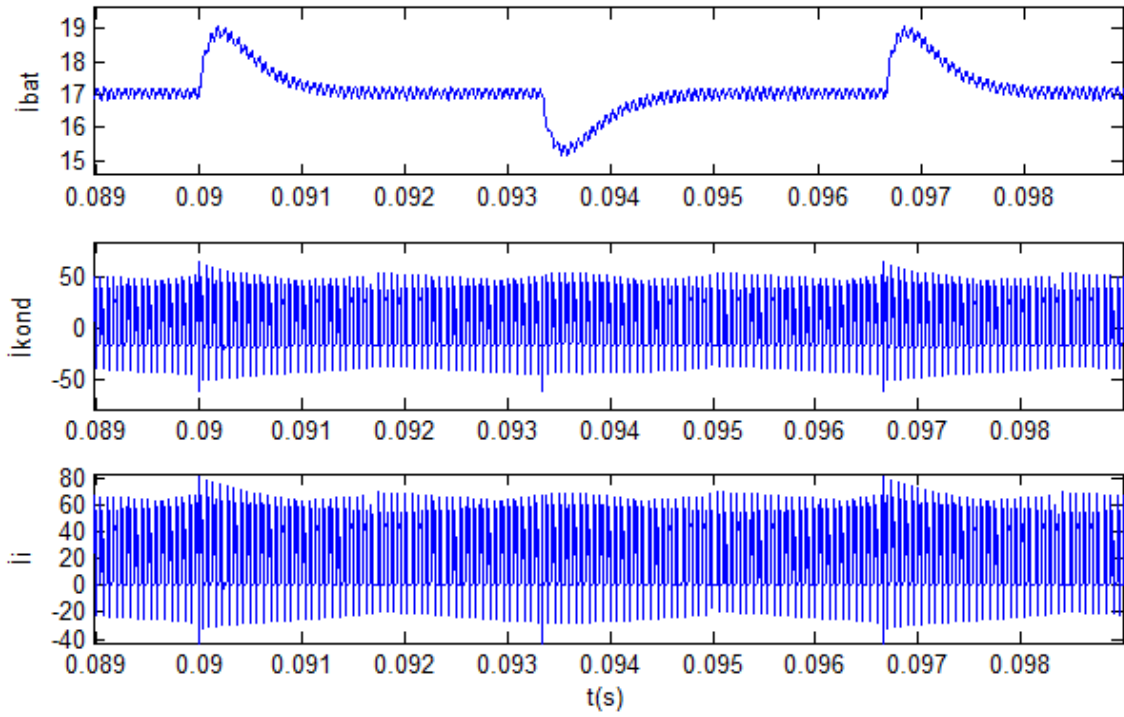
Şekil 7. 4 SVPWM metodu için akım dalga şekilleri (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$



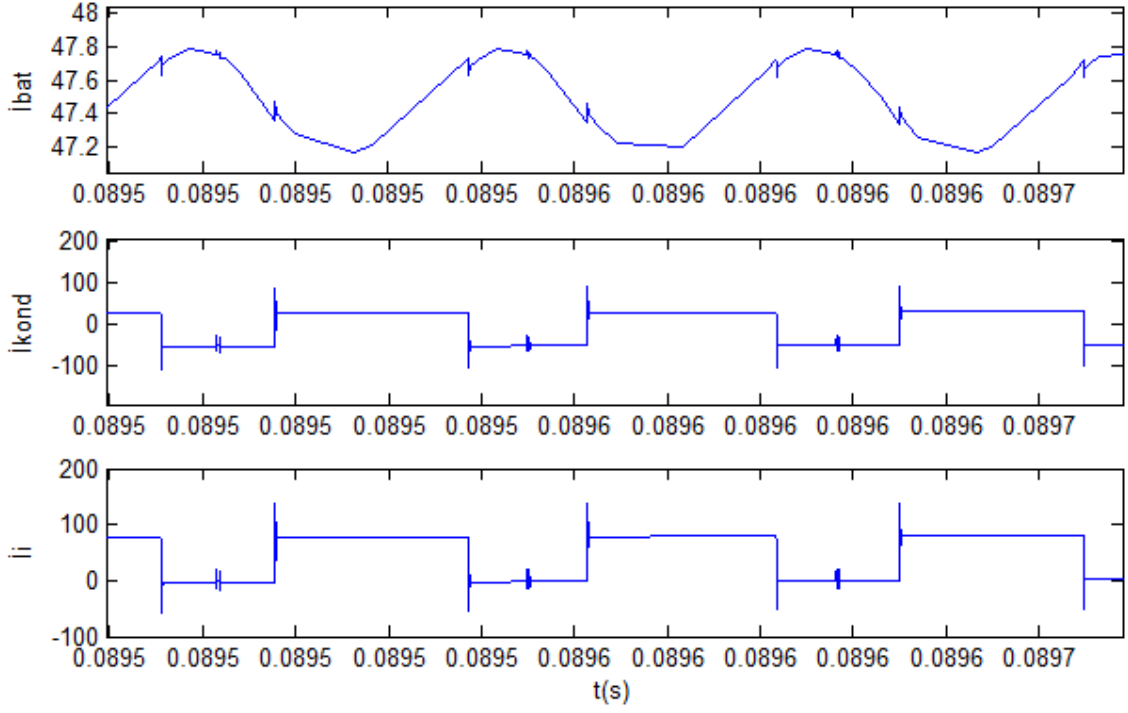
Şekil 7. 4 SVPWM metodu için akım dalga şekilleri (c) $GF=0.6$, $Mi=0.907$



Şekil 7. 5 DPWM1 metodu için akım dalga şekilleri (a) $GF=0.996$, $Mi=0.907$

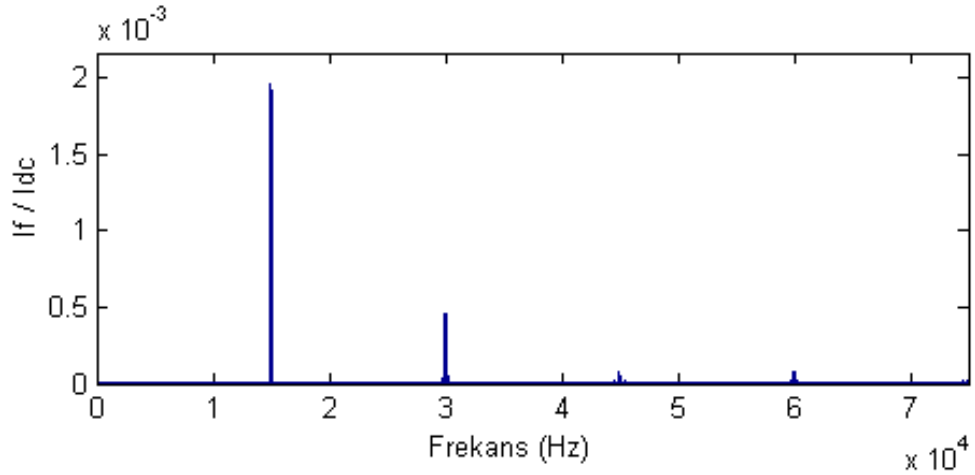


Şekil 7. 5 DPWM1 metodu için akım dalga şekilleri (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$

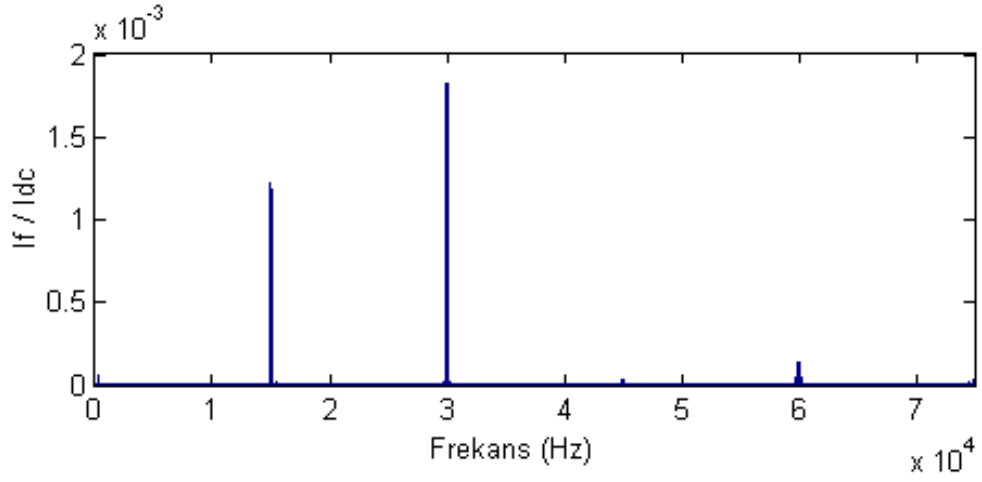


Şekil 7.5 DPWM1 metodu için akım dalga şekilleri (c) $GF=0.6$, $Mi=0.907$

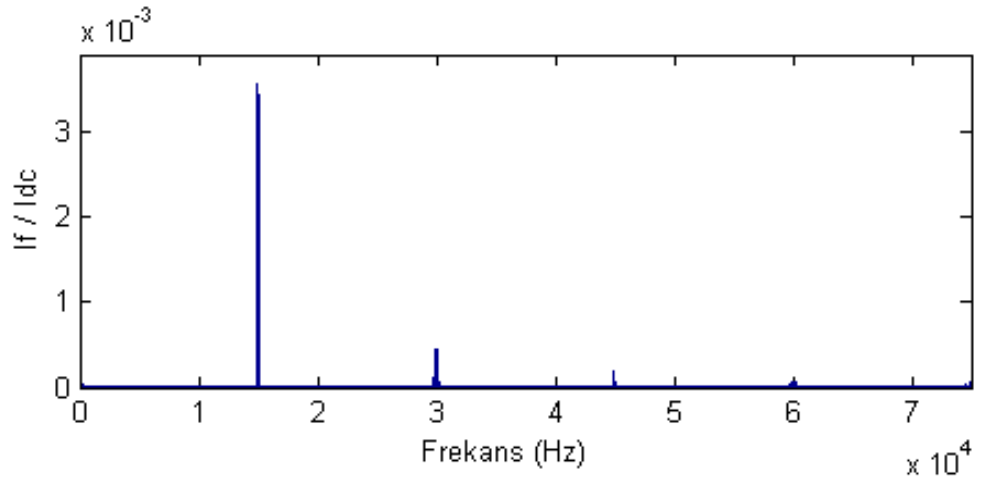
Şekil 7.6, Şekil 7.7, Şekil 7.8 ve Şekil 7.9’da, sırasıyla SPWM, THIPWM1/4, SVPWM, DPWM1 metotlarının her biri için iki farklı GF ve iki farklı Mi değerinde batarya akımı harmonik spektrumları gösterilmiştir. Harmonik bileşenlerin genlikleri, batarya akımı DC bileşeni (I_{dc}) baz değer alınarak verilmiştir.



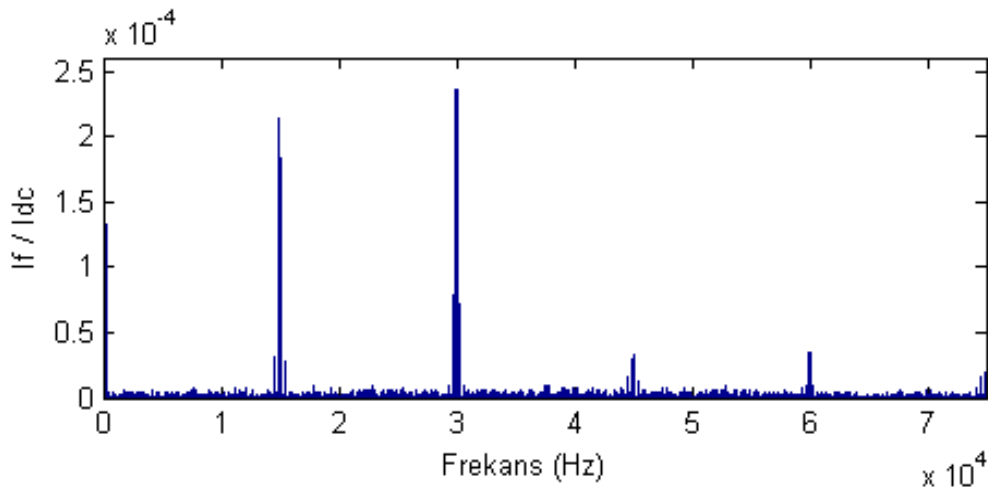
Şekil 7.6 SPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $GF=0.996$, $Mi=0.785$



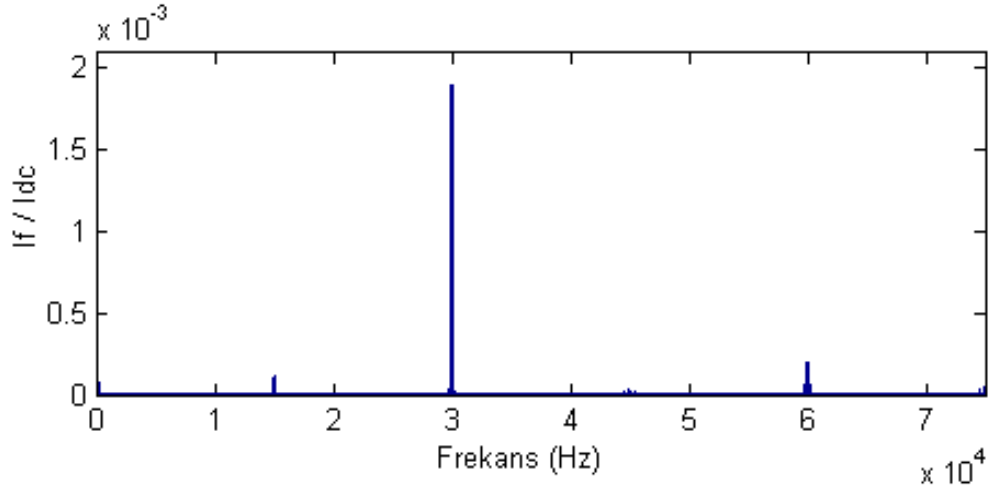
Şekil 7. 6 SPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (b) $GF=0.996$, $Mi=0.4$



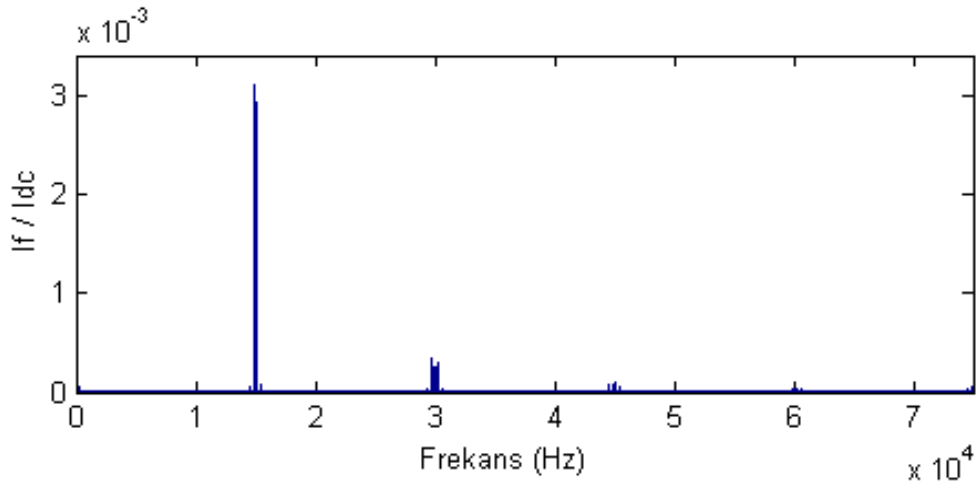
Şekil 7. 6 SPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (c) $GF=0.6$, $Mi=0.785$



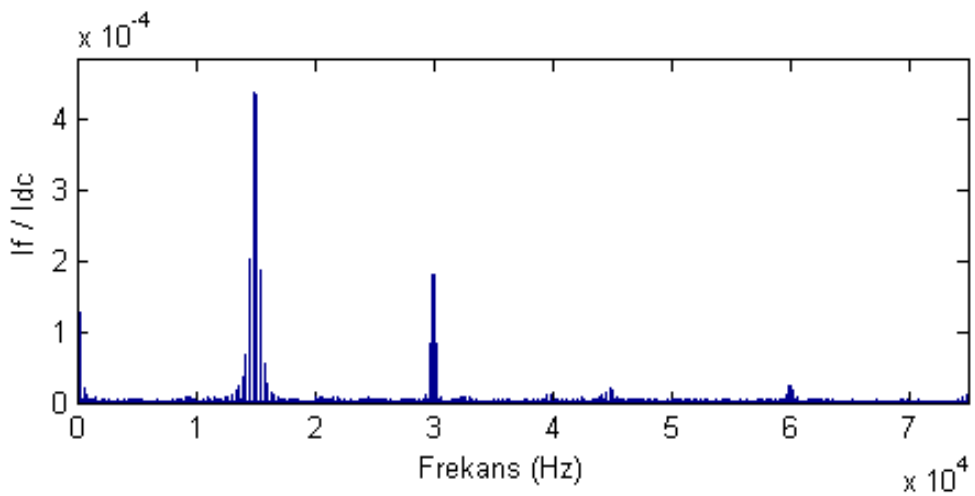
Şekil 7. 7 THIPWM1/4 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $GF=0.996$, $Mi=0.881$



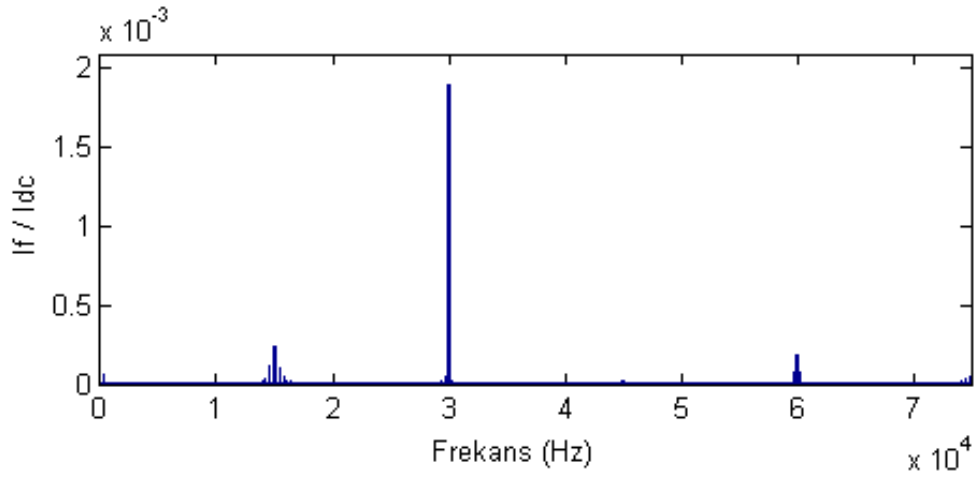
Şekil 7. 7 THIPWM1/4 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (b) $GF=0.996$,
 $Mi=0.4$



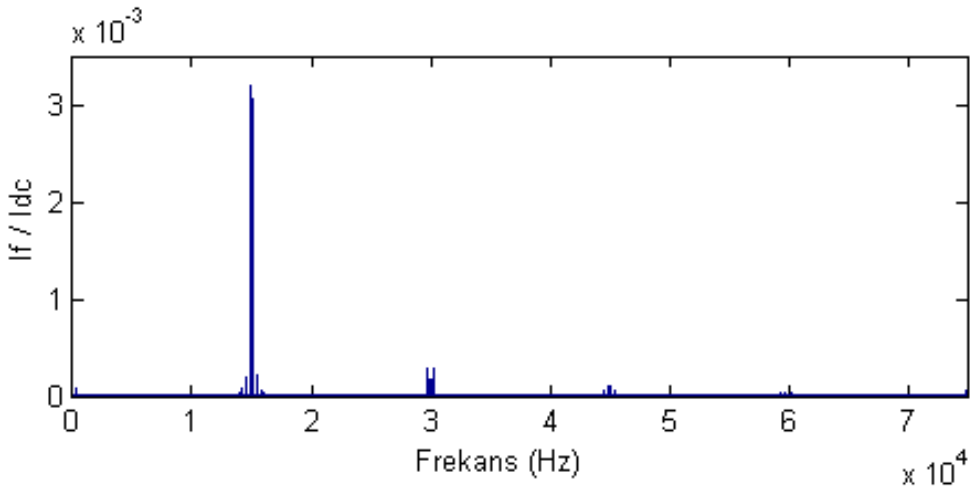
Şekil 7. 7 THIPWM1/4 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (c) $GF=0.6$,
 $Mi=0.881$



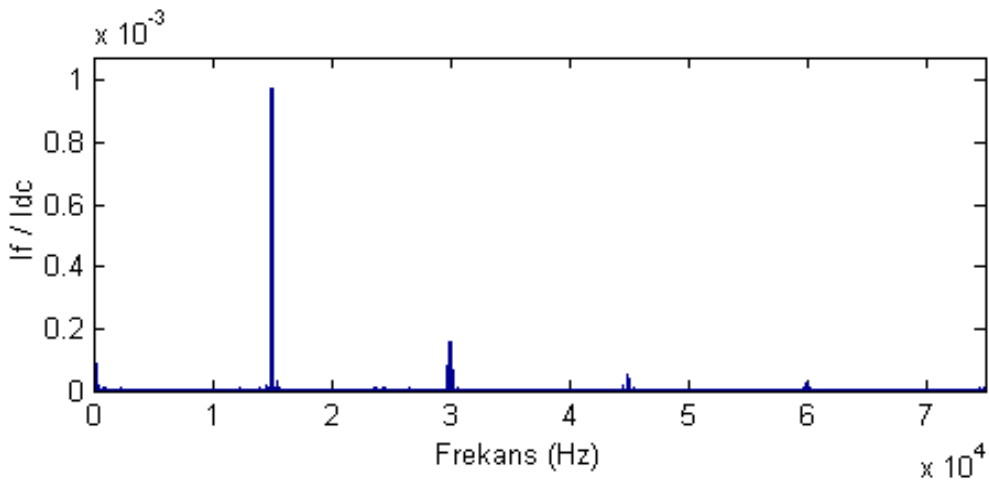
Şekil 7. 8 SVPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $GF=0.996$,
 $Mi=0.907$



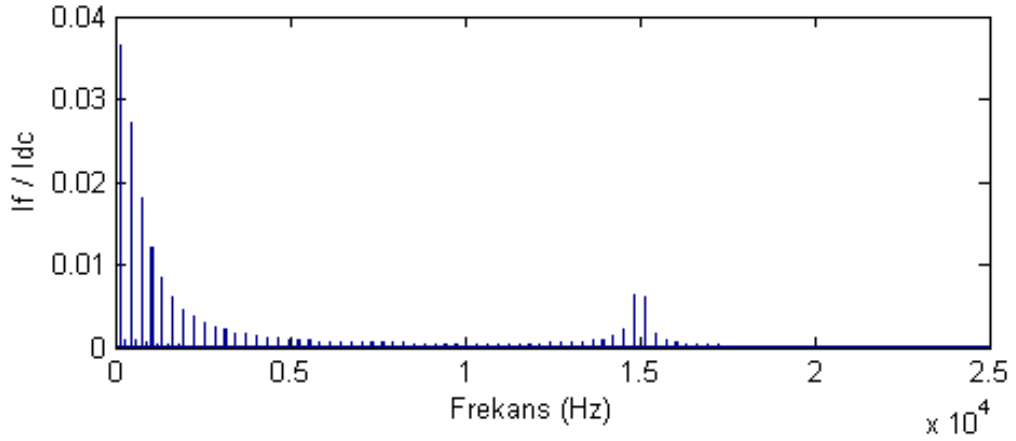
Şekil 7. 8 SVPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (b) $GF=0.996$,
 $Mi=0.4$



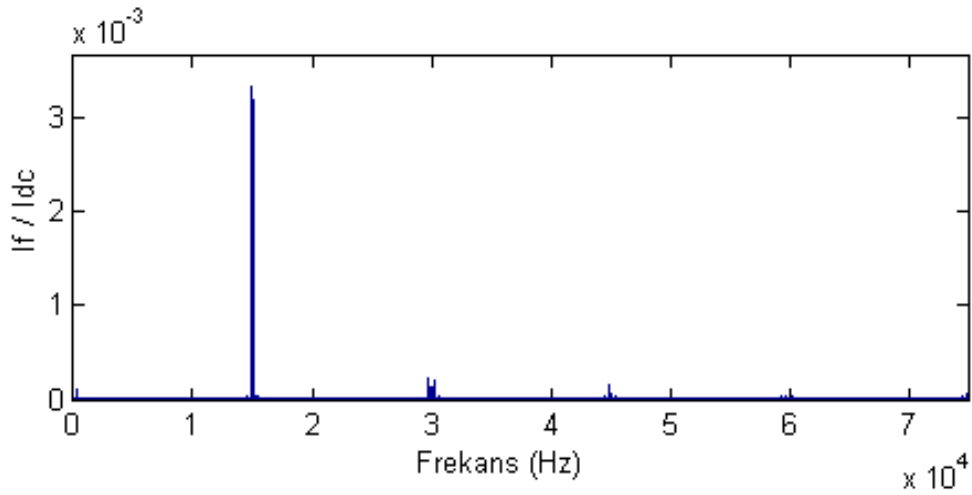
Şekil 7. 8 SVPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (c) $GF=0.6$,
 $Mi=0.907$



Şekil 7. 9 DPWM1 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $GF=0.996$,
 $Mi=0.907$



Şekil 7. 9 DPWM1 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (b) $GF=0.996$,
 $Mi=0.4$



Şekil 7. 9 DPWM1 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (c) $GF=0.6$,
 $Mi=0.907$

Şekil 7.6'da görüldüğü gibi yüksek Mi değerlerinde baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansında olup, onların genlikleri (I_{dc} baz alınarak verilen) azalan GF ile birlikte artmaktadır. Düşük Mi 'de baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansının iki katında ve taşıyıcı dalga frekansındadır. Ancak taşıyıcı dalga frekansındaki harmonikler, artan Mi ile birlikte daha baskın hale gelmekte ve taşıyıcı dalga frekansının iki katındaki harmoniklerin genlikleri azalırken onların genlikleri artmaktadır.

Şekil 7.7'de görüldüğü gibi yüksek Mi ve yüksek GF değerinde baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansının iki katında ve taşıyıcı dalga frekansındadır. Fakat Mi değerinin azalmasıyla birlikte taşıyıcı dalga frekansının iki katındaki harmonikler daha baskın hale gelmekte ve genlikleri de artmaktadır. Yüksek Mi ve düşük GF değerinde ise baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansındadır. Ancak taşıyıcı dalga frekansının iki katındaki

ve taşıyıcı dalga frekansındaki harmonikler, artan GF ile daha baskın hale gelmekte ve taşıyıcı dalga frekansındaki harmoniklerin genlikleri de oldukça azalmaktadır.

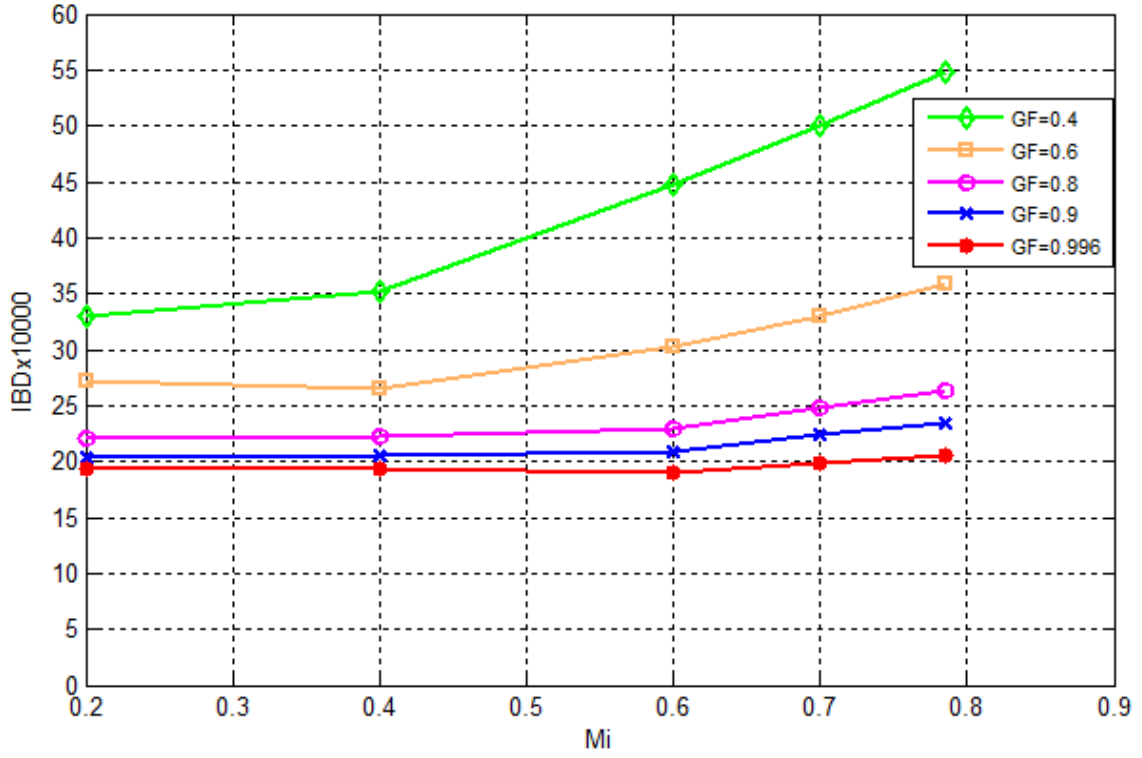
Şekil 7.8'de görüldüğü gibi yüksek Mi 'de baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansında olup, onların genlikleri azalan GF ile birlikte artmaktadır. Düşük Mi 'de ise baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansının iki katındadır. Ancak artan Mi ile birlikte taşıyıcı dalga frekansı harmonikleri daha baskın hale gelmekte ve taşıyıcı dalga frekansının iki katındaki harmoniklerin genlikleri de önemli oranda azalmaktadır.

Şekil 7.9'da görüldüğü gibi yüksek Mi 'de baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansında olup, onların genlikleri azalan GF ile birlikte artmaktadır. Düşük Mi 'de ise baskın harmonikler batarya akımı frekansındadır ve onların genlikleri yüksek Mi 'deki değerlerle karşılaştırıldığında oldukça yüksektir.

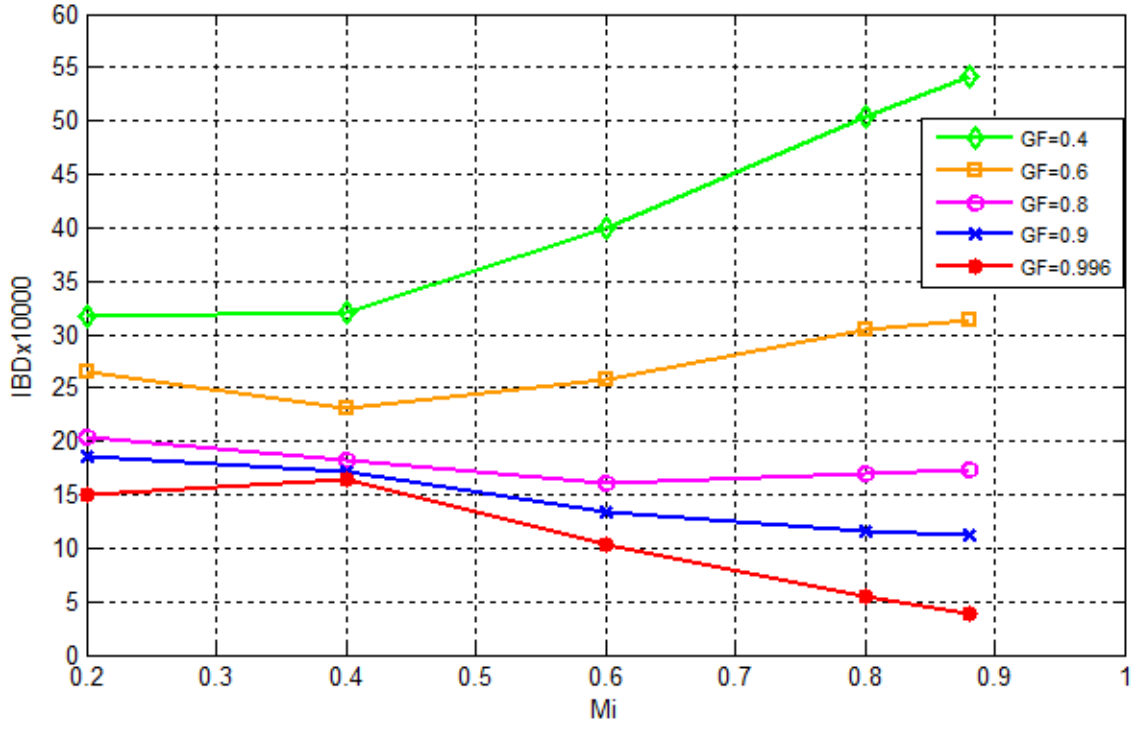
Şekil 7.10.a, Şekil 7.10.b, Şekil 7.10.c ve Şekil 7.10.d'de, sırasıyla SPWM, THIPWM1/4, SVPWM ve DPWM1 metotları için I_{BD} 'nin farklı güç faktörlerinde Mi ile olan değişimi verilmiştir. Ayrıca Şekil 7.11.a ve 7.11.b'de, sırasıyla GF=0.4 ve GF=0.8 için farklı modülasyon metotlarında I_{BD} 'nin Mi ile değişimi verilmiştir. Tüm grafiklerde I_{BD} 10.000 ile çarpılmıştır.

Şekil 7.10'da görüldüğü gibi DPWM1 metodu haricindeki tüm metotlara ait I_{BD} değerleri, yüksek GF değerlerinde, düşük GF değerlerine göre daha küçüktür. I_{BD} , SPWM metodunda Mi ile birlikte artarken, DPWM1 metodunda Mi ile birlikte azalmaktadır. THIPWM1/4 ve SVPWM metotlarında ise I_{BD} değeri, Mi 'nin değişimi ile birlikte farklı davranışlar sergilemektedir. Şekil 7.11'den daha da net görülebileceği gibi THIPWM1/4 ve SVPWM metotları için tüm Mi değerlerinde, I_{BD} değerleri birbirlerine yakın olup, SPWM ve DPWM1'e ait değerlerden daha küçüktür. Düşük Mi değerlerinde, DPWM1 metoduna ait I_{BD} değerleri yüksekken, yüksek Mi değerlerinde ise diğer metotlara daha yakındır. Çünkü yüksek Mi değerlerinde sıfır vektör zamanları düşüktür ve bundan dolayı DPWM1 metodu, SPWM, THIPWM1/4 ve SVPWM metotlarıyla benzer gerilim vektörü yerleşimine sahiptir. Ayrıca DPWM1 metodu diğer metotlara nazaran özellikle birim güç faktörü altında daha düşük anahtarlama kayıplarına sahiptir. I_{BD} değerleri, batarya akımı harmonik spektrumları ve akım dalga şekilleri, Şekil 5.3 ve Şekil 6.4'te gösterilen kondansatör ve batarya sabitleri ile birlikte değişmektedir.

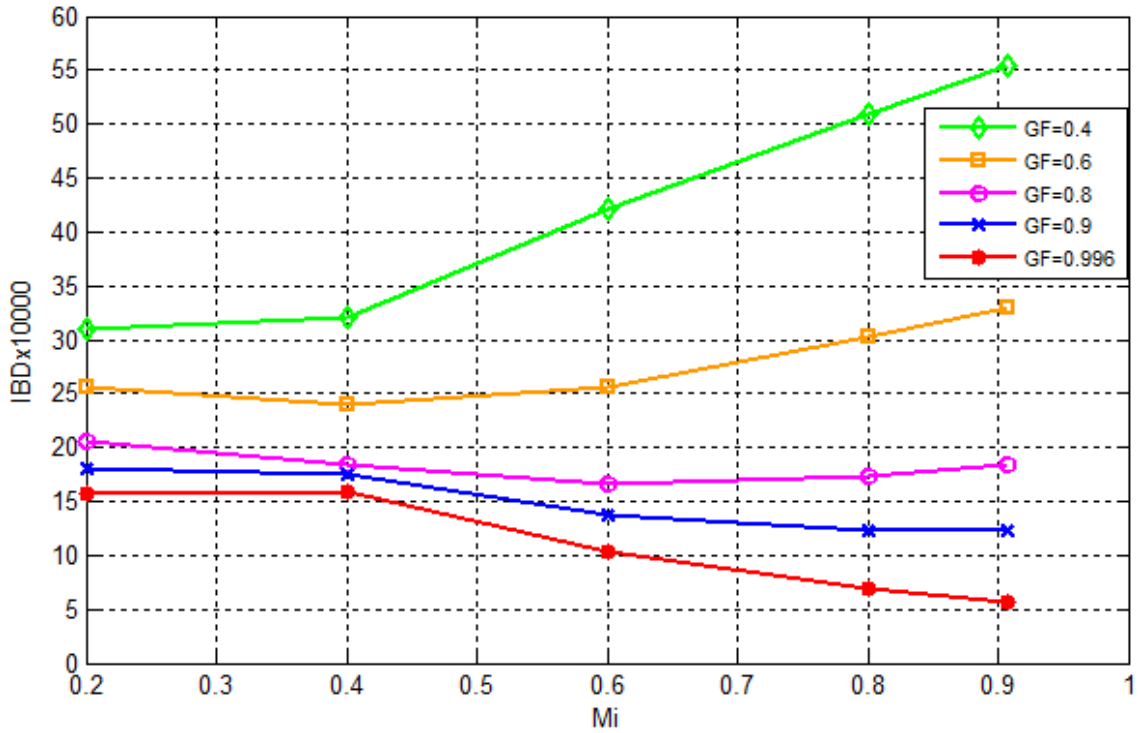
Yüksek I_{BD} değerleri yüksek kayıplara ve dolayısıyla batarya sıcaklığı artışına neden olarak batarya ömrünün kılmasına sebep olur. Seçilecek olan uygun modülasyon metodu, çalışma durumu ve bunlara ek olarak düşük ESR, düşük ESL ve yüksek kapasite değerlerine sahip kondansatör kullanımı, dalgalanmaları, harmonik içerikleri ve I_{BD} değerlerini azaltır.



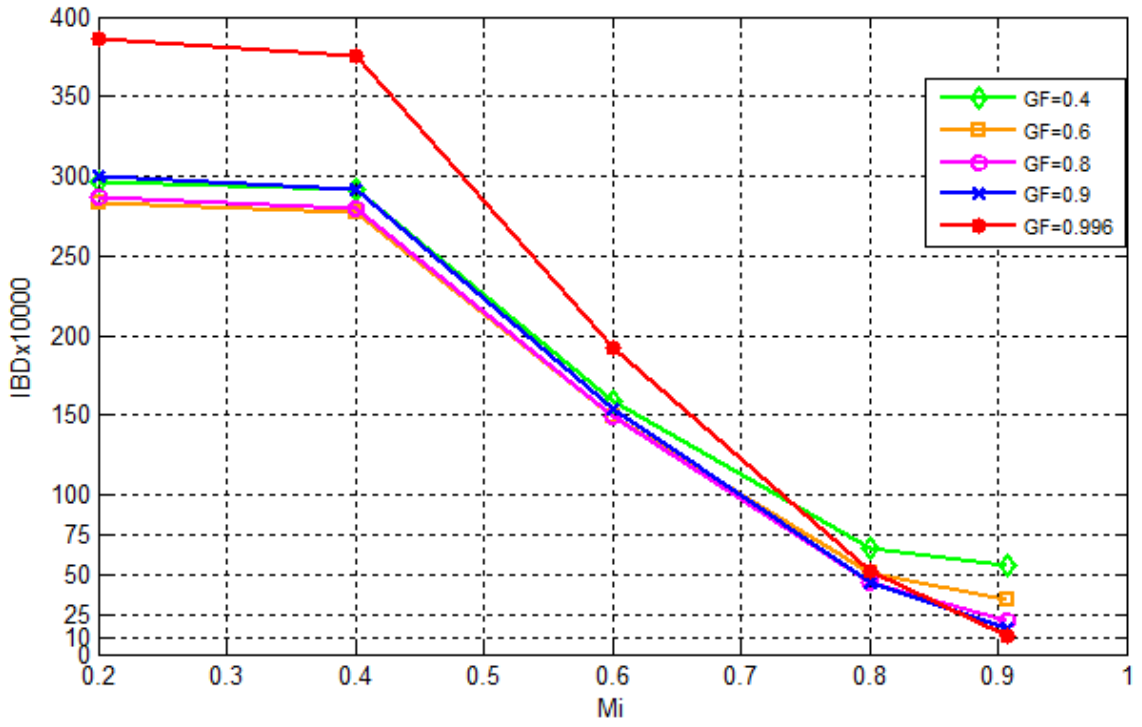
Şekil 7. 10 Farklı güç faktörleri için I_{BD} 'nin Mi ile değişimi (a) SPWM



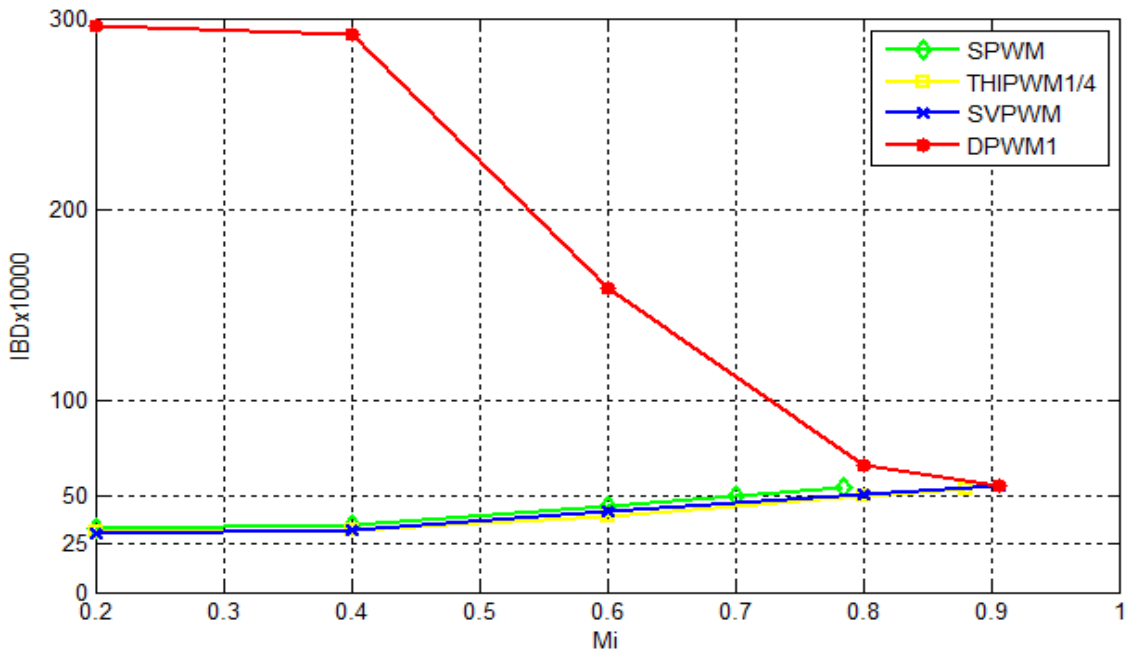
Şekil 7. 10 Farklı güç faktörleri için I_{BD} 'nin M_i ile değişimi (b) THIPWM1/4



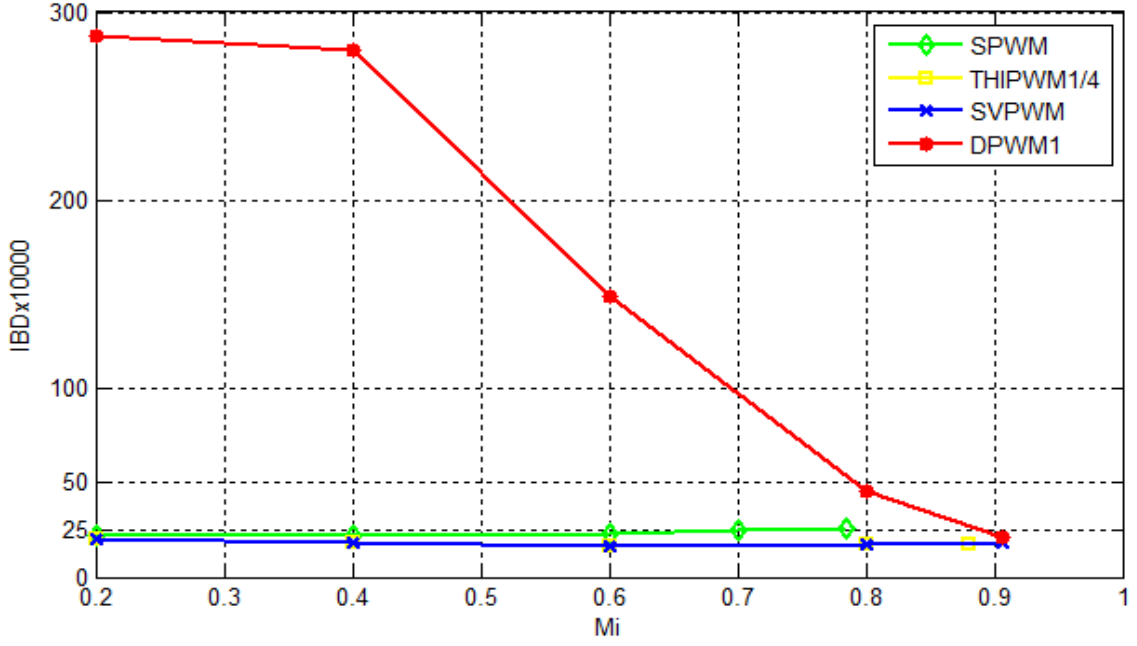
Şekil 7. 10 Farklı güç faktörleri için I_{BD} 'nin M_i ile değişimi (c) SVPWM



Şekil 7. 10 Farklı güç faktörleri için I_{BD} 'nin Mi ile değişimi (d) DPWM1



Şekil 7. 11 Farklı modülasyon metotları için I_{BD} 'nin Mi ile değişimi (a) GF=0.4



Şekil 7. 11 Farklı modülasyon metotları için I_{BD} 'nin M_i ile değişimi (b) $GF=0.8$

7.3 Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Yük Olarak Kullanılması Durumunda Batarya Akımının İncelenmesi ve Karşılaştırılması

Bu kısımda, Şekil 7.12'de verilen simülasyon modeli eşdeğer devresinin MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmesiyle, farklı modülasyon metotları ve çalışma durumları (hız (n) ve tork (T)) için batarya akımı incelenmesi ve karşılaştırılması verilmiştir. YFBM ve YFKM sırasıyla yüksek frekans batarya modelini ve yüksek frekans kondansatör modelini temsil etmektedir. DC bara, 410V Ni-MH batarya ve 350 μ F DC bara film kondansatöründen oluşmaktadır. Taşıyıcı dalga frekansı 8kHz seçilmiştir. Simülasyonlar sabit moment bölgesinde çalıştırıldığı için $i_d=0$ ve $i_q \neq 0$ olarak belirlenmiştir. Elde edilen sonuçlar alan zayıflatma bölgesinde geçerli değildir. Sabit miknatıslı senkron motora ait parametreler aşağıda verilmiştir.

$$R_s = 0.3 \Omega$$

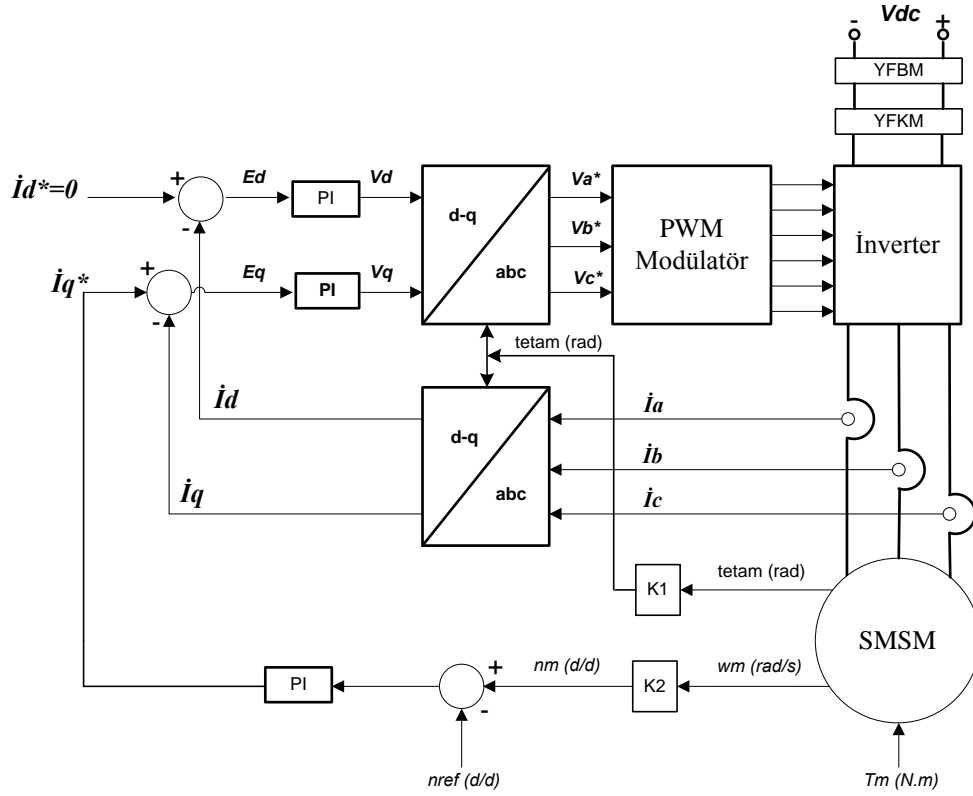
$$L_d = 5.9745 \text{ mH}$$

$$L_q = 5.9745 \text{ mH}$$

$$\text{Kutup çifti sayısı} = 16$$

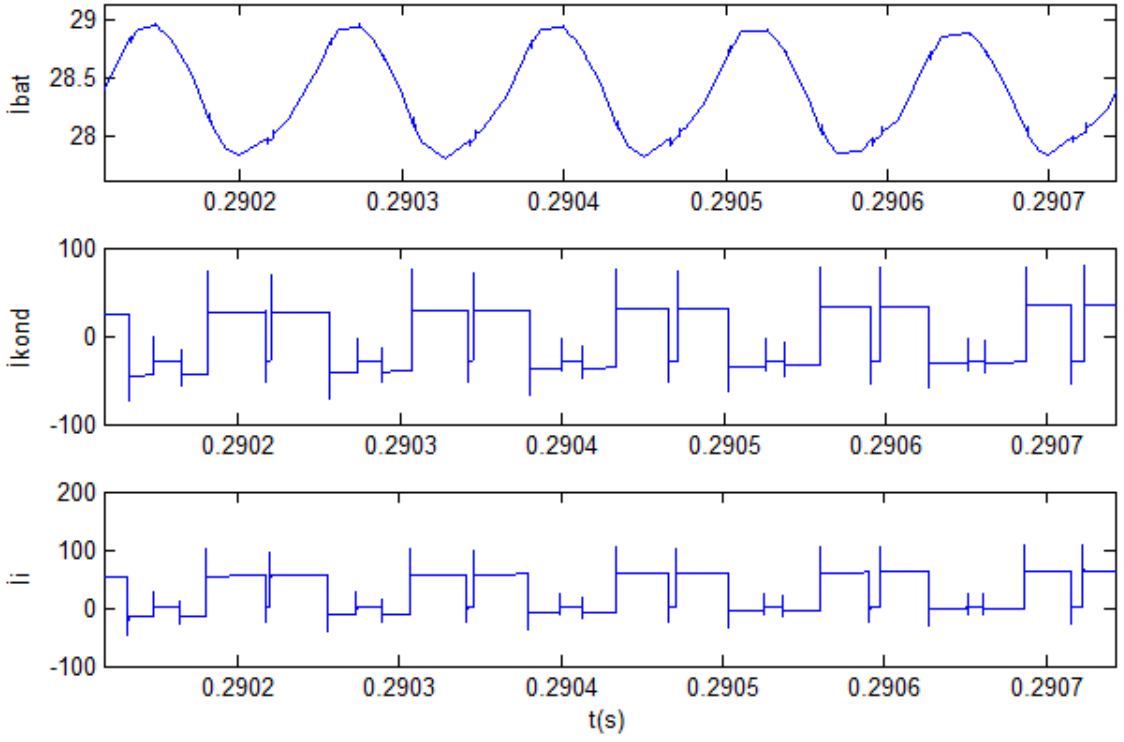
$$T_{nom} = 358.9 \text{ N.m}$$

$$n_{nom} = 220 \text{ d/d}$$

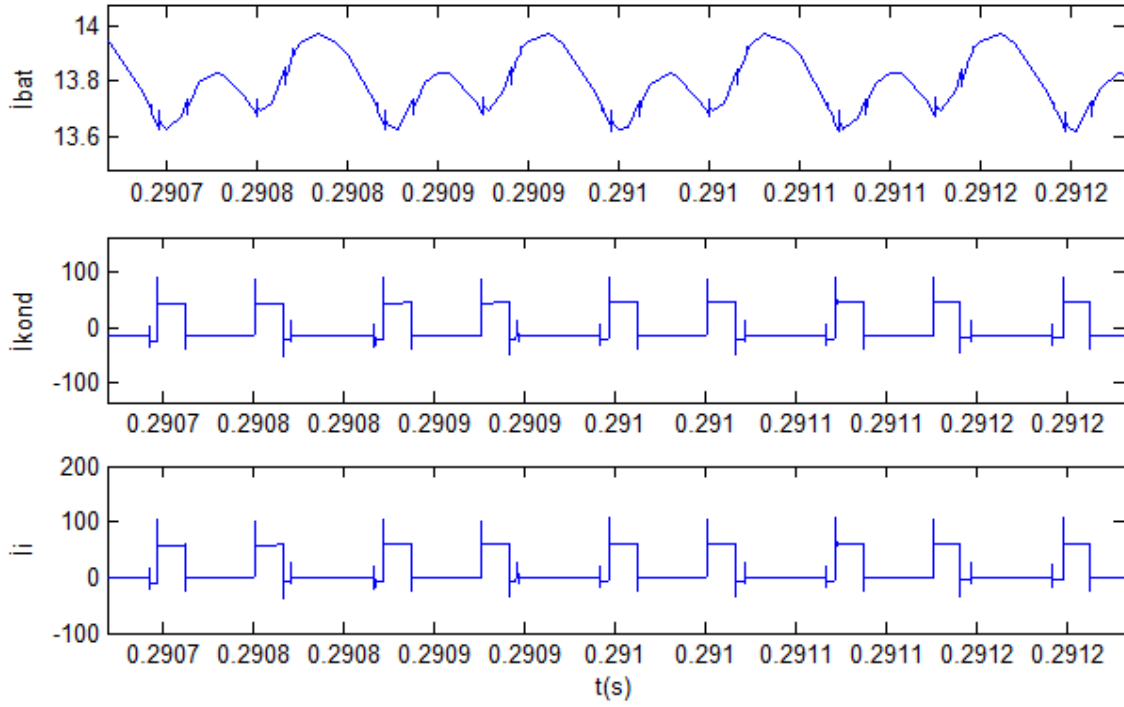


Şekil 7. 12 Simülasyon modeli eşdeğer devresi

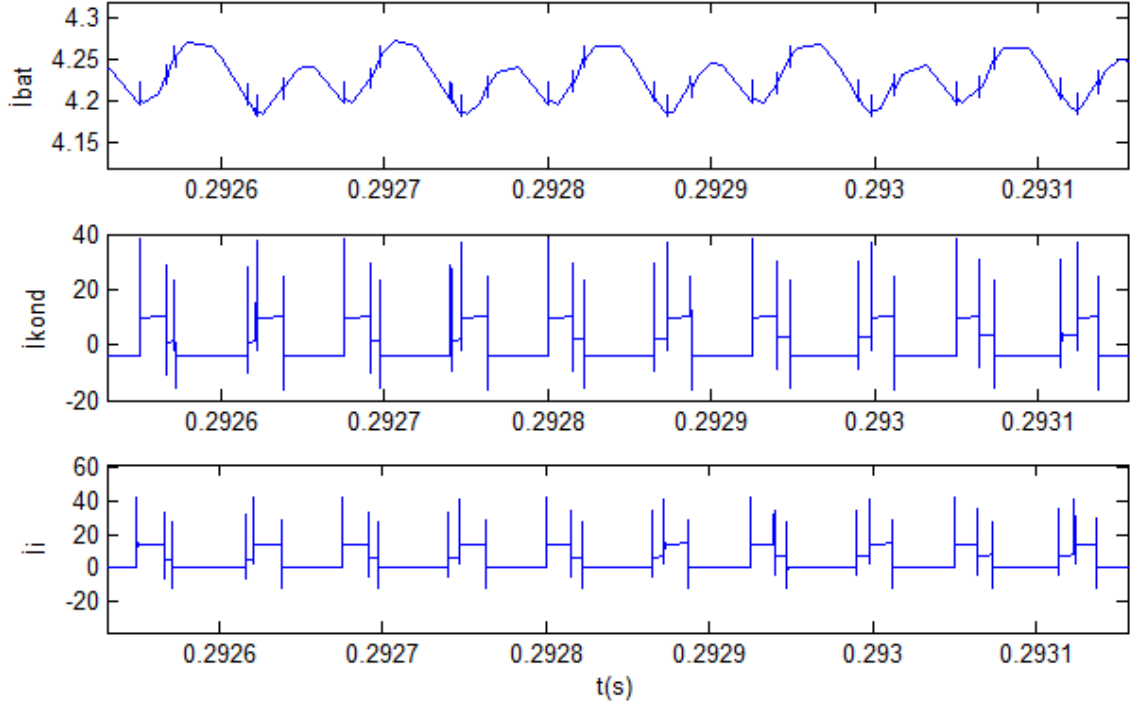
Şekil 7.13, Şekil 7.14, Şekil 7.15'te sırasıyla SPWM, SVPWM, DPWM1 metotlarının her biri için iki farklı tork ve iki farklı hız değerinde batarya akımı (i_{bat}), kondansatör akımı (i_{kond}) ve giriş akımı (i_i) gösterilmiştir. Şekil 7.13, Şekil 7.14 ve Şekil 7.15'te görüldüğü gibi SPWM ve SVPWM metotlarına ait dalgalanmalar düşüktür ve birbirine benzerdir. DPWM1 metodu ise özellikle düşük tork ve yüksek hız değerinde, ortalama akım değerine göre büyük dalgalanmalara sahiptir.



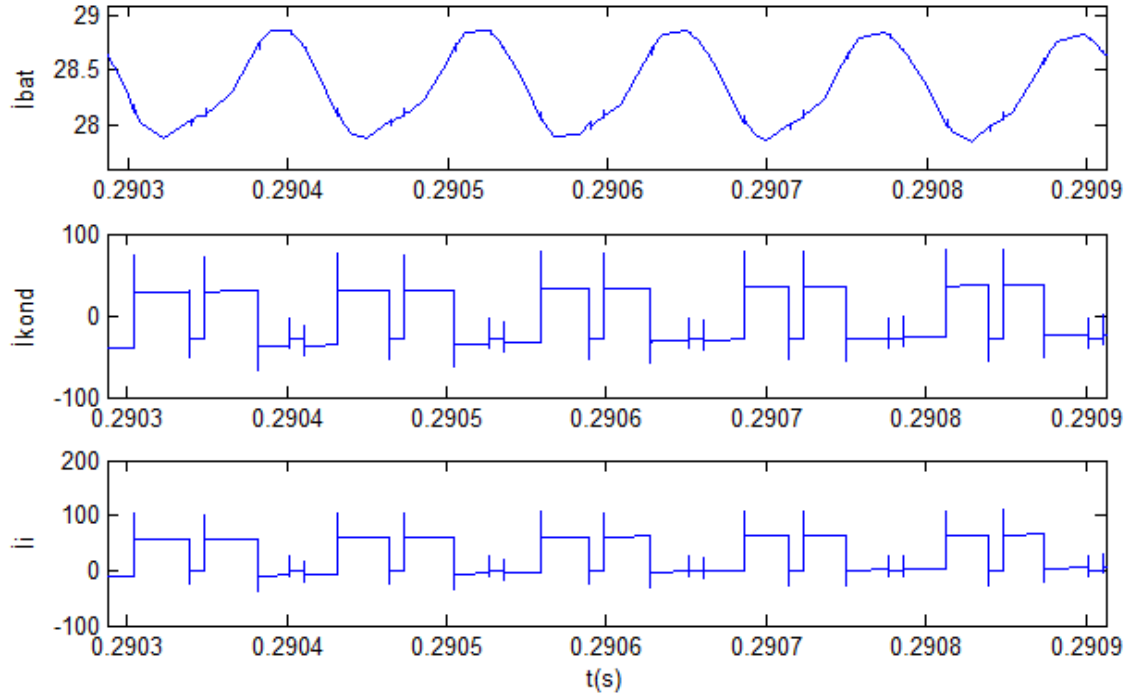
Şekil 7. 13 SPWM metodu için akım dalga şekilleri (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d



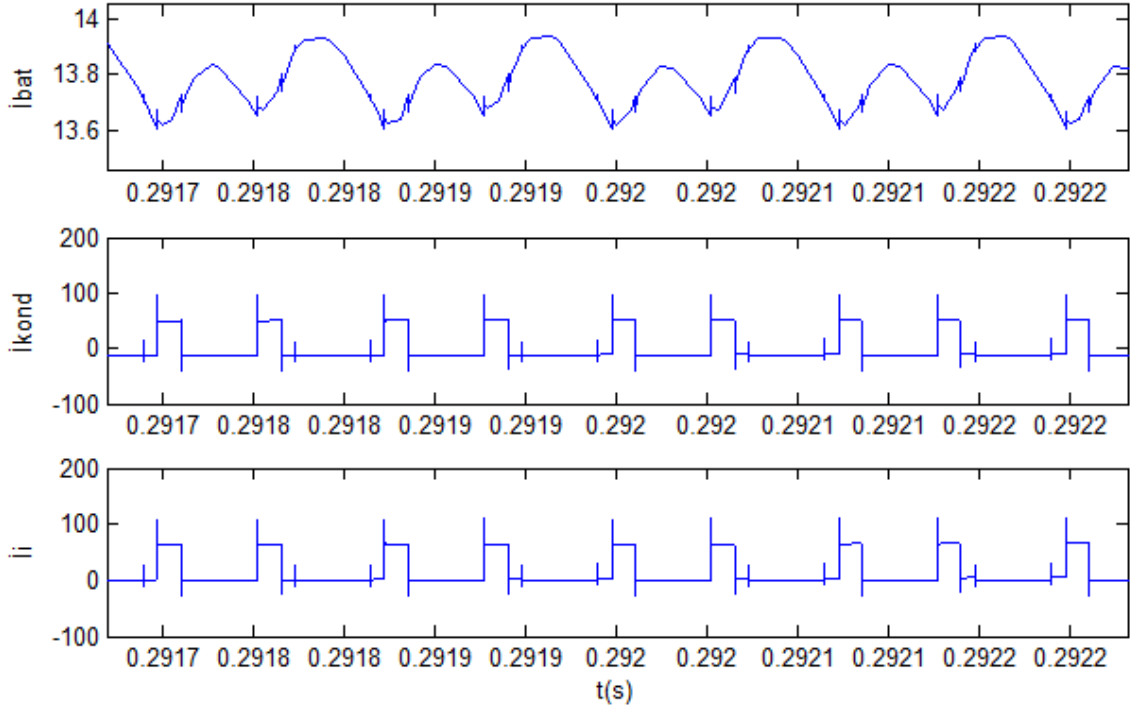
Şekil 7. 13 SPWM metodu için akım dalga şekilleri (b) $T=358.9$ N.m, $n=80$ d/d



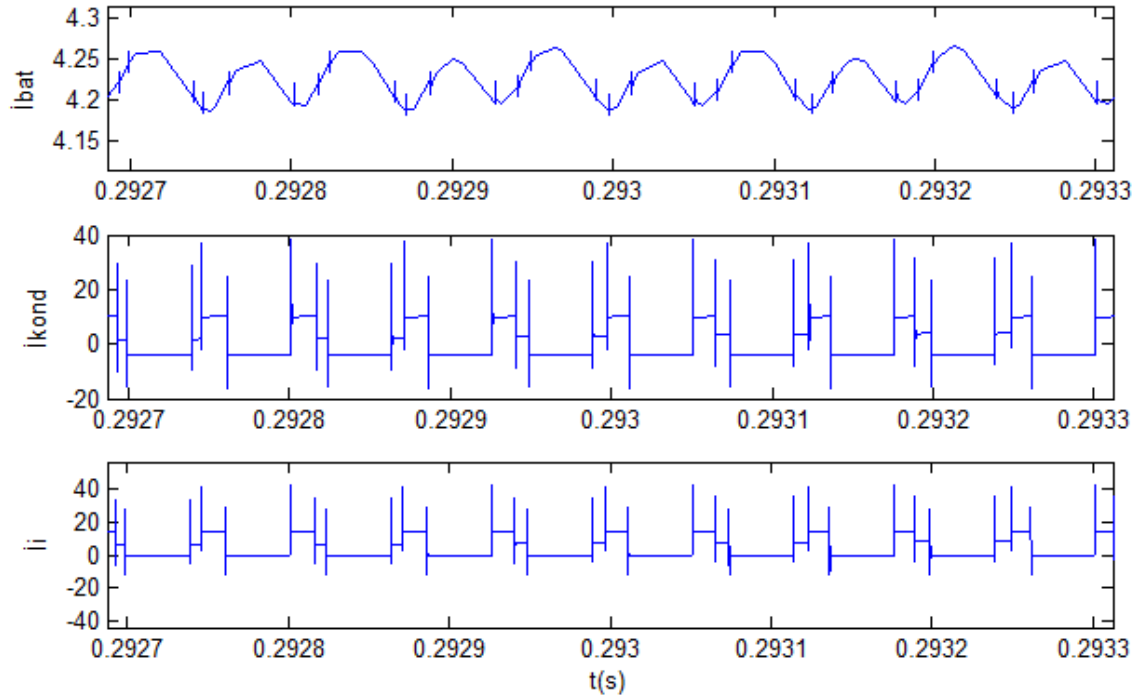
Şekil 7. 13 SPWM metodu için akım dalga şekilleri (c) $T=70$ N.m, $n=220$ d/d



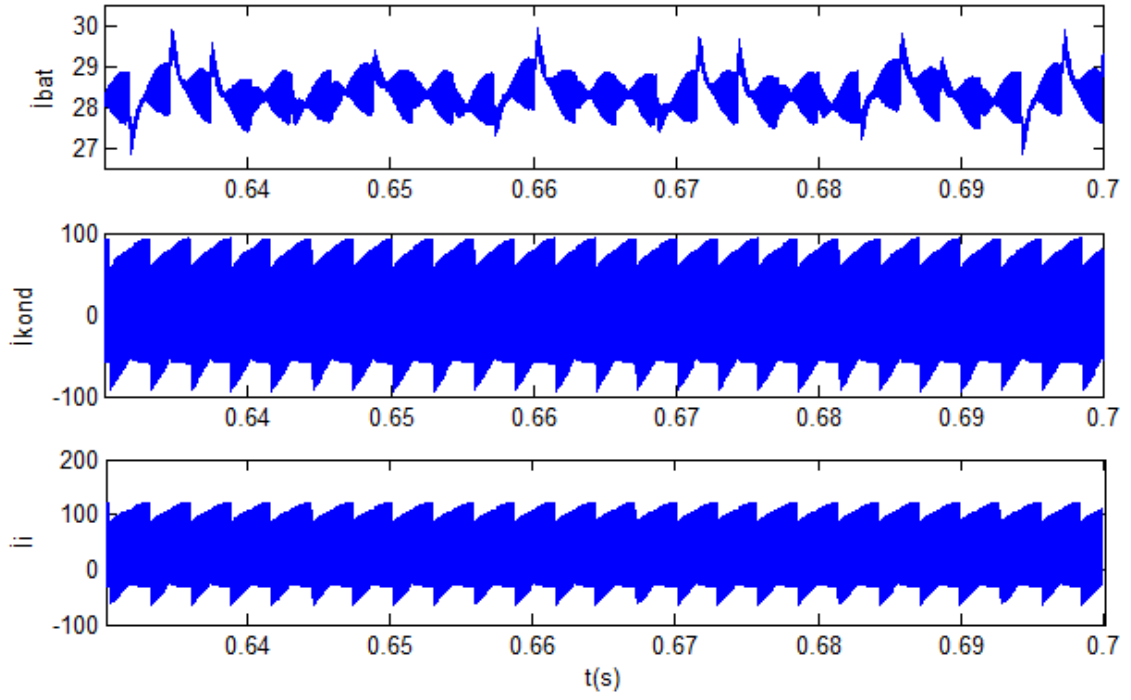
Şekil 7. 14 SVPWM metodu için akım dalga şekilleri (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d



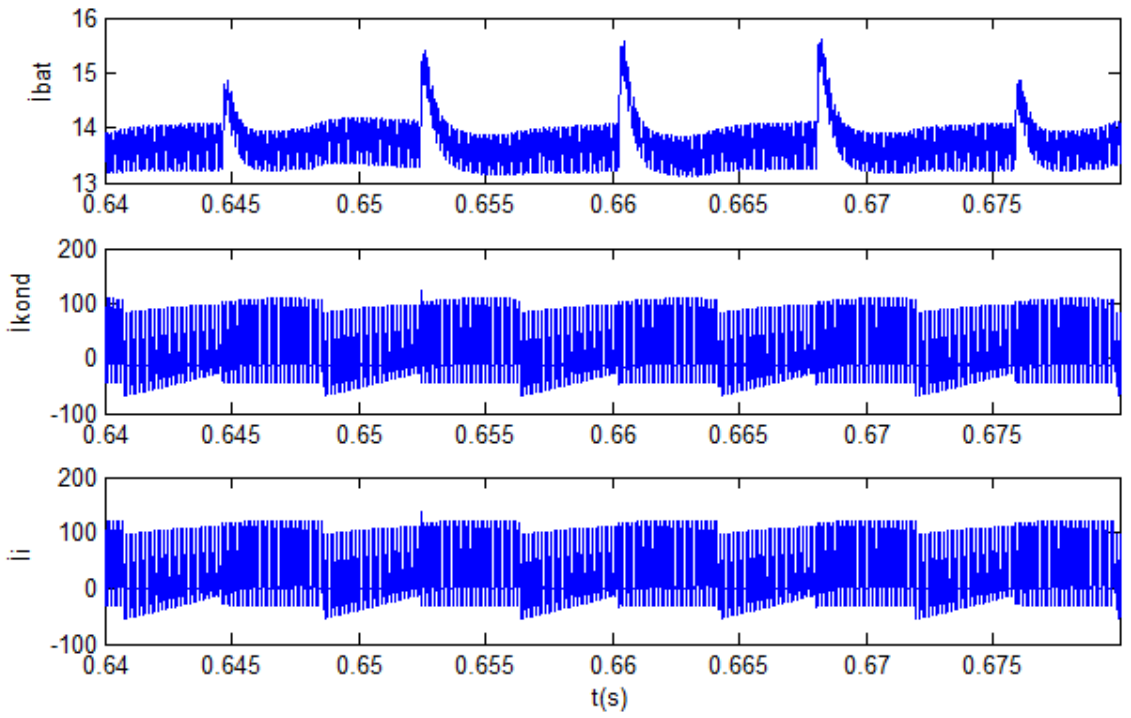
Şekil 7. 14 SVPWM metodu için akım dalga şekilleri (b) $T=358.9$ N.m, $n=80$ d/d



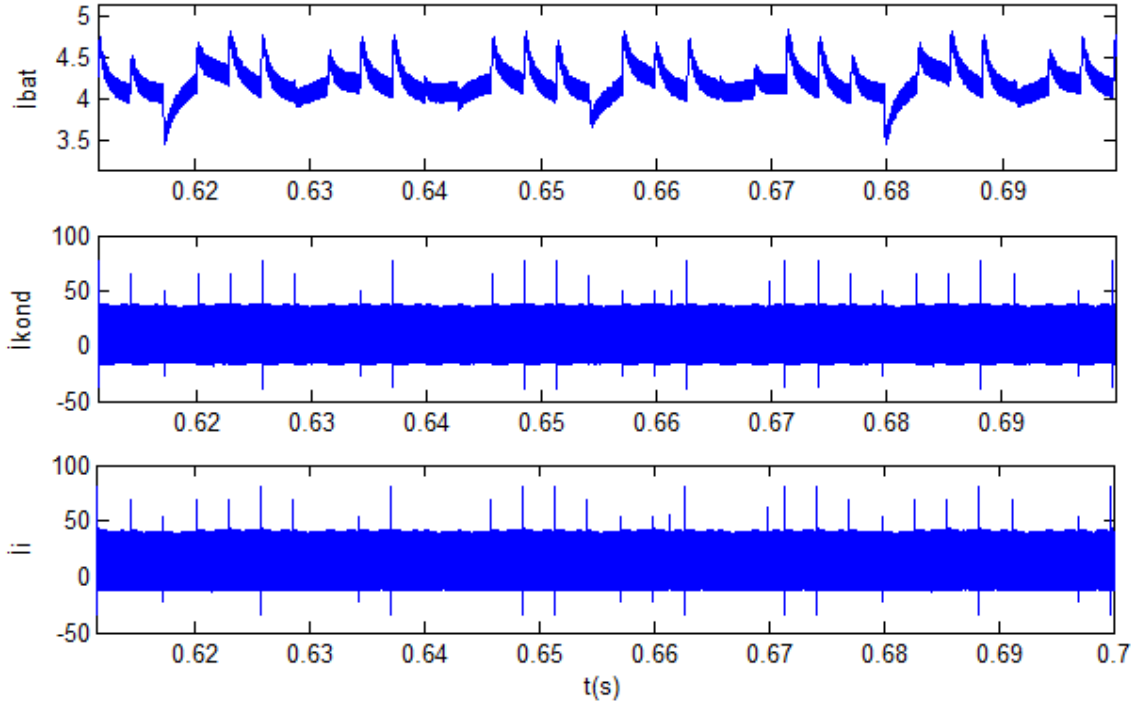
Şekil 7. 14 SVPWM metodu için akım dalga şekilleri (c) $T=70$ N.m, $n=220$ d/d



Şekil 7. 15 DPWM1 metodu için akım dalga şekilleri (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d

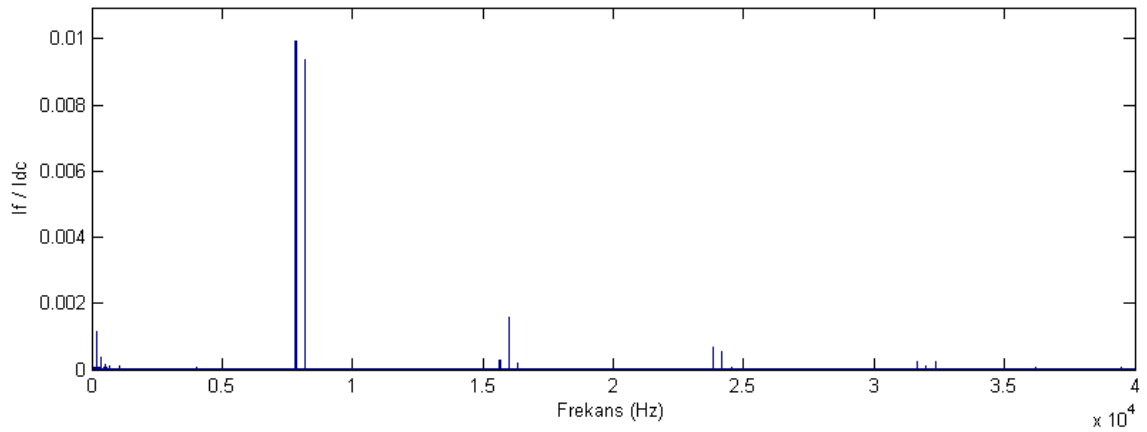


Şekil 7. 15 DPWM1 metodu için akım dalga şekilleri (b) $T=358.9$ N.m, $n=80$ d/d

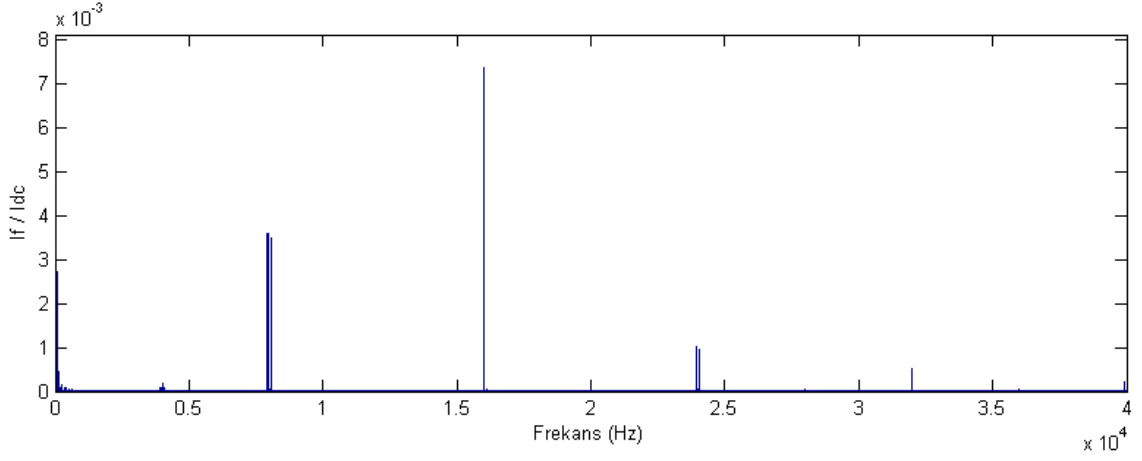


Şekil 7. 15 DPWM1 metodu için akım dalga şekilleri (c) $T=70$ N.m, $n=220$ d/d

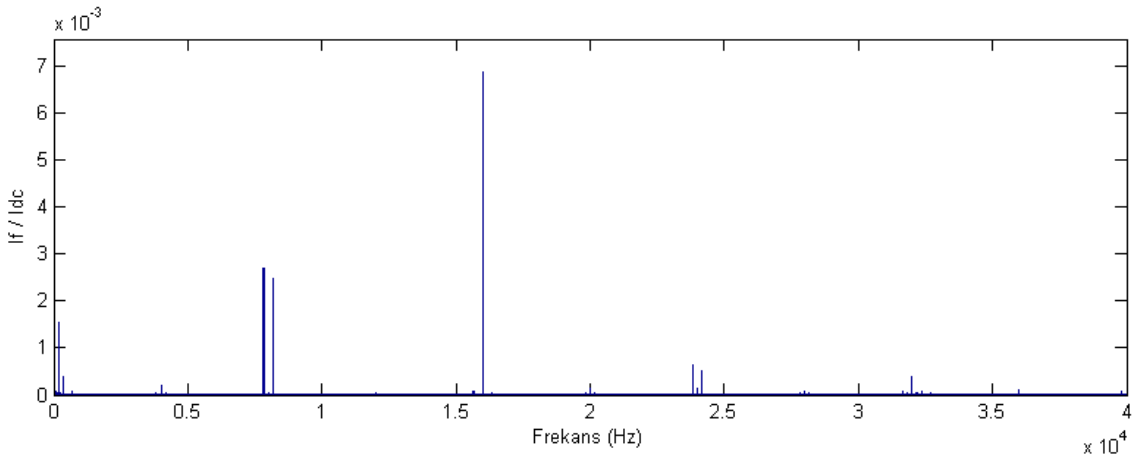
Şekil 7.16, Şekil 7.17 ve Şekil 7.18’de, sırasıyla SPWM, SVPWM, DPWM1 metotlarının her biri için iki farklı hız ve iki farklı tork değerinde batarya akımı harmonik spektrumları gösterilmiştir. Harmonik bileşenlerin genlikleri, batarya akımının DC bileşeni (I_{dc}) baz değer alınarak verilmiştir.



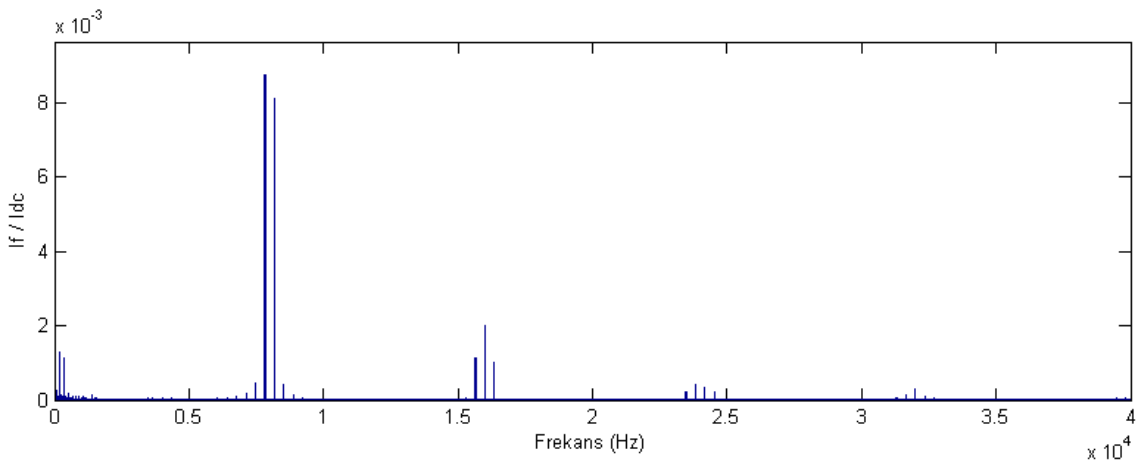
Şekil 7. 16 SPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $T=358.9$ N.m, $n=220$ d/d



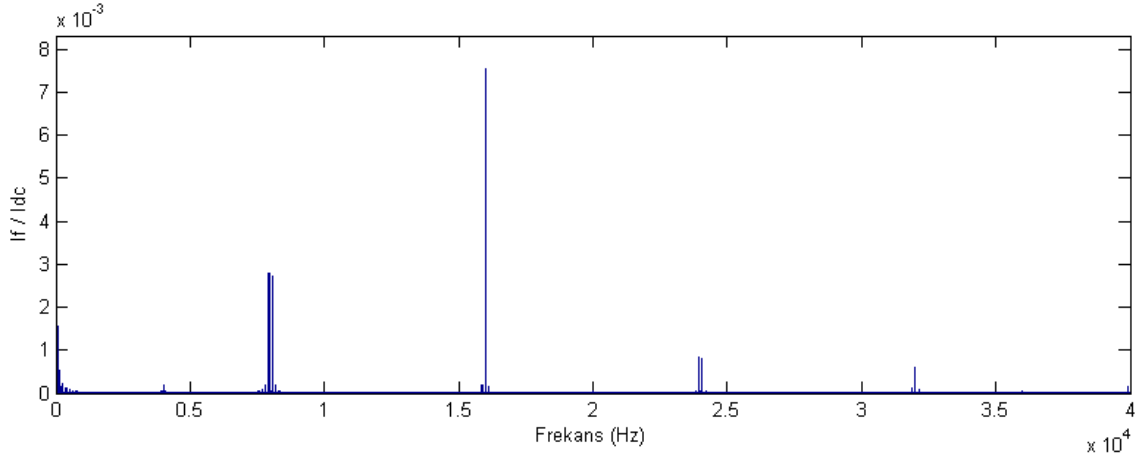
Şekil 7. 16 SPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (b) $T=358.9$ N.m,
 $n=80$ d/d



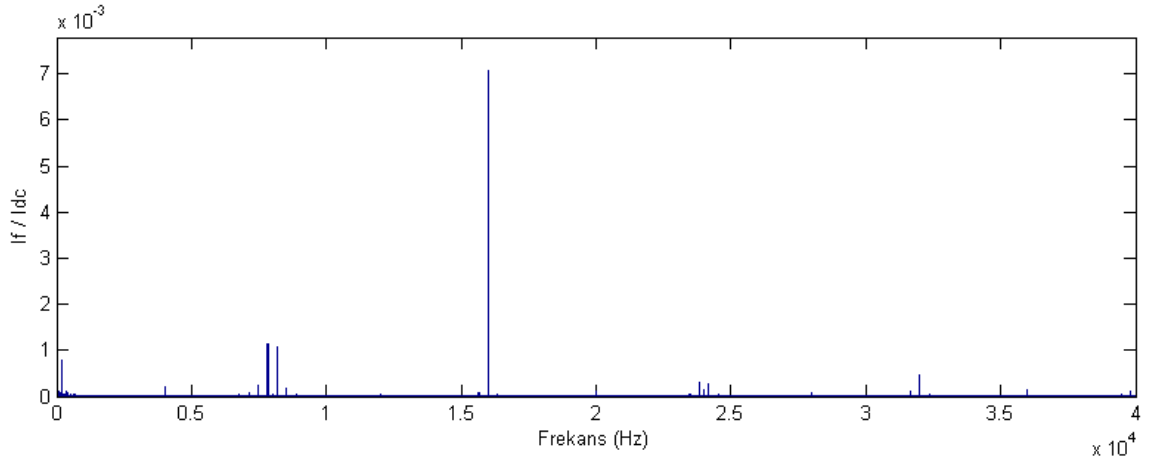
Şekil 7. 16 SPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (c) $T=70$ N.m,
 $n=220$ d/d



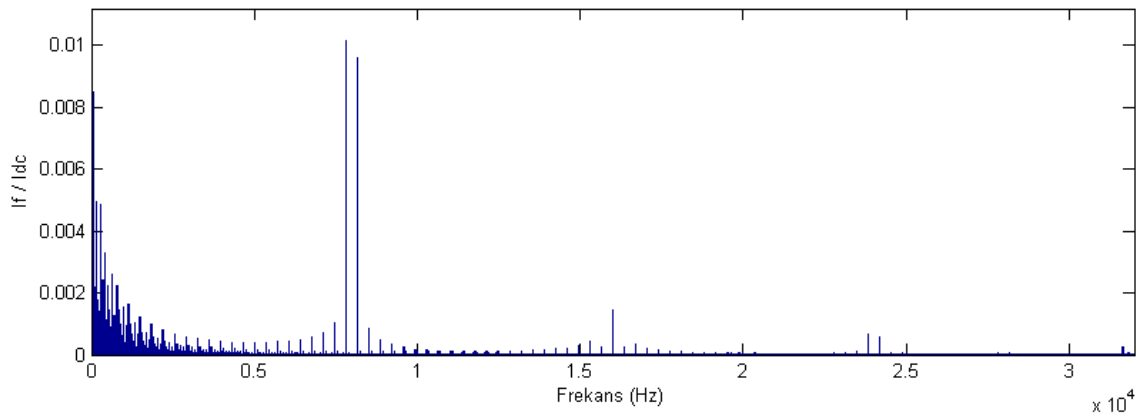
Şekil 7. 17 SVPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $T=358.9$ N.m,
 $n=220$ d/d



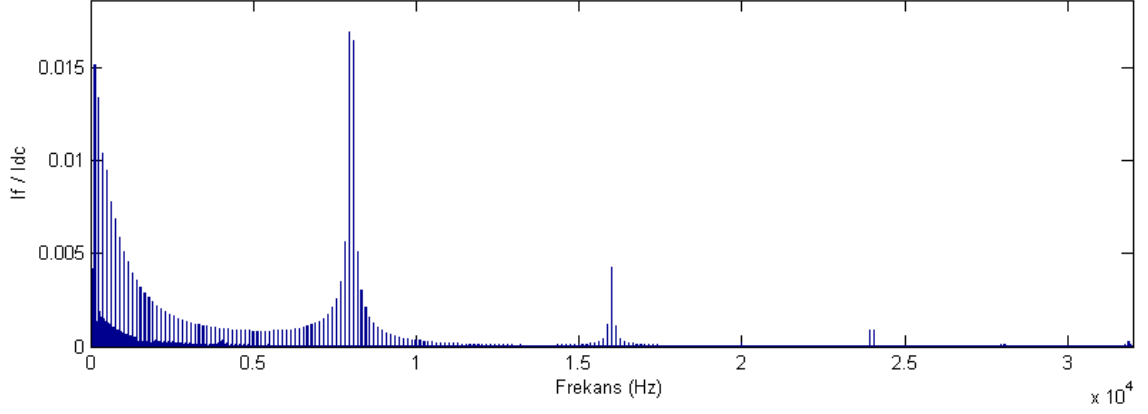
Şekil 7. 17 SVPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (b) $T=358.9$ N.m,
 $n=80$ d/d



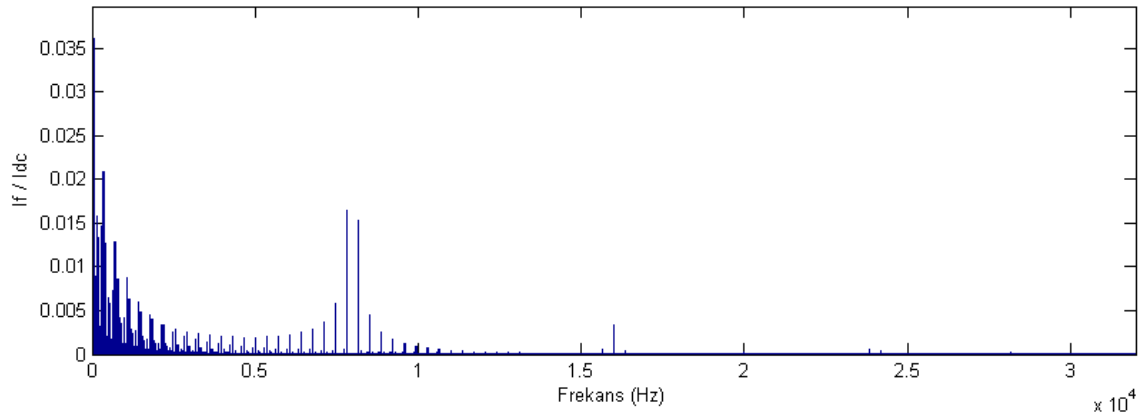
Şekil 7. 17 SVPWM metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (c) $T=70$ N.m,
 $n=220$ d/d



Şekil 7. 18 DPWM1 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (a) $T=358.9$ N.m,
 $n=220$ d/d



Şekil 7. 18 DPWM1 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (b) $T=358.9$ N.m,
 $n=80$ d/d



Şekil 7. 18 DPWM1 metodu için batarya akımı harmonik spektrumları (c) $T=70$ N.m,
 $n=220$ d/d

Şekil 7.16'da görüldüğü gibi nominal tork (T_{nom}) ve nominal hız (n_{nom}) değerlerinde baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansındadır. Ancak aynı hız değeri için azalan tork ve aynı tork değeri için azalan hız ile birlikte taşıyıcı dalga frekansının iki katındaki harmoniklerin daha baskın olduğu görülür. T_{nom} ve n_{nom} değerlerindeki taşıyıcı dalga frekansı harmonik genlikleri (I_{dc} baz alınarak verilen), aynı tork değerinde azalan hız ve aynı hız değerinde azalan tork ile birlikte azalırken, taşıyıcı dalga frekansının iki katındaki harmonik genlikler ise artmaktadır.

Şekil 7.17'de görüldüğü gibi nominal tork (T_{nom}) ve nominal hız (n_{nom}) değerlerinde baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansındadır. Ancak aynı hız değeri için azalan tork ve aynı tork değeri için azalan hız ile birlikte taşıyıcı dalga frekansının iki katındaki harmoniklerin daha baskın olduğu görülür. T_{nom} ve n_{nom} değerlerindeki taşıyıcı dalga frekansı harmonik genlikleri, aynı tork değerinde azalan hız ve aynı hız değerinde

azalan tork ile birlikte azalırken, taşıyıcı dalga frekansının iki katındaki harmonik genlikler ise artmaktadır.

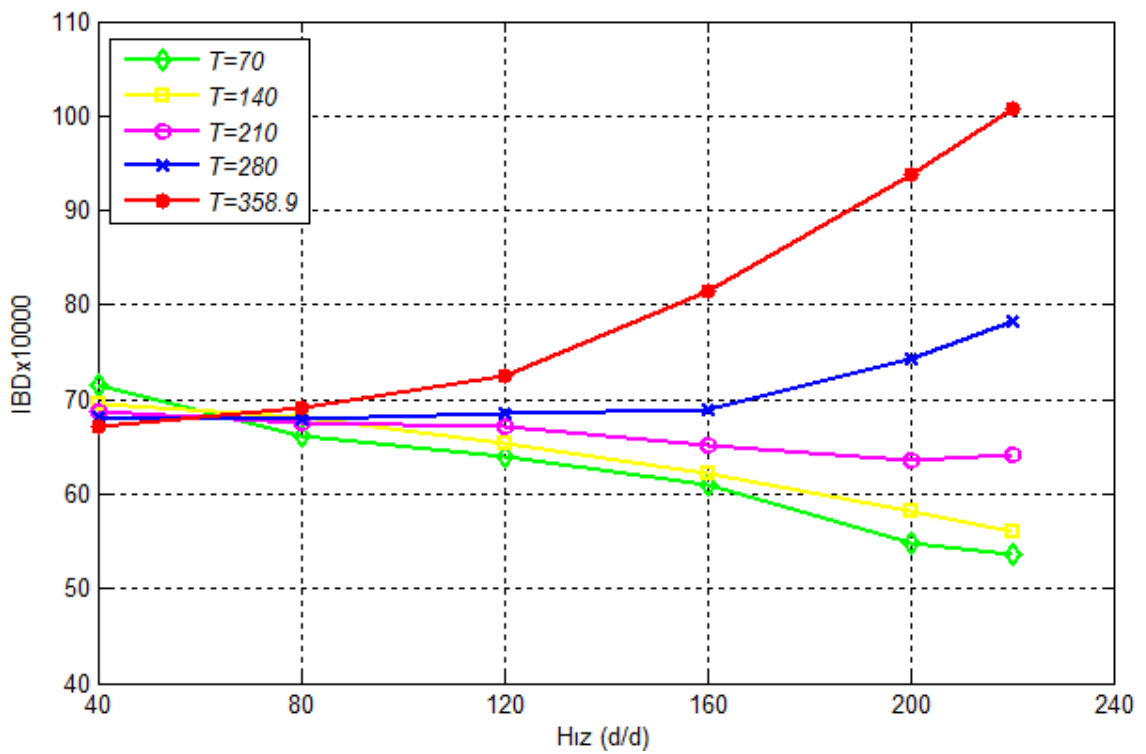
Şekil 7.18’de görüldüğü gibi tüm çalışma durumlarında baskın harmonikler taşıyıcı dalga frekansı ve batarya akımı frekansındadır. T_{nom} ve n_{nom} değerlerindeki baskın harmoniklere ait genlikler, aynı hız değerinde azalan tork ve aynı tork değerinde azalan hız ile birlikte artmaktadır.

Şekil 7.16, Şekil 7.17 ve Şekil 7.18’de görüldüğü gibi SPWM ve SVPWM metotları benzer harmonik spektrumlara sahiptir ve genel olarak SVPWM metodundaki baskın harmoniklerin genlikleri, SPWM metodundakilere göre daha düşüktür. DPWM1’in harmonik spektrumu ise SPWM ve SVPWM metotlarına ait harmonik spektrumlardan oldukça farklıdır ve genellikle DPWM1’e ait baskın harmoniklerin genlikleri, SPWM ve SVPWM ait baskın harmoniklerin genliklerinden daha büyüktür.

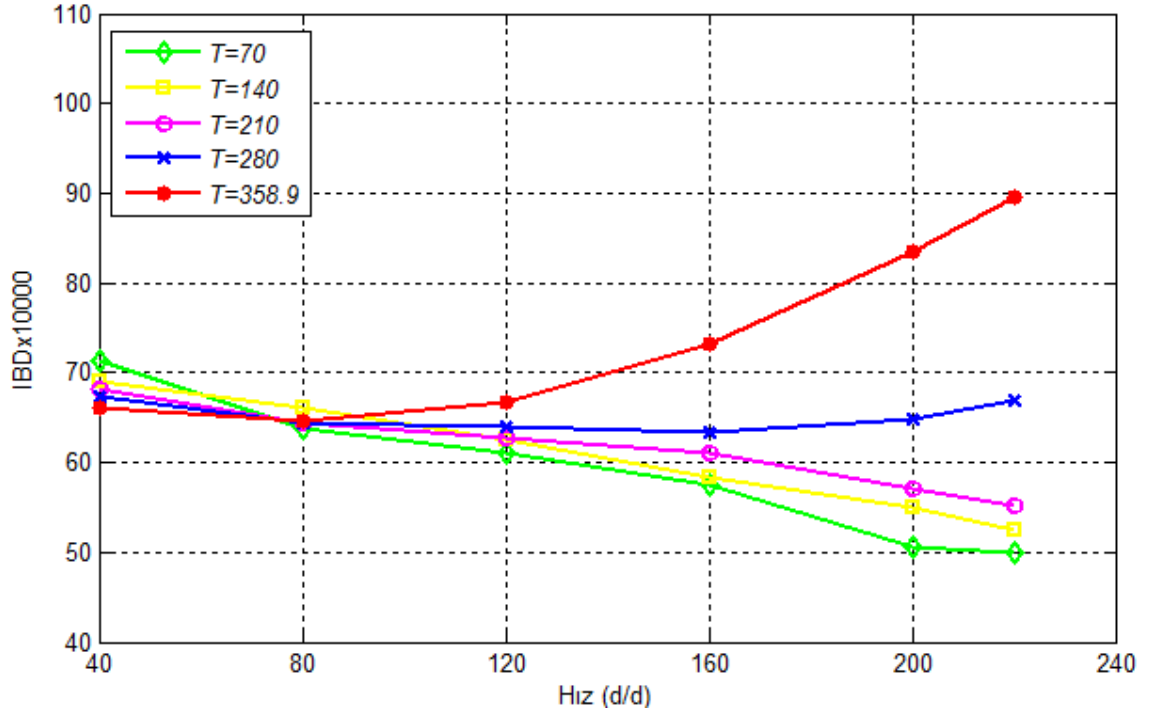
Şekil 7.19.a, Şekil 7.19.b ve Şekil 7.19.c’de, sırasıyla SPWM, SVPWM ve DPWM1 metotları için I_{BD} ’nin farklı tork değerlerinde hız ile olan değişimi verilmiştir. Ayrıca Şekil 7.20.a, Şekil 7.20.b ve Şekil 7.20.c’de, sırasıyla $T=358.9$ N.m, $T=210$ N.m ve $T=70$ N.m için farklı modülasyon metotlarında I_{BD} ’nin hız ile değişimi verilmiştir. Tüm grafiklerde I_{BD} 10.000 ile çarpılmıştır.

Şekil 7.19’da görüldüğü gibi yüksek hızlarda (SPWM ve SVPWM için), düşük tork değerlerindeki I_{BD} değerleri, yüksek tork değerlerindeki I_{BD} değerlerine göre daha küçüktür (bu aralıkta düşük tork değerlerinden dolayı batarya akımı düşüktür). Fakat DPWM1 metodu için tam tersi geçerlidir. Düşük hızlarda ise (SPWM ve SVPWM için) düşük tork değerlerindeki I_{BD} değerleri, yüksek tork değerlerindeki I_{BD} değerlerine göre daha yüksektir (bu aralıkta yüksek tork değerlerinden dolayı batarya akımı yüksektir). Ancak DPWM1 metodu bu aralıkta farklı bir davranış sergilemektedir. Şekil 7.20’den daha da net görülebileceği gibi SPWM ve SVPWM metotları için tüm hız değerlerinde I_{BD} değerleri (özellikle düşük tork değerlerinde) birbirine yakın olup, DPWM1’e ait değerlerden daha düşüktür. Düşük hız ve düşük tork değerlerinde DPWM1’e ait I_{BD} değerleri yüksekken, yüksek hız ve yüksek tork değerlerinde ise diğer metotlara daha yakındır. Çünkü yüksek hız ve yüksek tork değerlerinde M_i yüksek ve sıfır vektör zamanları düşüktür, bundan dolayı DPWM1 metodu, SPWM ve SVPWM metotlarıyla

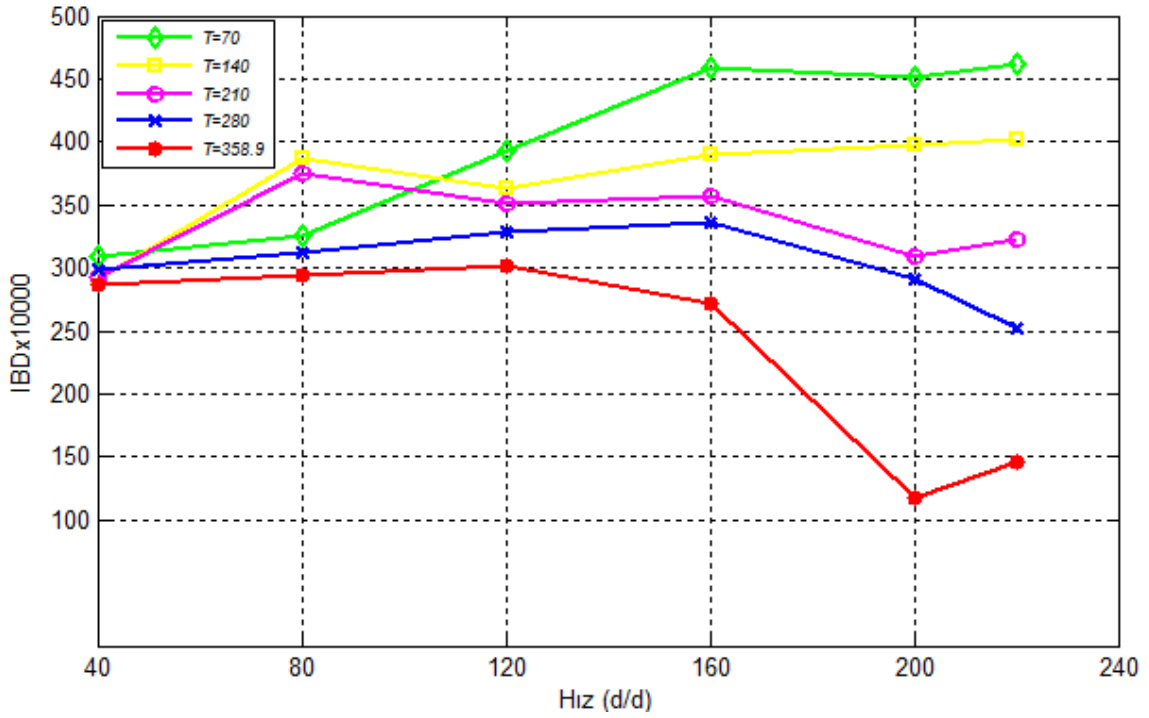
benzer gerilim vektörü yerleşimine sahiptir. Ayrıca DPWM1 metodu, diğer metotlara nazaran özellikle birim güç faktörü altında daha düşük anahtarlama kayıplarına sahiptir. I_{BD} değerleri, batarya akımı harmonik spektrumları ve akım dalga şekilleri, Şekil 5.3 ve Şekil 6.4'te gösterilen kondansatör ve batarya sabitleri ile birlikte değişmektedir. Yüksek I_{BD} değerleri yüksek kayıplara ve dolayısıyla batarya sıcaklığı artışına neden olarak batarya ömrünün kılmasına sebep olur. Seçilecek olan uygun modülasyon metodu, çalışma durumu ve bunlara ek olarak düşük ESR, düşük ESL ve yüksek kapasite değerlerine sahip kondansatör kullanımı, dalgalanmaları, harmonik içerikleri ve I_{BD} değerlerini azaltır.



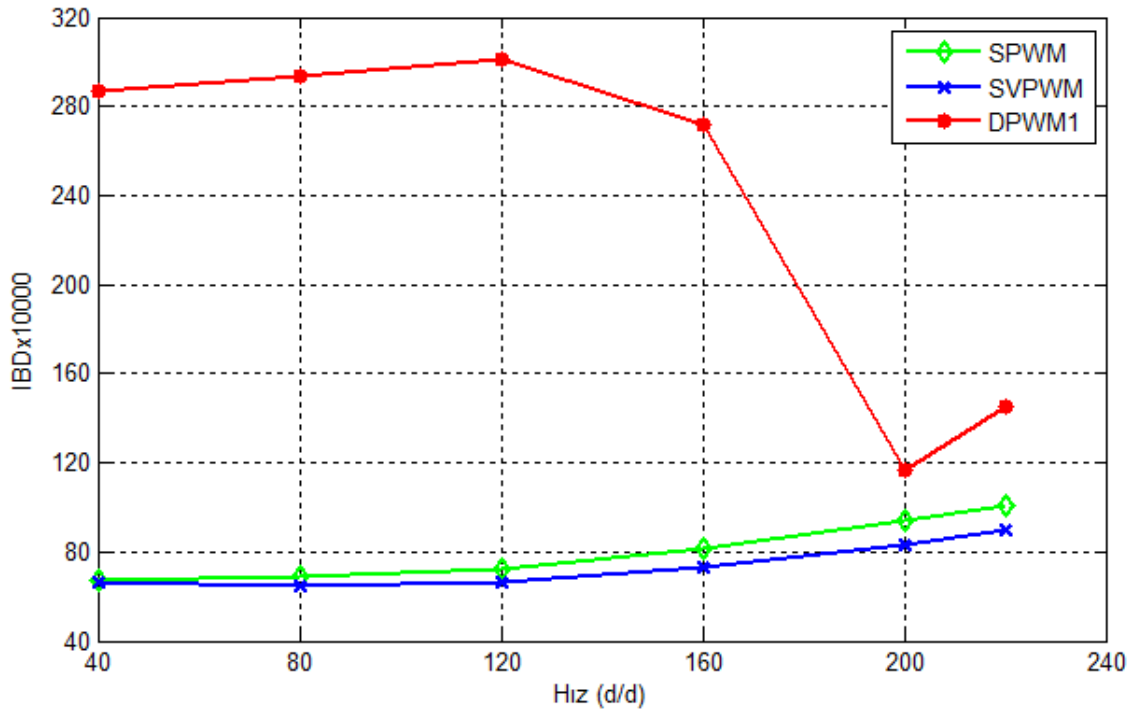
Şekil 7. 19 Farklı tork değerleri için I_{BD} 'nin hız ile değişimi (a) SPWM



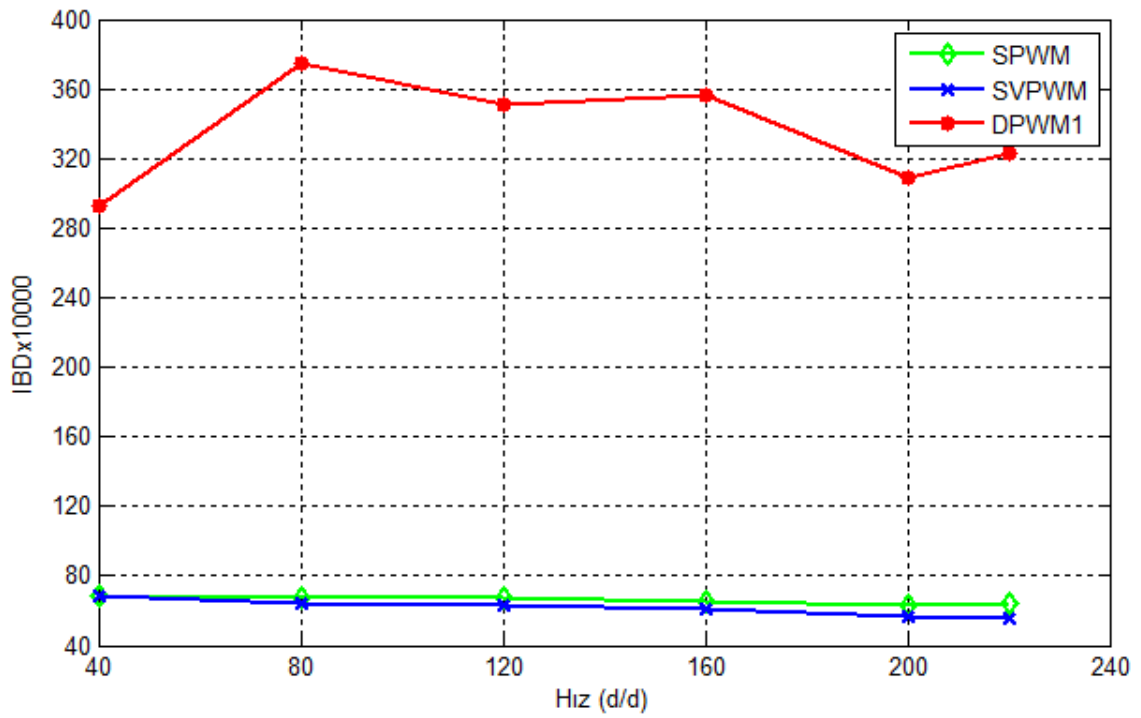
Şekil 7. 19 Farklı tork değerleri için I_{BD} 'nin hız ile değişimi (b) SVPWM



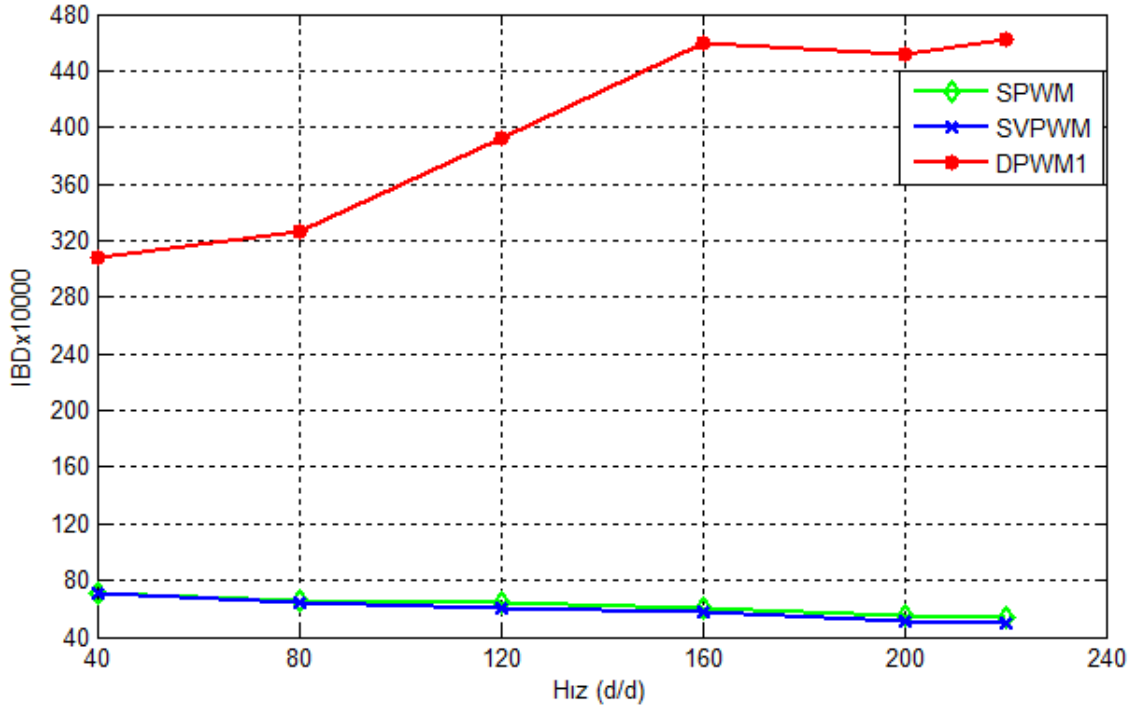
Şekil 7. 19 Farklı tork değerleri için I_{BD} 'nin hız ile değişimi (c) DPWM1



Şekil 7. 20 Farklı modülasyon metotları için I_{BD} 'nin hız ile değişimi (a) $T=358.9$ N.m



Şekil 7. 20 Farklı modülasyon metotları için I_{BD} 'nin hız ile değişimi (b) $T=210$ N.m



Şekil 7. 20 Farklı modülasyon metotları için I_{BD} 'nin hız ile değişimi (c) $T=70$ N.m

Yüksek I_{BD} değerleri yüksek kayıplara ve dolayısıyla batarya sıcaklığı artışına neden olarak batarya ömrünün kılmasına sebep olduğundan bahsetmiştik. Bu nedenle yüksek I_{BD} değeri “kötü”, düşük I_{BD} değeri ise “iyi” olarak yorumlanabilir. Bu kapsamda I_{BD} değerinin, R-L yükü ve SMSM yükü için farklı modülasyon metotları açısından genel bir karşılaştırılması sırasıyla Çizelge 7.1 ve Çizelge 7.2’de verilmiştir.

Çizelge 7.1 R-L yükü için I_{BD} büyüklüğünün farklı modülasyon metotları açısından karşılaştırılması

Karşılaştırma Büyüklüğü	SPWM	THIPWM1/4	SVPWM	DPWM1
I_{BD}	İyi	Çok İyi	Çok İyi	Kötü

Çizelge 7.2 SMSM yükü için I_{BD} büyüklüğünün farklı modülasyon metotları açısından karşılaştırılması

Karşılaştırma Büyüklüğü	SPWM	SVPWM	DPWM1
I_{BD}	İyi	Çok İyi	Kötü

SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, bilinen modülasyon metotları altında, yüksek frekans batarya modeli ve yüksek frekans kondansatör modeli kullanılarak, MATLAB/Simulink ortamında batarya akımı incelemesi ve karşılaştırılması yapılmıştır. Batarya akımına dair görsel analizler ve harmonik spektrumlar, farklı çalışma durumları ve modülasyon metotları için verilmiştir. Batarya akımı distorsiyon oranı (I_{BD}) tanımı yapılmış ve I_{BD} değerinin her bir modülasyon metodu için farklı çalışma durumları altındaki değişimi incelenmiştir. Ayrıca DGM metotlarını daha iyi karşılaştırmak amacıyla I_{BD} değişimleri aynı grafik üzerinde her bir DGM metodu için ayrı ayrı çizdirilmiştir.

Üç fazlı iki-seviyeli inverterin açık çevrim olarak kontrol edilmesi ve çıkışında omik-endüktif R-L yükünün bulunması halinde, farklı modülasyon metotları ve çalışma durumları (M_i , GF) için I_{BD} değişimine bakıldığında görülmüştür ki; THIPWM1/4 ve SVPWM'e ait I_{BD} değerleri, SPWM ve DPWM1'e ait I_{BD} değerlerinden daha düşüktür. Düşük M_i değerlerinde DPWM1 metodu çok yüksek I_{BD} değerlerine sahipken, yüksek M_i değerlerine ait I_{BD} değerleri ise daha düşüktür. Yüksek I_{BD} değerleri, bataryada yüksek kayıplara neden olarak bataryanın ısınmasına ve dolayısıyla ömrünün kılmasına neden olduğundan, I_{BD} değerleri minimize edilmelidir. Bu nedenle daha uzun bir batarya ömrü için THIPWM1/4 ya da SVPWM metotlarından birisi modülasyon metodu olarak tercih edilmelidir.

Üç fazlı iki-seviyeli inverterin kapalı çevrim olarak kontrol edilmesi ve çıkışında sabit mıknatıslı senkron motor bulunması halinde, farklı modülasyon metotları ve çalışma durumları (hız, tork) için I_{BD} değişimine bakıldığında görülmüştür ki; SPWM ve

SVPWM'e ait I_{BD} değerleri, DPWM1'e ait I_{BD} değerlerinden daha dūşüktür. DPWM1 metodu, yüksek hız ve yüksek tork değerleri haricinde çok yüksek I_{BD} değerlerine sahiptir. Yüksek I_{BD} değerleri, bataryada yüksek kayıplara neden olarak bataryanın ısınmasına ve dolayısıyla ömrünün kılmasına neden olduğundan, I_{BD} değerleri minimize edilmelidir. Bu nedenle daha uzun bir batarya ömrü için SPWM ya da SVPWM metotlarından birisi (mümkünse SVPWM) modülasyon metodu olarak tercih edilmelidir.

I_{BD} değerleri, batarya akımı harmonik spektrumları ve dalga şekilleri, Şekil 5.3 ve Şekil 6.4'te gösterilen kondansatör ve bataryaya ait eşdeğer devrelerdeki büyüklüklerden etkilenir. Seçilecek olan uygun modülasyon metodu, çalışma durumu ve bunlara ek olarak düşük ESR, düşük ESL ve yüksek kapasite değerlerine sahip kondansatör kullanımı, dalgalanmaları, harmonik içerikleri ve I_{BD} değerlerini azaltır.

Tabii ki, modülasyon metodu seçiminde batarya akımı tek başına bir kriter değildir. Bu kriter, modülasyon metodu seçilirken AC çıkış dalga şekillerinin harmonik içerikleri, lineer çalışma bölgesinin genişliği, anahtarlama kayıpları, uygulama basitliği gibi diğer önemli kriterlerle birlikte değerlendirilmelidir.

Bu tez çalışması, düşük batarya akımı dalgalanması için DGM metodu ve çalışma durumları seçiminin yanısıra, batarya ve DC bara kondansatörü boyutlandırmasına da yardımcı olabilir. Sonuçlar, elektrikli ve hibrit elektrikli araç ve diğer benzer batarya beslemeli inverter uygulamaları için önemlidir.

KAYNAKLAR

- [1] Chan, C.C., (2007). "The State of The Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", Proceedings of the IEEE, 95 (4): 704-718.
- [2] Chan, C.C. ve Wong, Y.S., (2004). "The State of The Art of Electric Vehicles Technology", In Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International, 14-16 August 2004, Xi'an.
- [3] Ehsani, M., Gao, Y., Gay, S.E. ve Emadi, A., (2005). Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals Theory, and Design, First Edition CRC.
- [4] Ünlü, N., Karahan, S., Tür, O., Uçarol, H., Özsu, E., Yazar, A., Akgün, F. ve Tırıs, M., (2003). Elektrikli Araçlar, TÜBİTAK-Marmara Araştırma Merkezi Enerji Sistemleri ve Çevre Araştırma Enstitüsü, Gebze-Kocaeli.
- [5] Boyalı, A., (2008). Hibrid Elektrikli Yol Taşıtlarının Modellenmesi ve Kontrolü, Doktora Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [6] Tuncay, R. N. ve Üstün, Ö., (2005) "Otomotiv Elektronikindeki Gelişmeler", IX. Otomotiv ve Yan Sanayi Sempozyumu, TMMOB Makina Mühendisleri Odası, 27-28 Mayıs 2005, İstanbul.
- [7] Çetin, N.O., (2010). Design and Implementation of Advanced Pulse Width Modulation Techniques and Passive Filters for Voltage Source Inverter Driven Three-Phase AC Motors, Master Thesis, METU The Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara.
- [8] Mohan, N., Undeland, T.M. ve Robbins, W.P., (1994). Power Electronics, Second Edition, John Wiley & Sons Inc., New York.
- [9] Bodur, H., (2010). Güç Elektroniği, Birinci Baskı, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [10] Rashid, M.H., (2001). Power Electronics Handbook, Third Edition, Academic Press, Canada.
- [11] Ün, E., (2007). Common Mode Voltage and Current Reduction in Voltage Source Inverter Driven Three Phase AC Motors, Master Thesis, METU The Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara.
- [12] Holtz, J., (1994). "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion", Proc. IEEE, 82: 1194-1214.

- [13] Kazmierkowski, M.P., Krishnan, R. ve Blaabjerg, F., (2002). Control in Power Electronics, First Edition, Elsevier Inc.
- [14] Hava, A.M., Kerkman, R.J. ve Lipo, T.A., (1999) "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, 14 (1): 49-61.
- [15] Hava, A.M., Kerkman, R.J. ve Lipo, T.A., (1998). "Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design", IEEE Transactions on Power Electronics, 13 (4): 674-689.
- [16] Hava, A.M., Kerkman, R.J. ve Lipo, T.A., (1998). "A High Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm", IEEE Transactions on Industry Applications, 34 (5): 1059-1071.
- [17] Holmes, D.G. ve Lipo, T.A., (2003). Pulse Width Modulation For Power Converters : Principles and Practice, First Edition, IEEE/Wiley, Canada.
- [18] Hava, A.M. ve Ün, E., (2009). "Performance Analysis of Reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison with Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, 24 (1): 241-252.
- [19] Kazmierkowski, M.P. ve Malesani, L., (1998). "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 45 (5): 691-703.
- [20] Malesani, L. ve Tomasin, P., (1993). "PWM Current Control Techniques of Voltage Source Converters – A Survey", Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceeding of the IECON '93., International Conference on, 2: 670-675, 15-19 November 1993, Maui, HI .
- [21] Ayhan, U. ve Hava, A.M., (2011). "Analysis and Characterization of DC Bus Ripple Current of Two-Level Inverters Using the Equivalent Centered Harmonic Approach", in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 17-22 September 2011, Phoenix, AZ.
- [22] Ayhan U. ve Hava, A.M., (2010). "İki Seviyeli Eviricilerde DC Bara Akımı Harmoniklerinin İncelenmesi", ELECO 2010, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, 2-5 Aralık 2010, Bursa.
- [23] Bierhoff, M.H. ve Fuchs, F.W., (2008). "DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage-Source Converters Influenced by The Pulsewidth-Modulation Strategy-An Analysis", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55 (5): 2085-2092.
- [24] Dahono, P.A., Sato, Y. ve Kataoka, T., (1996). "Analysis and Minimization of Ripple Components of Input Current and Voltage of PWM Inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, 32 (4): 945-950.
- [25] Kolar J.W. ve Round, S.D., (2006). "Analytical Calculation of the RMS Current Stress on the DC-Link Capacitor of Voltage-PWM Converter Systems", IEE Proceedings-Electric Power Applications, 153 (4): 535-543.

- [26] Hava, A.M., (1998). Carrier Based PWM-VSI Drives In The Overmodulation Region, Ph.D. Thesis, University of Wisconsin-Madison Electric and Computer Engineering, Wisconsin.
- [27] Renken, F., "Analytic Calculation of the DC-Link Capacitor Current for Pulsed Three-Phase Inverters", Siemens VDO Automotive AG.
- [28] Wen, H., Wen, X., Liu, J., Guo, X. ve Zhao, F., (2007). "A Low-Inductance High-Frequency Film Capacitor for Electric Vehicles", in Proceeding of International Conference on Electric Machines and Systems, 8-11 October 2007, Seoul, Korea.
- [29] Wen, H., Xiao, W., Wen, X. ve Armstrong, P.R., (2012) "Analysis and Evaluation of DC-Link Capacitors for High-Power-Density Electric Vehicle Drive Systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 61: 2950-2964.
- [30] Terzulli, G., "Evolution of Power Capacitors for Electric Vehicles", TPC, division of AVX Corporation.
- [31] Wondrak, W., Nisch, A., Pieger, S., Rodewald, A., Wagner, M., Willikens, A. ve Wurster, P., (2010). "Requirements on Passive Components for Electric and Hybrid Vehicles", CARTS Europe 2010, 10-11 November 2010, Munich, Germany.
- [32] Montanari, D., Saarinen, K., Scagliarini, F., Zeidler, D., Niskala, M. ve Nender, C., (2008). "Film Capacitors for Automotive and Industrial Applications", CARTS Europe 2008, 21 October 2008.
- [33] Terzulli, G. ve Peace, B.W., "Film Technology to Replace Electrolytic Technology", AVX Corporation.
- [34] Salcone, M. ve Bond, J., (2009). "Selecting Film Bus Link Capacitors for High Performance Inverter Applications", in Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International, 3-6 May 2009, Miami, FL.
- [35] Cornell Dubilier, Power Film Capacitor Application Guide, <http://www.cde.com/catalogs/filmAPPguide.pdf>, 20 Mayıs 2013.
- [36] Cornell Dubilier, Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide, <http://www.cde.com/catalogs/AEappGUIDE.pdf>, 20 Mayıs 2013.
- [37] Johnson, G.L., "Solid State Tesla Coil", 2001.
- [38] CAPACOR, General Technical Information of Film Capacitors for Use in Electronics, [http://www.capakor.com/product/pdf/\(6\)General_technical_information.pdf](http://www.capakor.com/product/pdf/(6)General_technical_information.pdf), 21 Mayıs 2013.
- [39] EPCOS, Film Capacitors: General Technical Information, http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Capacitors/FilmCapacitors/PDF/PDF_GeneralTechnicalInformation,property=Data_en.pdf;/PDF_GeneralTechnicalInformation.pdf, 21 Mayıs 2013.
- [40] Pelcak, J., "Equivalent Circuit Model for Tantalum and Niobium Oxide Capacitors for Use in Simulation Software", AVX.

- [41] Samwha - ELDIS, HEV DC Link Capacitor, http://www.eldis.de/fileadmin/user_upload/assets/kondensatoren/samwha_dc-link_capacitors.pdf, 22 Mayıs 2013.
- [42] MIT, A Guide to Understanding Battery Specifications, http://web.mit.edu/evt/summary_battery_specifications.pdf, 22 Mayıs 2013.
- [43] CopQuest, Battery Information, http://www.copquest.com/knowledgebase/battery_info.pdf, 24 Mayıs 2013.
- [44] Khaligh A. ve Li, Z., (2010). "Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art", (2010). IEEE Transactions on Vehicular Technology, 59 (6): 2806-2814.
- [45] Battery University, Lead-based Batteries, http://batteryuniversity.com/learn/article/lead_based_batteries, 29 Mayıs 2013.
- [46] Battery University, Nickel-based Batteries http://batteryuniversity.com/learn/article/Nickel_based_batteries, 29 Mayıs 2013.
- [47] Battery University, Lithium-based Batteries http://batteryuniversity.com/learn/article/lithium_based_batteries, 29 Mayıs 2013.
- [48] Lowe, M., Tokuoka, S., Trigg, T. ve Gereffi, G., (2010). "Lithium-Ion Batteries for Electric Vehicles: THE U.S. VALUE CHAIN".
- [49] Nielson G. ve Emadi, A., "Hybrid Energy Storage Systems for High-Performance Hybrid Electric Vehicles", (2011). in Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE, 6-9 September 2011, Chicago, IL.
- [50] Megger, Battery Testing Guide, http://www.artecing.com.uy/pdf/guias_megger/New%20-%20BatteryTestingGuide_en_LR.pdf, 31 Mayıs 2013.
- [51] Kutkut, N., "Output AC Ripple Effect – Technical Note".
- [52] Shafiei, A., Momeni, A. ve Williamson, S.S., "Battery Modeling Approaches and Management Techniques for Plug-In Hybrid Electric Vehicles", (2011). in Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE, 6-9 September 2011.
- [53] Tremblay, O., Dessaint, L.-A. ve Dekkiche, A.-I., (2007). "A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles", (2007). in Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007, VPPC 2007. IEEE, 9-12 September 2007, Arlington, TX.
- [54] Kroeze R.C. ve Krein, P.T., "Electrical Battery Model for Use in Dynamic Electric Vehicle Simulations", (2008). in Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 15-19 June 2008, Rhodes.

- [55] Wang, J., Zou, K., Chen, C. ve Chen, L., "A High Frequency Battery Model for Current Ripple Analysis", (2010). in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, 21-25 February 2010, Palm Springs, CA.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Onur SATILMIŞ
Doğum Tarihi ve Yeri : 10.04.1988 Çorum
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : onur_stlms@hotmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2011
Lise		Çorum Anadolu Lisesi	2006

YAYINLARI

Bildiri

1. Satılmış, O. ve Meşe, E., (2011). "Elektrikli ve Hibrit Elektrikli Araçlar için Batarya Şarj Cihazları", Elazığ-Fırat Elektrik-Elektronik Bilgisayar Sempozyumu, 2011, Elazığ.

ÖDÜLLERİ

1. Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü 2010-2011 Bölüm İkindisi (3.59/4.00)
2. 2011 Erdoğan ATAPEK Başarı Ödülü (1.'lik ödülü 3000 TL)
3. Nortel-Netaş Başarı Bursu (2010-2011)