

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DEĞİŞKEN HIZLI SENKRON GENERATÖR
UYGULAMALARINDA ANAHTARLAMA GECİKMELERİNİN
SİSTEMİN TRANSFER FONKSİYONUNA ETKİSİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Umut SAĞIROĞLU**

Anabilim Dalı : Elektrik Mühendisliği

Programı : Elektrik Mühendisliği

HAZİRAN 2011

**DEĞİŞKEN HIZLI SENKRON GENERATÖR
UYGULAMALARINDA ANAHTARLAMA GECİKMELERİNİN
SİSTEMİN TRANSFER FONKSİYONUNA ETKİSİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Umut SAĞIROĞLU
(504081032)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 05 Mayıs 2011

Tezin Savunulduğu Tarih : 14 Haziran 2011

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Levent OVACIK (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Deniz YILDIRIM (İTÜ)
Prof. Dr. Serdar ÖZOĞUZ (İTÜ)**

HAZİRAN 2011

ÖNSÖZ

Yüksek lisans öğrenimim boyunca bilgi ve birikimlerinden faydalandığım, başta bu tez çalışmasını birlikte yürüttüğümüz danışmanım Yrd. Doç. Dr. Levent OVACIK olmak üzere, akademik gelişimimde emeği olan tüm hocalarıma teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.

Maddi ve manevi destekleriyle, yüksek lisans öğrenimime ve özellikle tez çalışmasına odaklanmamı sağlayan TÜBİTAK - Münir Birsal Lisans Üstü Bursları Vakfı'nı temsilen Yönetim Kurulu Başkanı Prof. Dr. Nüket YETİŞ'e teşekkür ederim.

Yaşamımın her anında yanımda olan aileme, yüksek lisans öğrenimim boyunca yaptıkları fedakârlıklar için ayrıca borçluyum.

Haziran 2011

Umut SAĞIROĞLU
(Elektrik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	iii
İÇİNDEKİLER	v
KISALTMALAR	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xi
SEMBOL LİSTESİ	xiii
ÖZET	xv
SUMMARY	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1 İSMSG ve AMD	3
1.1.1 İç sabit mıknatıslı senkron generatör	4
1.1.2 Anahtarlama modlu doğrultucu	8
1.2 Tezin Amacı	10
1.3 Tezin Kapsamı	11
2. SİSTEM MODELİ	13
2.1 Analitik Model	13
2.2 RLC Devre Modeli Yaklaşımı	17
2.2.1 RLC devre yapısı	17
2.2.2 RLC devre modeli parametrelerinin bulunması	22
2.3 MOSFET Gecikmeleri	31
2.4 Transfer Fonksiyonunun Analitik Olarak Elde Edilmesi	37
2.4.1 İdeal RLC devre modelinin transfer fonksiyonu.....	38
2.4.2 Anahtarlama gecikmeli RLC devre modelinin transfer fonksiyonu	45
3. BENZETİM ÇALIŞMALARI	53
3.1 PSIM’de Oluşturulan MOSFET Gecikme Alt Devresi.....	53
3.2 Zaman Ekseninde Dalga Şekilleri	54
3.3 Transfer Fonksiyonu Genlik ve Faz Eğrileri.....	57
4. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	65
KAYNAKLAR	67
EKLER.....	69
ÖZGEÇMİŞ.....	73

KISALTMALAR

AMD	: Anahtarlama Modlu Doğrultucu
DA	: Doğru Akım
EMK	: Elektromotor Kuvvet
İSMG	: İç Sabit Mıknatıslı Senkron Generatör
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
NdFeB	: Neodim Demir Bor

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 1.1 : İSMSG parametreleri	4
Çizelge 2.1 : Anahtarın konumuna göre RLC devre modeli bağıntıları	40
Çizelge 2.2 : Taşıyıcı üçgen dalga şekline göre $G(s)$ transfer fonksiyonu.....	50

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1	: Fosil akaryakıtla çalışan bir araçta gerçekleşen enerji çevrimi.	1
Şekil 1.2	: İç sabit mıknatıslı senkron generatör tarafından beslenen anahtarlama modlu doğrultucu ve akü.	2
Şekil 1.3	: Lundell alternatörü ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucudan oluşan akü besleme sistemi.	3
Şekil 1.4	: İç sabit mıknatıslı senkron generatör ve anahtarlama modlu doğrultucudan oluşan akü besleme sistemi.	3
Şekil 1.5	: İç sabit mıknatıslı rotor kesiti.	4
Şekil 1.6	: İSMSG'ün bir fazlı basitleştirilmiş esdeğer devresi.	5
Şekil 1.7	: İSMSG'ün kısa devre fazör diyagramı.	5
Şekil 1.8	: İSMSG'ün sürekli kısa devre akımının mekanik açısal hızla değişimi.	7
Şekil 1.9	: Anahtarlama modlu doğrultucu.	8
Şekil 1.10	: Eşdeğer devre gösterimli İSMSG ve AMD.	8
Şekil 1.11	: Yükseltici tip (<i>boost</i>) doğru akım çevirici.	9
Şekil 1.12	: Anahtarlama fonksiyonu $\delta(t)$ ve devredeki akımlar.	10
Şekil 1.13	: Sistemin küçük işaret kapalı çevrim kontrol blok şeması.	10
Şekil 2.1	: Yuvarlak rotorlu senkron generatörün bir fazlı eşdeğer devresi.	13
Şekil 2.2	: Yuvarlak rotorlu senkron generatör ve AMD'dan oluşan sistem.	14
Şekil 2.3	: Anahtarın sürekli kapalı olması durumu.	14
Şekil 2.4	: Gerçek sistemde sürekli kısa devre akımları dalga şekilleri.	15
Şekil 2.5	: Gerçek sistemde geçici hal kısa devre akımları dalga şekilleri.	16
Şekil 2.6	: RLC devre modeli.	17
Şekil 2.7	: RLC devre modelinde anahtarın sürekli kapalı olması durumu.	18
Şekil 2.8	: RLC devre modelinde i_{anah2} akımının farklı sönüm oranlarında geçici hali	19
Şekil 2.9	: Anahtarın kapalı olduğu durum için RLC devre modeli ve akü.	23
Şekil 2.10	: Anahtarın açık olduğu durum için RLC devre modeli ve akü.	23
Şekil 2.11	: RLC devre modeli ve akü.	24
Şekil 2.12	: Anahtar sinyali $\delta(t)$ ve dirençlerin üzerindeki akımlar.	24
Şekil 2.13	: İSMSG ve AMD'dan oluşan sistemin PSIM'de kurulması.	28
Şekil 2.14	: "PMSM1" elemanı parametreleri.	29
Şekil 2.15	: Çalışma oranı, taşıyıcı üçgen dalga ve kare dalga anahtarlama sinyali.	29
Şekil 2.16	: Gerçek sistemin PSIM benzetiminde ortaya çıkan dalga şekilleri.	30
Şekil 2.17	: PSIM benzetiminden I_o ve I_R akımları.	31
Şekil 2.18	: N-kanallı çoğalan tip MOSFET'in basitleştirilmiş iç kondansatörleri.	31

Şekil 2.19	: İletime geçiş (a) ve kesime gidiş (b) esnasında MOSFET uçlarındaki akımların ve gerilimlerin basitleştirilmiş hali.....	32
Şekil 2.20	: NTP75N06 MOSFET'i için PSpice'ta kurulan direnç yükü test devresi	35
Şekil 2.21	: NTP75N06 MOSFET'i için PSpice'ta kurulan direnç yükü test devresi dalga şekilleri	35
Şekil 2.22	: NTP75N06 MOSFET'i için PSpice'ta kurulan RL yükü test devresi	36
Şekil 2.23	: NTP75N06 MOSFET'i için PSpice'ta kurulan RL yükü test devresi kesime gitme dalga şekilleri	36
Şekil 2.24	: RLC devre modeli üzerinde akü akımı ve anahtarlama sinyali	37
Şekil 2.25	: MOSFET iletimdeyken RLC devre modeli	38
Şekil 2.26	: MOSFET kesimdeyken RLC devre modeli	39
Şekil 2.27	: Sürekli halde anahtarlama sinyali ve akü akımı dalga şekilleri	43
Şekil 2.28	: MOSFET'in ideal olduğu durumda $\hat{\delta}'(t)$ ve $\hat{i}_{akü}(t)$ dalga şekilleri	44
Şekil 2.29	: MOSFET'in anahtarlama gecikmelerine sahip olduğu durumda sürekli haldeki dalga şekilleri.....	46
Şekil 2.30	: MOSFET'in anahtarlama gecikmelerine sahip olduğu durumda $\hat{\delta}'(t)$ ve $\hat{i}_{akü}(t)$ dalga şekilleri	47
Şekil 2.31	: Farklı dalga şekline sahip taşıyıcı üçgen dalga ve diğer dalga şekilleri	49
Şekil 2.32	: 1µs kesime gitme gecikmesi olduğu durumda G(s) Bode diyagramı.....	51
Şekil 2.33	: Farklı t_k değerleri için G(s) transfer fonksiyonun faz eğrileri.....	52
Şekil 3.1	: PSIM'de oluşturulan anahtarlama gecikmeleri alt devresi	53
Şekil 3.2	: PSIM'de oluşturulan anahtarlama gecikme alt devresinden dalga şekilleri	54
Şekil 3.3	: Zaman eksenindeki dalga şekilleri için kurulan PSIM devresi.....	55
Şekil 3.4	: “I_o” ve “I_R” dalga şekilleri	56
Şekil 3.5	: “I_o” ve “I_R” akımlarına uygulanan FFT sonucu	56
Şekil 3.6	: “I_aku” ve “I_aku2” dalga şekilleri	57
Şekil 3.7	: G(s) transfer fonksiyonunu elde etmek için PSIM'de kurulan devre	58
Şekil 3.8	: Anahtarlama çalışma oranına bindirilen bozulma sinyali değerleri..	58
Şekil 3.9	: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 0 \mu s$ için G(s) genlik eğrileri	59
Şekil 3.10	: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 0 \mu s$ için G(s) faz eğrileri	59
Şekil 3.11	: $t_i = 3 \mu s$ ve $t_k = 0 \mu s$ için G(s) genlik eğrileri	60
Şekil 3.12	: $t_i = 3 \mu s$ ve $t_k = 0 \mu s$ için G(s) faz eğrileri	60
Şekil 3.13	: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 1 \mu s$ için G(s) genlik eğrileri	61
Şekil 3.14	: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 1 \mu s$ için G(s) faz eğrileri	61
Şekil 3.15	: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 2 \mu s$ için G(s) genlik eğrileri	62
Şekil 3.16	: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 2 \mu s$ için G(s) faz eğrileri	62
Şekil 3.17	: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 2,5 \mu s$ için G(s) genlik eğrileri	63
Şekil 3.18	: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 2,5 \mu s$ için G(s) faz eğrileri	63

SEMBOL LİSTESİ

C	: RLC model kapasitesi
C_{DS}	: MOSFET savak-kaynak (<i>drain-source</i>) arası iç kapasitesi
C_{GD}	: MOSFET kapı-savak (<i>gate-drain</i>) arası iç kapasitesi
C_{GS}	: MOSFET kapı-kaynak (<i>gate-source</i>) arası iç kapasitesi
d	: Anahtarlama çalışma oranı anlık değeri
D	: Anahtarlama çalışma oranı ortalama değeri
$\hat{d}$	: Anahtarlama çalışma oranındaki sinüzoidal bozulma
d'	: Anahtarlama çalışma oranının tümleyeni
E	: Faz arası zıt elektromotor kuvveti etkin değeri
E_f	: Kutup tekerleği gerilimi etkin değeri
f	: Senkron generatör sinüzoidal değişkenleri frekansı
G	: d' ile $i_{akü}$ arasındaki transfer fonksiyonu
H	: Akü akımı ile akü gerilimi arasındaki transfer fonksiyonu
I_a	: Endüvi akımı etkin değeri
$I_{a,tepe}$	: Endüvi akımı tepe değeri
$I_{akü}$	: Akü akımı sürekli ortalama değeri
I_d	: Endüvi akımının d-ekseni bileşeni
I_{kd}	: Kısa devre akımı sürekli ortalama değeri
I_L	: RLC model bobin akımı ortalama değeri
I_o	: Gerçek sistem üç fazlı doğrultucu çıkışındaki akımın ortalama değeri
I_R	: RLC model direnç akımı ortalama değeri
I_q	: Endüvi akımının q-ekseni bileşeni
i_a	: Endüvi akımı anlık değeri
$i_{akü}$	: Akü akımı anlık değeri
i_{anah1}	: Gerçek sistem anahtar akımı anlık değeri
i_{anah2}	: RLC model anahtar akımı anlık değeri
i_C	: RLC model kondansatör akımı anlık değeri
i_{kd}	: Kısa devre akımı anlık değeri
i_L	: RLC model bobin akımı anlık değeri
i_o	: Gerçek sistem üç fazlı doğrultucu çıkışındaki akımın anlık değeri
i_R	: RLC model direnç akımı anlık değeri
$i_{R,açık}$	: RLC model $R_{açık}$ direnci üzerinden geçen akımın anlık değeri
$i_{R,kapalı}$	: RLC model $R_{kapalı}$ direnci üzerinden geçen akım anlık değeri
k_e	: Elektromotor kuvvet sabiti
L	: RLC model endüktansı
L_d	: Senkron endüktansın d-ekseni bileşeni
L_q	: Senkron endüktansın q-ekseni bileşeni
L_s	: Senkron endüktans
p	: Kutup çifti sayısı
$P_{fiziksel}$	: Gerçek sistemin sürekli hal aktif güç kayıpları toplamı
P_{model}	: RLC modelin sürekli hal aktif güç kayıpları toplamı
R	: RLC model direnci

R_a	: Sargı direnci
$R_{açık}$	: RLC modeli anahtarın açık olduğu durumdaki direnci
R_d	: d-ekseni sanal direnci
$R_{kapalı}$	: RLC modeli anahtarın kapalı olduğu durumdaki direnci
R_q	: q-ekseni sanal direnci
t_i	: MOSFET iletme geçme gecikmesi
t_k	: MOSFET kesime gitme gecikmesi
T_s	: Anahtarlama periyodu
$V_{akü}$	: Akü gerilimi
v_C	: RLC model kondansatör gerilimi anlık değeri
V_C	: RLC model kondansatör gerilimi ortalama değeri
V_{DS}	: MOSFET savak-kaynak (<i>drain-source</i>) uçları arası gerilimi
V_g	: RLC model doğru gerilim kaynağı gerilimi
V_{GD}	: MOSFET kapı-savak (<i>gate-drain</i>) uçları arası gerilimi
V_{GS}	: MOSFET kapı-kaynak (<i>gate-source</i>) uçları arası gerilimi
v_j	: Senkron generatör j fazı gerilimi
v_L	: Bobin gerilimi anlık değeri
X_d	: Senkron reaktansın d-ekseni bileşeni
X_q	: Senkron reaktansın q-ekseni bileşeni
X_s	: Senkron reaktans
Z_o	: RLC modeli doğal empedansı
Z_s	: Senkron generatör empedansı
δ	: Anahtarlama kare dalga fonksiyonu
ζ	: RLC model sönüm oranı
η	: RLC model sönüm katsayısı
τ_p	: RLC model zaman sabiti
τ_s	: Senkron generatör zaman sabiti
ϕ_s	: Senkron generatör empedans açısı
ψ	: Senkron generatör iç faz açısı
ω_e	: Elektriksel açısal hız (açısal frekans)
ω_m	: Mekanik açısal hız
ω_o	: RLC model doğal açısal frekansı

DEĞİŞKEN HIZLI SENKRON GENERATÖR UYGULAMALARINDA ANAHTARLAMA GECİKMELERİNİN SİSTEMİN TRANSFER FONKSİYONUNA ETKİSİ

ÖZET

Otomotivde, araçların elektrik sistemini oluşturan cihazların beslenmesi ve ihtiyaç halinde kullanılmak üzere akülerde depolanması amacıyla, mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çeviren generatörler değişken hızlarda çalışmak zorundadırlar. Zira generatör, araç motoruna mekanik olarak bağlıdır ve araç motorunun hızı sadece generatörün çıkış gerilimine göre ayarlanamaz.

Günümüz araçlarında çoğunlukla Lundell alternatörü ve üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucudan oluşan enerji çevrim sistemi kullanılmaktadır. Lundell alternatörü, rotoru sargılı bir senkron generatör olduğundan generatörün çıkış gerilimi, uyarma akımı ile kontrol edilebilmektedir. Lundell alternatörünün çıkış gerilimi, araç aküsünün doluluk seviyesine ve aküden beslenen yüklerin çektiği güce göre ayarlanarak akü akımı, dolayısıyla akü gerilimi kontrol edilmektedir. Fakat aküden beslenen yüklerin ani değişimleri nedeniyle akü geriliminde oluşan sert artışlara ve düşüslere, alternatörün uyarma akımını değiştirerek müdahale etmek hız bakımından yetersiz bir yöntemdir. Akü geriliminin belirlenen sınırlar dışında uzun süre kalması, aküden beslenen araç donanımlarının zarar görmesine veya devre dışı kalmasına neden olabileceğinden araç elektrik sistemi ve donanımlar, en kötü koşullar hesaba katılarak, daha geniş gerilim aralığında çalışabilecek şekilde, daha yüksek maliyetle tasarlanır. Bu sorunu aşma yolunda mühendislerin bugüne kadar yaptığı çalışmaların bir bölümünde, bu tür değişken hızlı uygulamalar için, Lundell alternatörlü ve üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultuculu sistem yerine, araç motorunun hızının generatörün çıkış akımını fazla etkilemediği ve akü geriliminin daha etkin kontrol edildiği, iç sabit mıknatıslı senkron generatör ve anahtarlama modlu doğrultucudan oluşan bir sistem önerilmiştir.

İncelenen bu uygulamada, üç fazlı iç sabit mıknatıslı senkron generatör, anahtarlama modlu doğrultucu üzerinden aküyü beslemektedir. Anahtarlama modlu doğrultucu, üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucu, yarıiletken anahtar, diyot ve kondansatörden oluşmaktadır. Generatörün indüklediği zıt elektromotor kuvvetinin üç fazlı tam dalga doğrultulmuş değeri, araç motorunun en düşük hızında bile akü geriliminden yüksek olduğundan, anahtarlama modlu doğrultucu her koşulda akım kısıyıcı olarak çalışmaktadır. Anahtarlama modlu doğrultucunun çıkış akımı, yarıiletken anahtar ile farklı çalışma oranlarında kısıyarak akü akımı, dolayısıyla akü gerilimi kontrol edilmektedir. Bu uygulamada, iç sabit mıknatıslı senkron generatörün kısa devre çıkış akımının hız ile fazla değişmemesi ve anahtarlama modlu doğrultucudaki yarıiletken anahtarın akü akımını doğrudan ayarlaması üstünlükleri sayesinde, akü gerilimi etkin bir şekilde kontrol edilmektedir.

Akü geriliminin akü akımıyla değişimi, akü parametreleri kullanılarak kolayca elde edilebilir. Bu uygulamada yarıiletken anahtar doğrudan akü akımını ayarladığından,

anahtarlama çalışma oranının akü akımına etkisi bilinirse, anahtarlamanın akü gerilimi üzerindeki etkisi de ortaya çıkarılmış olur. Böylece araç elektrik sistemindeki ani yük değişimlerinin akü geriliminde oluşturduğu dalgalanmaların kısa sürede yok edilebilmesi için anahtarlama çalışma oranını, akü gerilimini istenen değerde sabit tutacak şekilde ayarlayan kapalı çevrim kontrolör tasarlanabilir.

Bu tez çalışmasında, bahsedilen sistemdeki yarıiletken anahtarın fiziksel yapısından kaynaklanan anahtarlama gecikmelerinin, anahtarlama çalışma oranı ile akü akımı arasındaki transfer fonksiyonuna etkisi incelenmiştir. Sabit anahtarlama çalışma oranına, farklı frekanslarda düşük genlikli sinüzoidal dalgalar bindirilmiş ve her bir frekansın karşılığı olarak akü akımında oluşan değişim, anahtarın ideal olduğu ve ideal olmadığı durumlar için, analitik ve sayısal yöntemlerle gözlemlenerek transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

Analitik incelemenin mümkün olabilmesi için üç fazlı iç sabit mıknatıslı senkron generatör ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucu, bir doğru gerilim kaynağı ve RLC devre elemanlarıyla modellenmiştir. Sistemde yarıiletken anahtar olarak kullanılan MOSFET'in iletme geçme ve kesime gitme gecikmelerinin transfer fonksiyonuna etkisi incelenmiştir. MOSFET'in güç kayıpları ihmal edilmiştir.

Transfer fonksiyonu, MOSFET'in ideal olduğu ve ideal olmadığı durumlar için ayrı ayrı, analitik olarak ve benzetimler yardımıyla elde edilmiştir. Sayısal yöntemlerle yapılan çalışmada, fiziksel sistemin ve RLC modelin benzetimleri PSIM'de ayrı ayrı yapılmıştır ve sonuçlar analitik verilerle doğrulanmıştır. Ayrıca MOSFET'in iletme geçme ve kesime gitme gecikmelerinin, transfer fonksiyonunu ayrı ayrı etkilediği ve bu etkide MOSFET'in sürücü devresindeki taşıyıcı üçgen dalga şeklinin önemli olduğu gözlenmiştir.

THE EFFECT OF SWITCHING DELAYS ON THE TRANSFER FUNCTION OF THE SYSTEM IN VARIABLE-SPEED SYNCHRONOUS GENERATOR APPLICATIONS

SUMMARY

In automotive industry, the generators used in motor vehicles, converting mechanical energy to electrical energy in order to feed vehicles' electrical equipment and store energy inside the batteries to be used whenever necessary, have to operate in variable speeds. The reason behind this situation is that the generator is connected to the engine mechanically and engine's speed can not be adjusted by considering only generator's output voltage.

In today's vehicles, mostly used energy conversion system consists of Lundell alternator and three phase uncontrolled full wave rectifier. Since the Lundell alternator is a wound rotor synchronous generator, its output voltage which varies with vehicle's speed can be controlled by excitation current. Lundell alternator's output voltage is adjusted considering vehicle's battery charge level and power drawn from the battery, so that battery voltage is controlled via battery current. However, as the electrical loads change abruptly, battery voltage tends to decrease or increase sharply. Changing excitation current in order to prevent extreme fluctuations in battery voltage and keep battery voltage constant is an inadequate method in terms of speed. Battery voltage may stay out of the limits for a relatively long time and this situation can cause vehicle's equipment to be damaged or stop operating. Therefore, vehicle's electrical system and equipments are designed with higher costs, taking the worst case into account in order for them to be able to operate in wider voltage interval. Many studies have been made by engineers to overcome this problem. A portion of these studies propose the replacement of the Lundell alternator and three phase uncontrolled rectifier with a system consisting of interior permanent magnet synchronous generator and switched mode rectifier. The proposed system is more convenient for variable speed applications because generator's output current is not much affected by engine's speed and battery voltage is controlled more effectively.

In this application, three phase interior permanent magnet synchronous generator supplies power to the battery via switched mode rectifier. Switched mode rectifier consists of three phase uncontrolled full wave rectifier, semiconductor switch, diode and capacitor. Three phase full wave rectified value of back electromotive force induced by the generator is higher than the battery voltage even at the lowest speed of engine. Hence the switched mode rectifier always operates as current chopper. Output current of the switched mode rectifier is chopped by the semiconductor switch at different duty ratios to adjust battery current and control battery voltage. In this application, battery voltage is controlled effectively by means of interior permanent magnet synchronous generator, whose short circuit output current does not change much with speed, and semiconductor switch in the switched mode rectifier, which adjusts battery current directly.

The variation of battery voltage with respect to battery current can be obtained easily using battery parameters. In this application, since semiconductor switch adjusts battery current directly, the effect of switching on battery voltage can be found out, in case the effect of switching on battery current is known. Thus a closed loop controller, that adjusts switching duty ratio to keep battery voltage constant, can be designed in order to immediately suppress fluctuations in battery voltage caused by abrupt load changes in vehicle electrical system.

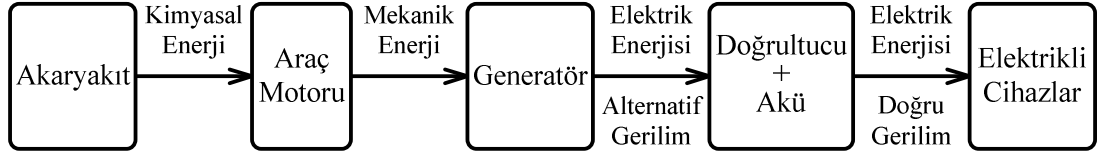
In this thesis study, the effect of switching delays -which arise from the physical structure of semiconductor switch in the system mentioned above- on the transfer function between switching duty ratio and battery current is analyzed. Low amplitude sinusoidal waves having different frequencies are superposed on constant switching duty ratio and variation in battery current for each frequency is observed using analytical and numerical methods for ideal switch and non-ideal switch separately.

Three phase interior permanent magnet synchronous generator and three phase uncontrolled rectifier are modeled with a direct voltage source and RLC circuit elements, so as to make analytical study possible. MOSFET is used as the semiconductor switch in the system. The effect of turn on and turn off delays of MOSFET on the transfer function is analyzed. Power losses in MOSFET are neglected.

For the cases that MOSFET is ideal and non-ideal, the transfer function is obtained both analytically and numerically by the help of PSIM. In numerical study, both physical system and RLC model are simulated on PSIM. Physical system has interior permanent magnet synchronous generator and switched mode rectifier whereas RLC model has direct voltage source and RLC elements. The results of analytical analysis are verified with those of numerical analysis. Besides, it has been seen that MOSFET's turn on and turn off delays affect the transfer function separately and carrier triangular waveform in MOSFET driver circuit determines the impact of each one.

1. GİRİŞ

Otomotiv sektöründe araçların sahip olduğu elektrik sistemi, niteliği ve niceliği her geçen gün artan ihtiyaçları karşılamak üzere sürekli geliştirilmektedir. Araçların barındırdığı yol, güvenlik, bilgi, iletişim, eğlence ve konfor donanımlarının aksamadan çalışabilmesi için güvenilir elektrik enerjisi gerekir. Bu enerji, aracın hareketini sağlayan ve çoğu araçta fosil akaryakıtla çalışan motorun ürettiği mekanik enerjiden yapılan elektromekanik dönüşümle elde edilir. Hareketini fosil akaryakıt kullanarak sağlayan bir araçta gerçekleşen enerji çevrimi ve çevrim elemanları Şekil 1.1’de gösterilmiştir.



Şekil 1.1: Fosil akaryakıtla çalışan bir araçta gerçekleşen enerji çevrimi.

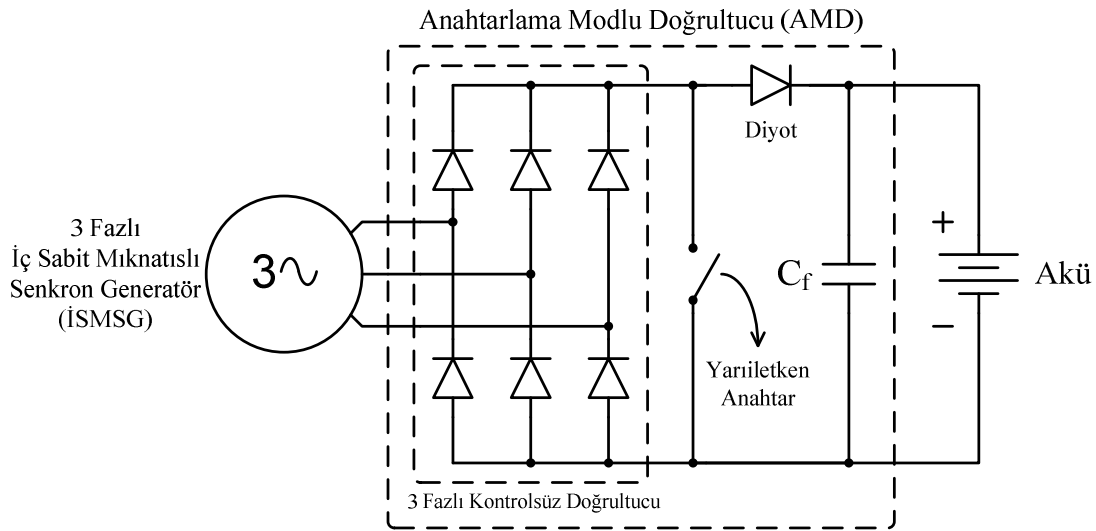
Araç motoru, akaryakıttaki kimyasal enerjiyi önce ısı enerjisine, ardından mekanik enerjiye çevirerek hareket için gerekli olan dairesel hareketi sağlar. Motorun ürettiği mekanik enerjinin bir bölümü generatör vasıtasıyla elektrik enerjisine çevrilir. Generatörün indüklediği üç fazlı alternatif gerilim, üç fazlı doğrultucu ile doğru gerilime çevrilir ve akü şarj edilir. Araçtaki elektrikli cihazların çoğu aküden beslenir.

Özellikle aracın emniyetle seyrini sağlayan yol, bilgi ve güvenlik donanımlarının sürekli çalışır durumda olabilmesi için akü gerilimindeki değişimin az ve kısa süreli olması gerekir. Fakat elektrikli cihazlar devreye girip çıktıkça, yani aküden çekilen güç değiştikçe, akü gerilimi artma ya da azalma eğilimi gösterir. Bu nedenle, akü gerilimi kontrol edilmelidir.

İncelenen bu uygulamada mekanik enerjiyi elektrikselleştirmek için üç fazlı iç sabit mıknatıslı senkron generatör (İSMMSG) kullanılmıştır. Generatör sabit mıknatıslı olduğundan, generatörün uyarması, yani manyetik alan değiştirilemez. Ayrıca generatör bir kayış ile motora mekanik olarak bağlıdır ve motorun hızı aracı

süren kişinin kontrolündedir. Generatörün uyarması ve hızı kontrol edilemediğinden, generatörün uç gerilimi istenilen değere ayarlanamaz. Bu, akü geriliminin generatör gerilimi ayarı ile kontrol edilemeyeceği anlamına gelir.

Bu uygulamada akü gerilimini, generatörden aküye akan akımı kısıyarak kontrol etmek amacıyla İSMSG çıkışına anahtarlama modlu doğrultucu (AMD) bağlanmıştır. İSMSG'ün uç gerilimi, motorun en düşük hızında bile, akü geriliminden yüksek olduğundan AMD, akım kısıyıcı olarak çalışmaktadır. İSMSG tarafından beslenen AMD ve aküden oluşan sistem Şekil 1.2'de gösterilmiştir [1].



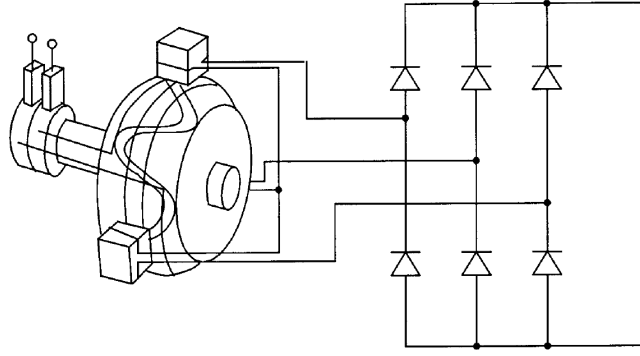
Şekil 1.2: İç sabit mıknatıslı senkron generatör tarafından beslenen anahtarlama modlu doğrultucu ve akü.

İSMSG, milinden aldığı mekanik gücü elektriksel güce çevirerek AMD üzerinden aküyü beslemektedir. Üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun çıkış akımı, yarıiletken anahtar ile farklı çalışma oranlarında kısıyarak generatörden aküye aktarılan güç kontrol edilmektedir. Generatörün rotor kısmının iç sabit mıknatıslı olması, generatörün devir sayısının sürekli değişmesine rağmen, anahtarlama çalışma oranı sabitken akü akımının sabit kalmasını sağlar. Bu tür doğru akım kısıyıcı uygulamalarında yarı-iletken anahtar olarak genellikle MOSFET tercih edildiğinden bu çalışmada da MOSFET kullanılmıştır.

Sistemdeki diyot, yarıiletken anahtar iletimdeyken akünün kısa devre olmasını engeller. Yarıiletken anahtarın iletimde olduğu durumda AMD çıkışı kısa devre olur; fakat İSMSG'ün fiziksel yapısındaki endüktans ve dirençten dolayı akım, sisteme zarar verecek büyüklüklere ulaşamaz. Yarıiletken anahtar kesimdeyken akım, diyot üzerinden aküye ve yüklerle akmaktadır.

1.1 İSMSG ve AMD

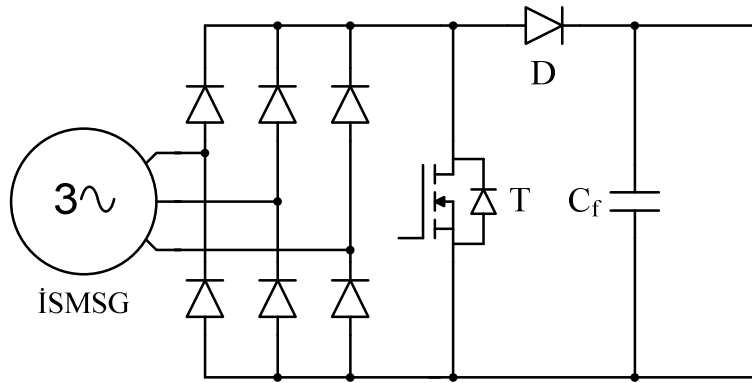
Otomotiv sektöründe elektriksel güç üretimi için neredeyse tüm araçlarda Şekil 1.3'te görülen Lundell alternatörü ve kontrolsüz doğrultucudan oluşan sistem kullanılmaktadır [2]. Lundell alternatörü, rotoru sargılı ve çıkık kutuplu üç fazlı bir senkron generatördür.



Şekil 1.3: Lundell alternatörü ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucudan oluşan akü besleme sistemi.

Uyarma sargısının varlığı sayesinde, uyarma akımı ile Lundell alternatörünün uç gerilimi ayarlanarak akü gerilimi kontrol edilebilir. Fakat uyarma akımında yapılan değişikliğin etkisinin akü gerilimine geç yansması nedeniyle, akü geriliminde oluşan sert artışlar veya düşüşler uzun süreli olur. Aküdeki gerilim dalgalanmalarının aracın donanımlarına zarar vermesini önlemek amacıyla, araçtaki cihazlar ve sistemler daha geniş gerilim aralığına göre tasarlanır; bu da maliyeti artırır.

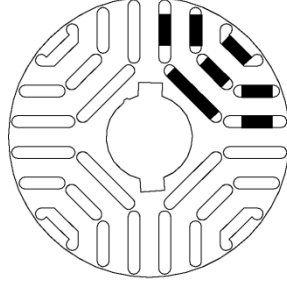
Bu tür değişken hızlı uygulamalarda, akü geriliminin Lundell alternatörlü mevcut sistemdekinden daha etkin bir şekilde kontrol edildiği farklı bir sistem önerilmiştir [1,3,4]. Şekil 1.4'te görülen bu sistem, üç fazlı iç sabit mıknatıslı senkron generatör (İSMSG) ve anahtarlama modlu doğrultucudan (AMD) oluşmaktadır.



Şekil 1.4: İç sabit mıknatıslı senkron generatör ve anahtarlama modlu doğrultucudan oluşan akü besleme sistemi.

1.1.1 İç sabit mıknatıslı senkron generatör

Sistemde kullanılan iç sabit mıknatıslı senkron generatörün rotor kesiti Şekil 1.5'te gösterilmiştir [4]. Şekildeki siyah çubuklar NdFeB mıknatıslar, ortadaki çıkıntılı daire ise rotor milidir. Rotor kesitinden anlaşıldığı üzere, generatörde 4 kutup, yani 2 kutup çifti vardır.



Şekil 1.5: İç sabit mıknatıslı rotor kesiti.

Rotordaki NdFeB mıknatısların diziliş biçimi nedeniyle generatörün d ve q eksen parametreleri birbirinden farklıdır. Manyetik akı mıknatıslar tarafından oluşturulduğu için faydalı manyetik akı, mıknatısların üzerinden, yani manyetik relüktansı yüksek olan eksen üzerinden akar. Bu durum, manyetik relüktansın yüksek ve endüktansın düşük olduğu eksenin, d-ekseni olmasını sağlar. Bu nedenle, çıkık kutuplu senkron generatördeki durumunun aksine, iç sabit mıknatıslı senkron generatörde d-ekseni endüktansı (L_d) değeri, q-ekseni endüktansı (L_q) değerinden küçüktür. İncelenen sistemdeki iç sabit mıknatıslı senkron generatörün parametreleri Çizelge 1.1'de verilmiştir.

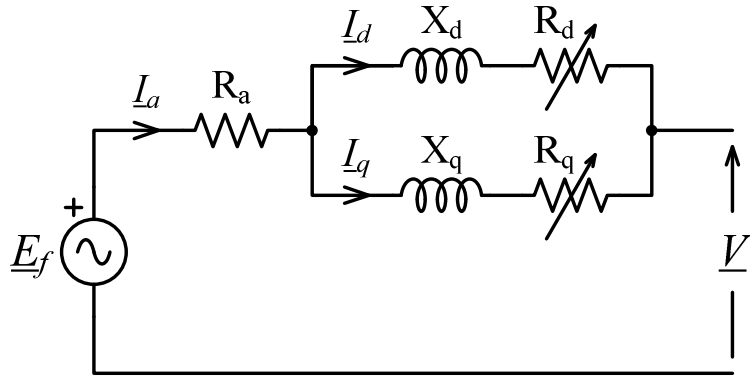
Çizelge 1.1: İSMSG parametreleri.

Parametre	Sembol	Değer
Faz sayısı	-	3
Kutup çifti	p	2
q-eksen endüktansı	L_q	36,2 mH
d-eksen endüktansı	L_d	6,15 mH
Faz sargı direnci	R_a	0,77 Ω
Faz arası zıt EMK (1500 d/dk)	E	92,4 V
Kısa devre akımı (1500 d/dk)	I_{kd}	26,9 A
Manyetik akı (tepe değer)		0,24 Wb

Generatörde uyarma manyetik alanı NdFeB mıknatıslar ile sağlanır ve değiştirilemez; dolayısıyla generatörün uç gerilimi uyarma ile ayarlanamaz. Bu

nedenle generatörün uç gerilimi, değişen motor hızıyla birlikte sürekli değişim gösterir. Fakat, generatörün d ve q eksen endüktansları arasındaki oranın yüksek olması sayesinde (generatörün zıt EMK'nin akü geriliminden çok daha yüksek olması koşulu ile) generatör akımı, devir sayısı ile çok fazla değişmez. Devir sayısının sürekli değişim gösterdiği bu tür uygulamalarda generatörün sabit akım kaynağı gibi davranması, akü geriliminin kontrolü açısından önemli bir üstünlüktür.

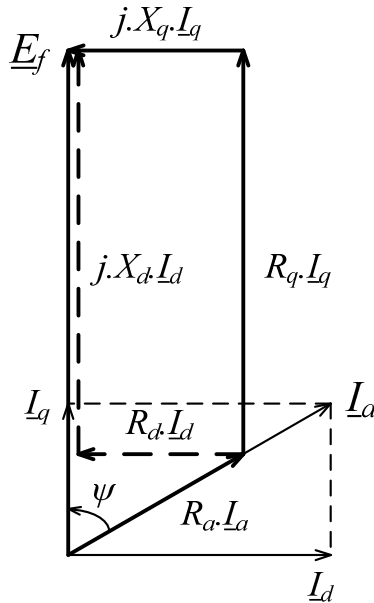
İSMMSG'ün bir fazlı basitleştirilmiş eşdeğer devresi ve kısa devre durumundaki fazör diyagramı sırasıyla Şekil 1.6 ve Şekil 1.7'de verilmiştir [5].



Şekil 1.6: İSMMSG'ün bir fazlı basitleştirilmiş eşdeğer devresi.

$$R_d = -X_q \cdot \cot \psi \quad (1.1)$$

$$R_q = X_d \cdot \tan \psi \quad (1.2)$$



Şekil 1.7: İSMMSG'ün kısa devre fazör diyagramı.

Eşdeğer devredeki R_d ve R_q dirençleri sanaldır; R_d direnci negatiftir. Bu dirençler, kutup tekerleği gerilimi E_f ile endüvi akımı I_a arasındaki iç faz açısının (ψ) bir fonksiyonudur.

Kısa devre fazör diyagramında reel ve sanal eksen uzunlukları, (1.3) - (1.12) arasında olduğu gibi kendi aralarında birbirlerine eşitlenirse kısa devre akımının (I_{kd}), mekanik açısal hızla (ω_m) değişim eğrisi elde edilebilir.

$$E_f = \frac{E}{\sqrt{3}} = k_e \cdot \omega_m \quad (1.3)$$

$$\omega_e = p \cdot \omega_m \quad (1.4)$$

$$X_d = \omega_e \cdot L_d = p \cdot \omega_m \cdot L_d \quad (1.5)$$

$$X_q = \omega_e \cdot L_q = p \cdot \omega_m \cdot L_q \quad (1.6)$$

$$R_a \cdot \underbrace{I_a \cdot \cos \psi}_{I_q} + X_d \cdot I_d = E_f \quad (1.7)$$

$$R_a \cdot \underbrace{I_a \cdot \sin \psi}_{I_d} = X_q \cdot I_q \quad (1.9)$$

$$\Rightarrow I_d = \frac{E_f \cdot X_q}{(R_a^2 + X_d \cdot X_q)} = \frac{p \cdot k_e \cdot L_q \cdot \omega_m^2}{(R_a^2 + p^2 \cdot L_d \cdot L_q \cdot \omega_m^2)} \quad (1.10)$$

$$\Rightarrow I_q = \frac{E_f \cdot R_a}{(R_a^2 + X_d \cdot X_q)} = \frac{k_e \cdot R_a \cdot \omega_m}{(R_a^2 + p^2 \cdot L_d \cdot L_q \cdot \omega_m^2)} \quad (1.11)$$

$$I_{kd} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = k_e \cdot \frac{\sqrt{p^2 \cdot L_q^2 \cdot \omega_m^4 + R_a^2 \cdot \omega_m^2}}{(R_a^2 + p^2 \cdot L_d \cdot L_q \cdot \omega_m^2)} \quad (1.12)$$

(1.12)'de görüldüğü gibi, kısa devre akımı (I_{kd}) mekanik açısal hızın (ω_m) karmaşık bir fonksiyonudur. Denklemdaki diğer değerler generatörün yapısal parametrelerine bağlıdır ve sabit kabul edilebilirler. Elektromotor kuvvet sabiti k_e , 1500d/dk için verilen bilgilerle hesaplanıp diğer sabit değerlerle birlikte yerine yazılırsa (1.14) elde edilir.

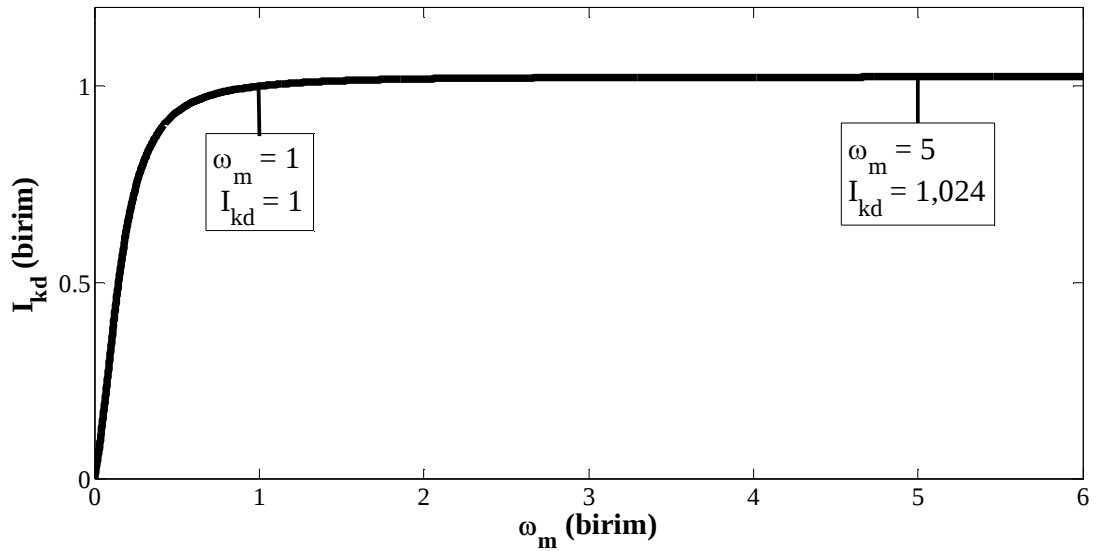
$$k_e = \frac{E_f}{\omega_m} = \frac{92,4/\sqrt{3}}{2\pi \cdot \frac{1500}{60}} \cong 0,34 \text{ V} \cdot \text{rad/s} \quad (1.13)$$

$$I_{kd}(\omega_m) = 0,34 \cdot \frac{\sqrt{0,00524 \cdot \omega_m^4 + 0,593 \cdot \omega_m^2}}{0,593 + 0,00089 \cdot \omega_m^2} \quad (1.14)$$

1500d/dk için verilen kısa devre akımı (1.14) ile doğrulanabilir. Birim değerlere dönüştürülmüş $I_{kd} = f(\omega_m)$ eğrisi Şekil 1.8’de verilmiştir.

$$I_{kd,baz} = I_{kd}(\omega_m = 1500 \cdot 2\pi/60) = 26,988 \text{ A} \quad (1.15)$$

$$\omega_{m,baz} = 2\pi \cdot \frac{1500}{60} = 157,08 \text{ rad/s} \quad (1.16)$$

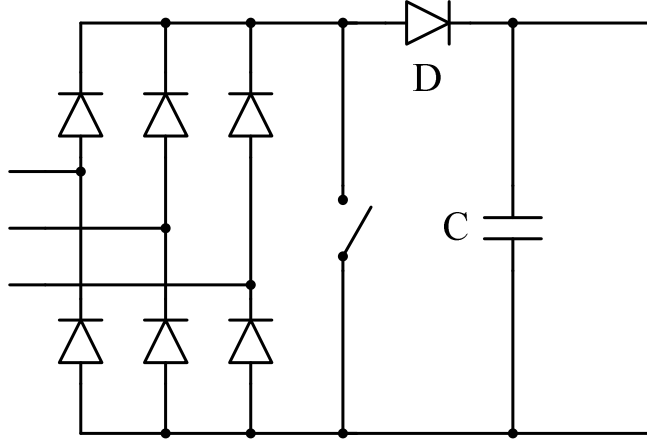


Şekil 1.8: İSMSG’ün sürekli kısa devre akımının mekanik açısal hızla değişimi.

Buna göre, 7500 d/dk’daki kısa devre akımı, 1500 d/dk’daki kısa devre akımından sadece % 2,4 yüksektir. Generatör akımının araç hızına fazla bağımlı olmaması durumu, sadece kısa devrede değil, akü geriliminin İSMSG’ün çıkış geriliminden oldukça düşük olması şartıyla, yükte de geçerlidir. Generatör akımının geniş hız aralığında çok az değişmesi sayesinde bu sistem, farklı araç hızlarında aküyü neredeyse aynı güç ile besler. Sistemin bir sabit akım kaynağı gibi davranması, akü geriliminin kontrolünde önemli bir üstünlüktür. Bu üstünlüğü, d ve q eksen endüktansları oranı yüksek olan iç sabit mıknatıslı senkron generatör sağlamaktadır.

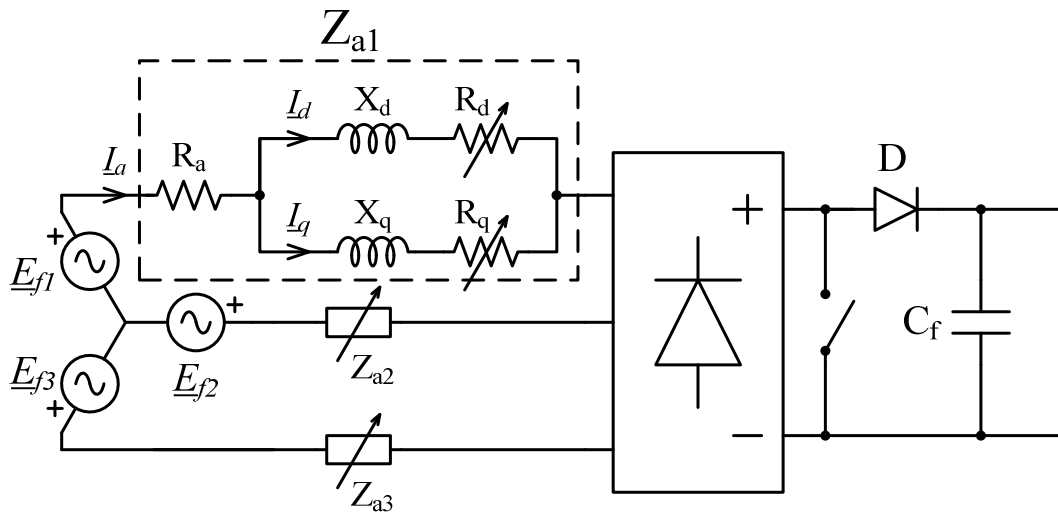
1.1.2 Anahtarlama modlu doğrultucu

Üç fazlı kontrolsüz doğrultucu, yarıiletken anahtar, diyot ve kondansatörden oluşan bu güç elektroniği uygulaması Şekil 1.9'da gösterilmiştir. Anahtarlama modlu doğrultucu, alternatif gerilimi doğru gerilime çevirirken aynı zamanda doğru gerilimin veya doğru akımın genliğini de değiştirir.

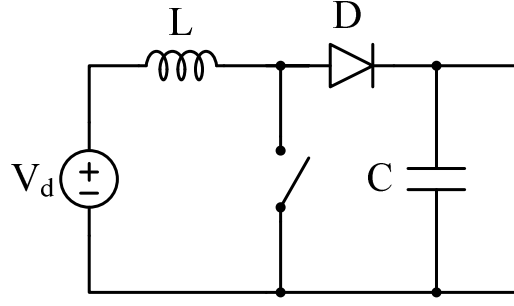


Şekil 1.9: Anahtarlama modlu doğrultucu.

Girişine üç fazlı generatör bağlanması durumunda AMD, generatörün endüktansını kullanarak yükseltici tip (*boost*) doğru akım çeviricisi gibi davranır. Şekil 1.10'da girişine İSMSG bağlanmış AMD'lu sistem, Şekil 1.11'de yükseltici tip (*boost*) doğru akım çeviricisi verilmiştir. Aynı devre elemanlarının bağlı oldu düğümlerin, iki devrede de aynı olması bakımından bu iki güç elektroniği uygulaması arasında bir benzerlik vardır.



Şekil 1.10: Eşdeğer devre gösterimli İSMSG ve AMD.



Şekil 1.11: Yükseltici tip (*boost*) doğru akım çevirici.

Girişine İSMSG bağlanmış AMD’lu sistem ile yükseltici tip doğru akım çevirici arasındaki yapısal benzerlik, çalışma ilkelerinde de görülebilir. Çıkış geriliminin sabitlenmediği durumda, iki güç elektroniği devresinde de anahtarlama ile çıkış gerilimi, giriş geriliminden yüksek değere getirilir. Çıkış geriliminin, bir doğru gerilim kaynağı veya kapasitesi yüksek akü ile giriş geriliminden düşük bir değerde sabitlendiği durumda, iki devre de akım kısıyıcı olarak çalışır.

İSMSG ve AMD’lu sistemde, çıkış geriliminin giriş geriliminden düşük bir değerde sabitlendiği durum için, anahtar iletimdeyken kutup tekerleği gerilimi (E_f); bobin ve direnç üzerindeki gerilim düşümleri toplamına eşittir. Bobin üzerinden alternatif akım aktığı için bobin uçlarında gerilim indüklenir. Anahtar kesimdeyken kutup tekerleği gerilimi (E_f); çıkış geriliminin doğrultucu girişine indirgenmiş değeri ile bobin ve direnç üzerindeki gerilim düşümleri toplamına eşittir. Anahtarın konumuna göre oluşan durumlarda akan akımlar, Kirchhoff Yasaları ve Ohm Kanunu kullanılarak bulunabilir. Üç fazlı doğrultucunun çıkış akımı, anahtarın iletim ve kesim durumlarında akan akımların ağırlıklı ortalamasıdır. Bu akım kısıyarak akü akımının ortalama değeri değiştirilir.

Yükseltici tip DA çeviricide çıkış geriliminin giriş geriliminden düşük bir değerde sabitlenmesi durumunda, anahtar iletimdeyken yükselen bobin akımı, bobin uçları arasındaki gerilim farkının pozitif olması nedeniyle anahtar kesimdeyken de artar. Akımı sınırlayan tek parametre bobin direncidir. Bobin akımı, anahtarın sürekli iletim ve sürekli kesim durumlarında akan akımların ağırlıklı ortalamasına erişinceye kadar artar. Bu değerde sabitlenen akım, anahtar ile kısıyarak akü akımı ayarlanır.

Akü akımı, anahtarın kapalı olduğu durumda sıfır, anahtarın açık olduğu durumda i_o değerine eşit olduğundan anahtarlama çalışma oranı (d) yerine anahtarlama oranının tümleyeni (d') ile çalışmak, transfer fonksiyonunun negatif çıkmasını engeller. $G(s)$, anahtarlama çalışma oranının tümleyeninden (d'), diyot akımına (i_D) olan küçük işaret transfer fonksiyonudur (1.17). $H(s)$ ise, akü akımından ($i_{akü}$), akü gerilimine ($v_{akü}$) olan transfer fonksiyonudur (1.18) ve bu blok akünün elektriksel parametrelerinden elde edilebilir. Buna göre sistemin kapalı çevrim kontrol şemasında bilinmeyen tek eleman $G(s)$ transfer fonksiyonudur. $G(s)$ blokunun da elde edilmesiyle, sistemin kapalı çevrim kontrolü için gerekli kontrolör tasarlanabilir. Sisteme bağlı yük olmadığı ($i_{yük} = 0$) ve akü geriliminin sabit olduğu ($i_{cf} = 0$) varsayılırsa $G(s)$ transfer fonksiyonu, çalışmanın başında bahsedildiği gibi anahtarlama çalışma oranından akü akımına olan transfer fonksiyonu olur (1.17).

$$G(s) = \frac{\hat{i}_D(s)}{\hat{d}'(s)} = \frac{\hat{i}_{akü}(s)}{\hat{d}'(s)} \Big|_{i_{yük}=0, i_{cf}=0} \quad (1.17)$$

$$H(s) = \frac{\hat{v}_{akü}(s)}{\hat{i}_{akü}(s)} \quad (1.18)$$

Bu tezin amacı $G(s)$ transfer fonksiyonunu, MOSFET'in anahtarlama gecikmelerinin etkilerini de hesaba katarak, analitik olarak ve benzetimler yardımıyla ortaya koymaktır.

1.3 Tezin Kapsamı

İç sabit mıknatıslı senkron generatör ve anahtarlama modlu doğrultucudan oluşan akü besleme sisteminin kapalı çevrim kontrol blok şemasındaki $G(s)$ transfer fonksiyonun analitik olarak bulunabilmesi için, sistemdeki elemanların veya alt sistemlerin s domeni modellerinin bilinmesi gerekir.

Temel elektrik devre elemanlarından oluşan bir sistem, çoğu zaman ikinci dereceden adi diferansiyel denkleme uygulanan Laplace dönüşümü ile s domeninde analiz edilebilmektedir. Fakat İSMG ve AMD'dan oluşan sistemin s domeni modelinin oluşturulmasının önünde birtakım engeller vardır.

Üç fazlı iç sabit mıknatıslı senkron generatörün bir fazlı eşdeğer devresinde bulunan R_d ve R_q dirençleri, iç faz açısının (ψ) doğrusal olmayan fonksiyonlarıdır. İç faz

açısı, endüvi akımı (I_a) ile değişir. Aynı sistemdeki bir başka değişkene bağımlı değişkenlere sahip olması ve bundan dolayı s domenine geçilememesi nedeniyle İSMMSG'ün bu modeli, $G(s)$ transfer fonksiyonunun bulunması için kullanışlı değildir. Ayrıca, AMD'nun yapısındaki üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun, çıkış akımının büyüklüğüne göre, birden fazla çalışma aralığı vardır. Bu çalışma aralıklarında kontrolsüz doğrultucunun çıkış akımı, generatör geriliminin bir periyodu için parçalı fonksiyonlar şeklide yazılabilir. Fakat İSMMSG'ün eşdeğer devre modelinde olduğu gibi, AMD'nun bu modelinde de doğrusal olmayan fonksiyonlar ve bağımlı değişkenler olduğundan, $G(s)$ transfer fonksiyonunun analitik olarak bulunabilmesi için farklı yöntem izlenmelidir.

Bu tezin ikinci bölümünde, yuvarlak rotorlu senkron generatör ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucudan sistem için, RLC elektrik devre elemanlarından oluşan T tipi devre modeli önerilmiştir. Sabit hız ve uyarma için iç mıknatıslı senkron generatör modelinden, yuvarlak rotorlu senkron generatör modeline geçilebildiğinden, bu modeli İSMMSG'lü sisteme uyarlamak mümkündür. Bu model, yuvarlak rotorlu senkron generatör ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun geçici ve sürekli davranışını ortalananmış olarak yansıtmaktadır. Modellemenin dışında tutulan yarıiletken anahtar, diyot, kondansatör ve akü, oluşturulan modele aynı şekilde bağlanmıştır. Aynı bölümde, MOSFET'in fiziksel yapısı ile iletme geçme ve kesime gitme gecikmelerinin nedenleri açıklanmıştır. $G(s)$ transfer fonksiyonunu analitik yoldan bulma çalışmalarına başlanmadan önce, işlemlerin kolaylaşmasını sağlayan fakat sonuçları çok fazla değiştirmeyen varsayımlar ve ihmaller belirtilmiştir. Bu bölümün sonunda $G(s)$ transfer fonksiyonu, MOSFET gecikmelerinin dikkate alındığı ve ihmal edildiği iki durum için ayrı ayrı elde edilmiş ve aralarındaki farklar belirtilmiştir.

Üçüncü bölümde, ikinci bölümde yapılan analitik çalışma PSIM'de yapılan benzetimlerle desteklenmiştir. İkinci bölümde bahsedilen T tipi RLC model, benzetimlerden elde edilen veriler kullanılarak İSMMSG'e uyarlanmıştır. PSIM'de, MOSFET'in iletme geçme ve kesime gitme gecikmelerini oluşturmak için bir blok hazırlanmıştır. Bu blok kullanılarak PSIM'de, İSMMSG'lü fiziksel sistemde ve T tipi RLC devre modelinde $G(s)$ transfer fonksiyonu eğrileri çıkarılmıştır.

Son bölümde ise bu çalışmada elde edilen sonuçlar yorumlanmıştır. Ayrıca bu tez çalışmasının yetersiz kaldığı ve daha fazla çalışma gerektiren konular belirtilmiştir.

2. SİSTEM MODELİ

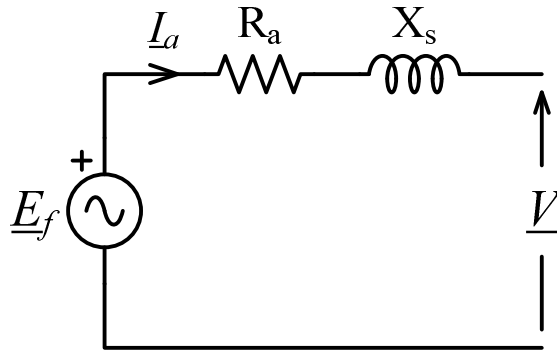
Yuvarlak rotorlu senkron generatör ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucudan oluşan sistemdeki çıkış akımının, ikinci dereceden diferansiyel denklem dinamiğine sahiptir. İkinci dereceden diferansiyel denklem davranışı, RLC elektrik devre elemanlarından oluşturulan bir sistem ile oluşturulabilir. İç sabit mıknatıslı senkron generatör, yuvarlak rotorlu senkron generatör ile modellenebildiğinden, iç sabit mıknatıslı senkron generatörlü sistemden RLC devre modeline geçmek mümkündür.

Yuvarlak rotorlu senkron generatör ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucudan oluşan sistemin RLC devre modelini oluşturmada önce yapılan varsayımlar ve ihmaller şöyle sıralanabilir:

- MOSFET dışındaki tüm elemanlar ideal; MOSFET sadece anahtarlama gecikmelerine sahip.
- Üç fazlı kontrolsüz doğrultucuda her bir anda üç diyot iletimde.
- Akü gerilimi sabit.
- Akü gerilimi, üç fazlı doğrultucunun çıkış geriliminden yeterince düşük.

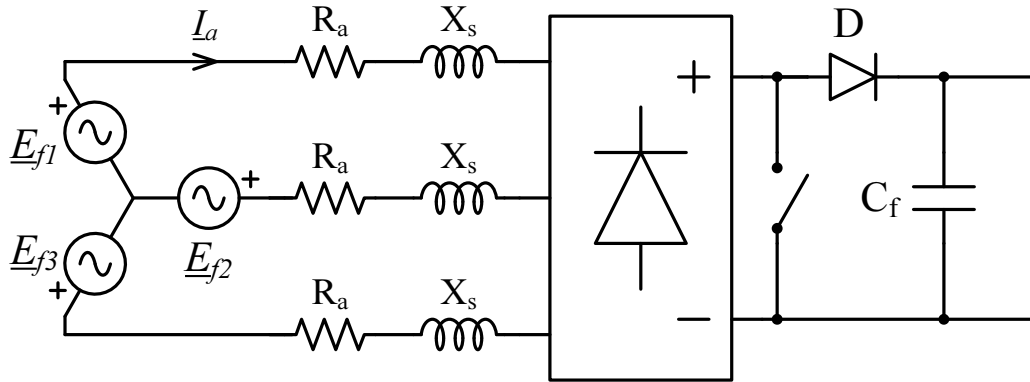
2.1 Analitik Model

Yuvarlak rotorlu generatörün bir fazlı basitleştirilmiş eşdeğer devresi, Şekil 2.1’de görüldüğü gibi, alternatif gerilim kaynağı, direnç ve bobinden oluşmaktadır.



Şekil 2.1: Yuvarlak rotorlu senkron generatörün bir fazlı eşdeğer devresi.

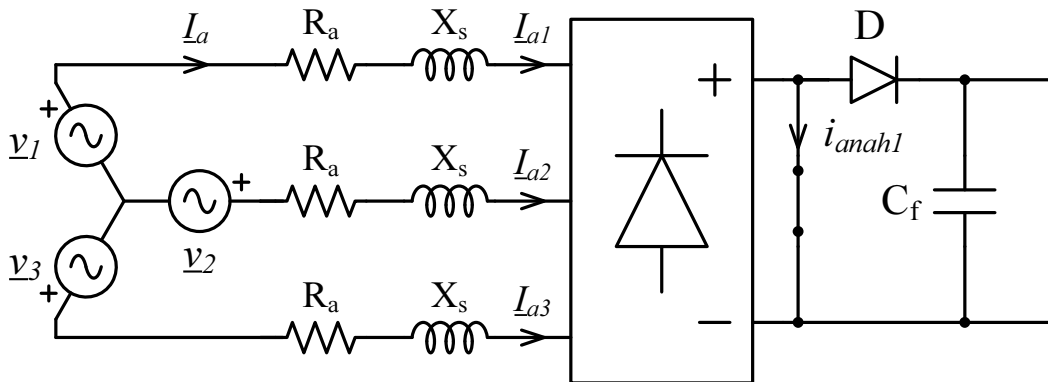
Bu eşdeğer devreye sahip senkron generatör, AMD ile birlikte gösterilirse Şekil 2.2 elde edilir.



Şekil 2.2: Yuvarlak rotorlu senkron generatör ve AMD'dan oluşan sistem.

Yarıiletken anahtar kapatıldığında üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun çıkışı kısa devre edilmiş olur. Senkron generatörün endüktif yapısından ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun kapasitif yapısından dolayı anahtar kapandıktan hemen sonra, fazlarda sönümlü sinüzoidal kısa devre akımları akar. Bir anda artan akım, zaman geçtikçe sürekli kısa devre değerine yaklaşır; teorik olarak sonsuzda bu değere oturur. Doğrultucunun çıkışındaki akım, herhangi bir anda, faz akımlarının mutlak değerleri toplamının yarısına eşittir. Doğrultucunun çıkış akımının zarfı, sönüm katsayısı ve sürekli değeri RLC modeline geçiş için gereklidir.

RLC modeli, fiziksel sistemin, sinüzoidal gerilimin frekansındaki dalgacıklardan arındırılmış, yani ortalananmış halini yansıtacağından, devredeki değişkenlerin anlık değer bağıntıları ve sürekli değerlerinin ortalamaları bilinmelidir. Şekil 2.3'te gösterilen anahtar akımının (i_{anah}) sürekli değerinin ortalaması bağıntıları (2.1) - (2.7) arasında verilmiştir. Karıştırılmaması amacıyla anahtar akımının indisi gerçek (fiziksel) sistemde i_{anah1} , RLC modelde i_{anah2} olarak değiştirilmiştir.



Şekil 2.3: Anahtarın sürekli kapalı olması durumu.

$$v_1(t) = \sqrt{2} \cdot E_f \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \quad (2.1)$$

$$Z_s = \sqrt{R_a^2 + (\omega_e \cdot L_s)^2} \quad (2.2)$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_a} \quad (2.3)$$

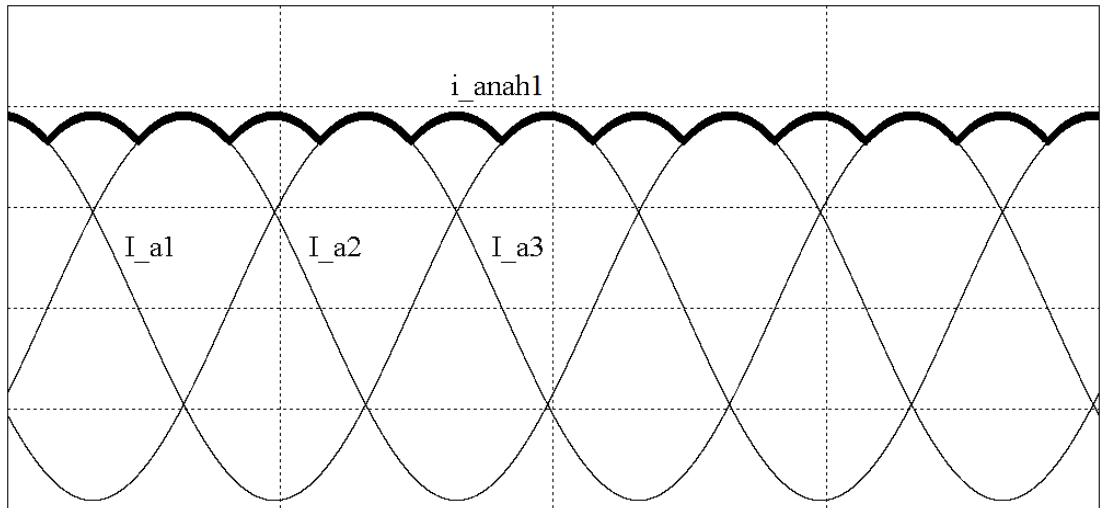
$$\varphi_s = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_e \cdot L_s}{R_a} \right) \quad (2.4)$$

$$I_a = \frac{E_f}{Z_s} \quad (2.5)$$

$$I_{a,tepe} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_f}{Z_s} \quad (2.6)$$

$$i_{anah1,ort} = \frac{3}{\pi} \cdot I_{a,tepe} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot E_f}{Z_s} \quad (2.7)$$

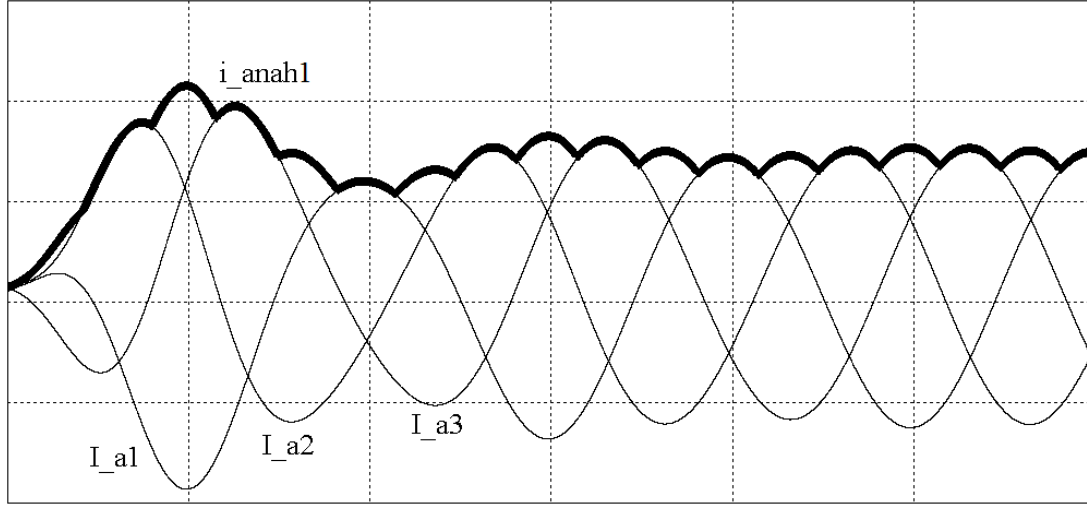
Oluşturulacak RLC modelde sürekli kısa devre akımı (2.7)'deki değeri sağlamalıdır. Sürekli kısa devre durumunda fiziksel sistemde faz akımlarının ve anahtar akımının dalga şekilleri Şekil 2.4'te gösterilmiştir.



Şekil 2.4: Gerçek sistemde sürekli kısa devre akımları dalga şekilleri.

Anahtar akımının sürekli kısa devre dalga şekli, sinüzoidal dalgaların 60 derecelik tepelerinden oluşmaktadır. Bu dalga şeklinin ortalaması, tepe değerinin $3/\pi$ katıdır.

Şekil 2.5'te görüldüğü gibi, geçici kısa devre halinde, faz akımları sönümlü sinüzoidal davranış sergiler.



Şekil 2.5: Gerçek sistemde geçici hal kısa devre akımları dalga şekilleri.

φ_j , j fazının geriliminin, referans faz gerilimi ile arasındaki açı olmak üzere, j fazında akan kısa devre akımının anlık değeri, $i_{kd,j}(t)$, bağıntısı (2.9)'da verilmiştir [6]. Anahtar akımının anlık değeri, faz akımlarının anlık değerlerinin mutlak değerleri toplamının yarısına eşittir (2.10).

$$v_j(t) = \sqrt{2} \cdot E_f \cdot \cos(\omega_e \cdot t + \varphi_j) \quad (2.8)$$

$$i_{kd,j}(t) = I_{a,tepe} \cdot \{\cos(\omega_e \cdot t + \varphi_j - \varphi_s) - e^{-(t/\tau_s)} \cdot \cos(\varphi_j - \varphi_s)\} \quad (2.9)$$

$$i_{anah}(t) = \frac{1}{2} \cdot \sum_{j=1}^3 |i_{kd,j}(t)| \quad (2.10)$$

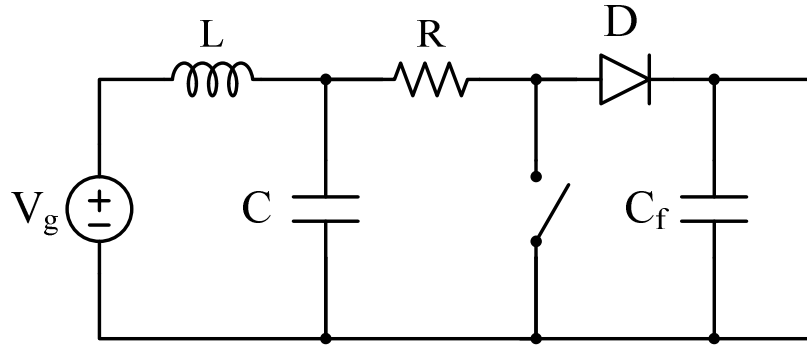
Aynı frekansa sahip dalgalar arasında yapılan toplama işlemi, salınım frekansında ve sönüm katsayısında bir değişikliğe neden olmaz. Bu yüzden anahtar akımının (i_{anah1}) sönüm katsayısı da τ_s 'dir. Şekil 2.5'teki anahtar akımının (i_{anah1}), dalgacık periyodu boyunca ortalananmış hali, ikinci dereceden devre davranışdır ve RLC devresiyle de elde edilebilir. RLC devresindeki kısa devre akımının sönüm katsayısının τ_s 'ye, salınım frekansının ω_e 'ye eşit olması sağlanmalıdır.

2.2 RLC Devre Modeli Yaklaşımı

Analitik incelemesi Bölüm 2.1’de yapılan sistemin RLC devre elemanlarından oluşan modelinin oluşturulması için, her iki sisteme de ikinci dereceden devre karakteristiğini veren parametreler eşitlenmelidir. Fiziksel sistemin ve RLC devre modelinin geçici hal davranışları ve sürekli hal değerleri eşit olmalıdır.

2.2.1 RLC devre yapısı

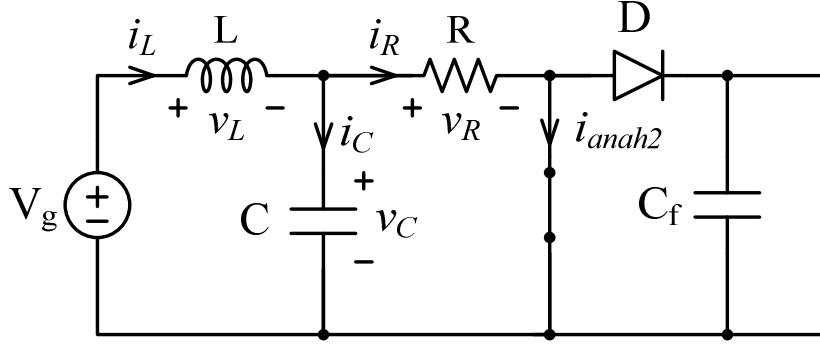
Oluşturulacak RLC devre modelinin yapısı Şekil 2.6’da gösterilmiştir. RLC elemanlarının oluşturduğu alt devre, alçak geçiren filtre olarak da kullanılan sönümlü paralel rezonans devresidir.



Şekil 2.6: RLC devre modeli.

Şekil 2.6’daki yapıda anahtar ve anahtarın sağındaki elemanlar fiziksel sistemdekilerin aynısıdır. Yuvarlak rotorlu senkron generatör ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun yerlerini doğru akım kaynağı (V_g), bobin (L), kondansatör (C) ve direnç (R) almıştır. Modeldeki V_g ve R değerleri, fiziksel sistemdeki sürekli kısa devre akımına ve kayıplara göre; L ve C elemanlarının değerleri ise fiziksel sistemdeki geçici hal kısa devre akımının davranışına göre belirlenir. Bunun için Bölüm 2.1’de elde edilen veriler kullanılmalıdır.

RLC devre modelinde anahtarın kapalı olduğu durum ve devre akımları Şekil 2.7’de gösterilmiştir.



Şekil 2.7: RLC devre modelinde anahtarın sürekli kapalı olması durumu.

Model parametrelerinin (V_g , L , C , R) tayini için anahtar akımının (i_{anah2}) anlık değerinin çözülmesi gerekir. Bunun için i_{anah2} akımı öncelikle s-domaininde çözülmüş, ardından zaman domenine geçilmiştir. i_{anah2} akımının s-domeni çözümü (2.11) - (2.23) arasında verilmiştir. Fiziksel sistemin analizinde başlangıç koşulları sıfır kabul edildiği için, RLC devre modelinde de bobin akımının ve kondansatör geriliminin başlangıç değerleri sıfır kabul edilmiştir.

$$v_g(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + v_C(t) \quad (2.11)$$

$$i_L(t) = i_C(t) + i_R(t) = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{v_C(t)}{R} \quad (2.12)$$

$$v_g(t) = L \cdot C \cdot \frac{d^2 v_C(t)}{dt^2} + \frac{L}{R} \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} + v_C(t) \quad (2.13)$$

$$\frac{d^2 v_C(t)}{dt^2} + \frac{1}{R \cdot C} \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{1}{L \cdot C} \cdot v_C(t) = \frac{v_g(t)}{L \cdot C} \quad (2.14)$$

$$s^2 \cdot v_C(s) + s \cdot \frac{1}{R \cdot C} \cdot v_C(s) + \frac{1}{L \cdot C} \cdot v_C(s) = \frac{v_g(s)}{L \cdot C} \quad (2.15)$$

$$v_g(t) = V_g \text{ (sabit)} \Rightarrow v_g(s) = \frac{V_g}{s} \quad (2.16)$$

$$v_C(s) = \frac{1}{s \cdot \left(s^2 + \frac{s}{R \cdot C} + \frac{1}{L \cdot C} \right)} \cdot \frac{V_g}{L \cdot C} \quad (2.17)$$

$$i_{anah2}(s) = i_R(s) = \frac{v_C(s)}{R} = \frac{1}{s \cdot \left(s^2 + \frac{s}{R \cdot C} + \frac{1}{L \cdot C} \right)} \cdot \frac{V_g}{R \cdot L \cdot C} \quad (2.18)$$

$$\tau_p = R \cdot C \quad (2.19)$$

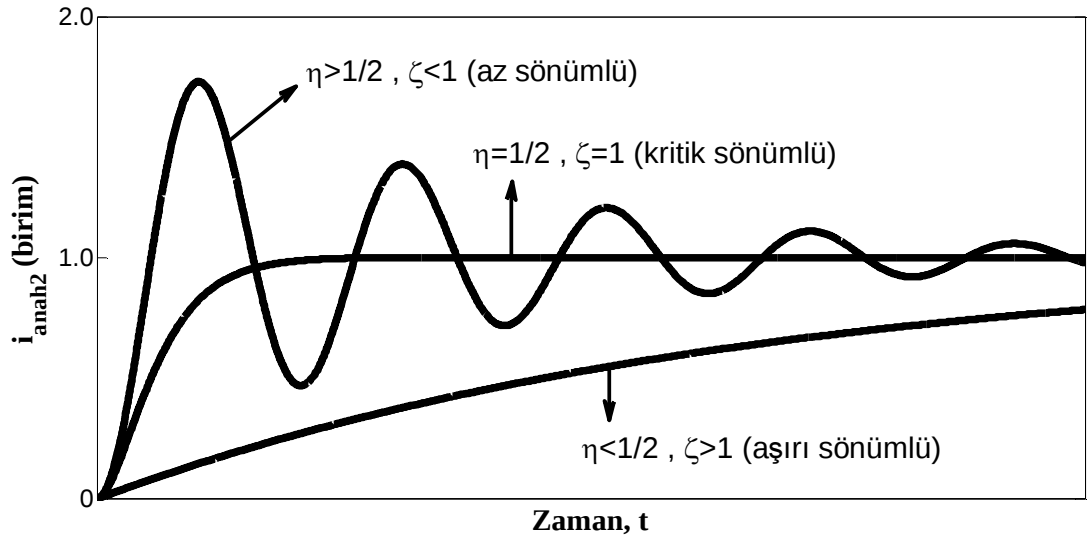
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.20)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.21)$$

$$\eta = \frac{R}{Z_o} = \frac{1}{2\zeta} \quad (2.22)$$

$$i_{anah2}(s) = \frac{1}{s \cdot \left(s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2 \right)} \cdot \frac{V_g}{R \cdot L \cdot C} \quad (2.23)$$

(2.23)'teki ifadenin, sönüm katsayısı η 'nın değerine göre, zaman ekseninde birden fazla çözümü vardır [7]. Böyle bir sistemde $i_{anah2}(t)$ akımı Şekil 2.8'de görüldüğü gibi $\eta > 1/2$ için az sönümlü, $\eta = 1/2$ için kritik sönümlü, $\eta < 1/2$ için ise aşırı sönümlü davranış sergiler. Şekil 2.5'te geçici hali verilen i_{anah1} az sönümlü sinüzoidal davranışa sahip olduğundan, i_{anah2} 'nin $\eta > 1/2$ şartını sağlayan çözümü kullanılmalıdır.



Şekil 2.8: RLC devre modelinde i_{anah2} akımının farklı sönüm oranlarında geçici hali.

(2.23)'teki eşitliğin sağındaki çarpımın ilk kesri, özellikle RLC devrelerinin analizinde karşılaşılan tipik bir formdur. Bu ifadenin $\eta > 1/2$ için zaman domenindeki karşılığı, sıfırdan farklı bir değere oturan az sönümlü sinüzoidal değişimdir. İkinci kesir sabit değerlerden oluştuğundan $i_{anah2}(t)$ 'nin çözülebilmesi

için ilk kesir, Laplace dönüşümünün doğrusallık özelliğinden faydalanılarak (2.24) - (2.25) arasında gösterildiği gibi ayrıştırılmalı ve her bir parçaya ters Laplace dönüşümü uygulanmalıdır [7].

$$\frac{1}{s \cdot \left(s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2\right)} = \frac{1}{\omega_o^2} \cdot \left[\frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2} - \frac{1}{\tau_p \cdot \left(s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2\right)} \right] \quad (2.24)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left(\frac{1}{s \cdot \left(s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2\right)} \right) = \frac{1}{\omega_o^2} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\mathcal{L}^{-1} \left(\frac{1}{s} \right) - \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{s}{s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2} \right) \\ &- \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{1}{\tau_p \cdot \left(s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2\right)} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left(\frac{1}{s} \right) = 1 \quad (2.26)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left(\frac{s}{s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2} \right) = \frac{d}{dt} \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{1}{s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2} \right) + F(0) \quad (2.27)$$

Görüldüğü gibi (2.27)'deki eşitliğin sağ tarafındaki ilk terim, $\eta > 1/2$ şartı göz önünde bulundurularak çözümlerse $i_{anah2}(t)$ 'nin çözümüne ulaşabilir.

$$\frac{1}{s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2} = \frac{1}{(s - s_1)(s - s_2)} = \frac{1}{(s_1 - s_2)} \cdot \left(\frac{1}{s - s_1} - \frac{1}{s - s_2} \right) \quad (2.28)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left(\frac{1}{s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2} \right) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{(s_1 - s_2)} \cdot \left(\frac{1}{s - s_1} - \frac{1}{s - s_2} \right) \right\} \quad (2.29)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{(s_1 - s_2)} \cdot \left(\frac{1}{s - s_1} - \frac{1}{s - s_2} \right) \right\} = \frac{1}{(s_1 - s_2)} \cdot (e^{s_1 t} - e^{s_2 t}) \quad (2.30)$$

$$s_1 = -\frac{1}{2\tau_p} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_p^2} - 4\omega_o^2} \quad (2.31)$$

$$s_2 = -\frac{1}{2\tau_p} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{\tau_p^2} - 4\omega_o^2} \quad (2.32)$$

$$\eta = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} > \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{R^2 \cdot C}{L} > \frac{1}{4} \Rightarrow \frac{4}{L \cdot C} > \frac{1}{R^2 \cdot C^2} \Rightarrow 4\omega_o^2 > \frac{1}{\tau_p^2} \quad (2.33)$$

$\eta > 1/2$ için (2.31) ve (2.32)'deki kareköklerin içi negatif olduğundan, s_1 ve s_2 kökleri kompleksir.

$$\eta = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = \overbrace{R \cdot C}^{\tau_p} \cdot \frac{\overbrace{1}^{\omega_o}}{\sqrt{L \cdot C}} = \tau_p \cdot \omega_o \quad (2.34)$$

$$s_1 = -\frac{1}{2\tau_p} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{\tau_p^2} - 4\omega_o^2} = -\frac{1}{2\tau_p} \cdot [1 - j \cdot \sqrt{(4\eta^2 - 1)}] \quad (2.35)$$

$$s_2 = -\frac{1}{2\tau_p} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{\tau_p^2} - 4\omega_o^2} = -\frac{1}{2\tau_p} \cdot [1 + j \cdot \sqrt{(4\eta^2 - 1)}] \quad (2.36)$$

$$\frac{1}{(s_1 - s_2)} \cdot (e^{s_1 t} - e^{s_2 t}) = \frac{\tau_p \cdot e^{-t/2\tau_p}}{j \cdot \sqrt{(4\eta^2 - 1)}} \cdot \left(e^{j \frac{\sqrt{(4\eta^2 - 1)}}{2\tau_p} t} - e^{-j \frac{\sqrt{(4\eta^2 - 1)}}{2\tau_p} t} \right) \quad (2.37)$$

$$e^{jx} = \cos(x) + j \cdot \sin(x) \quad (2.38)$$

$$e^{-jx} = \cos(x) - j \cdot \sin(x) \quad (2.39)$$

$$e^{jx} - e^{-jx} = j \cdot 2 \cdot \sin(x) \quad (2.40)$$

$$\frac{1}{(s_1 - s_2)} \cdot (e^{s_1 t} - e^{s_2 t}) = \frac{2\tau_p \cdot e^{-t/2\tau_p}}{\sqrt{(4\eta^2 - 1)}} \cdot \sin\left(\sqrt{(4\eta^2 - 1)} \cdot \frac{t}{2\tau_p}\right) \quad (2.41)$$

$$\mathcal{L}^{-1}\left(\frac{1}{s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2}\right) = \frac{2\tau_p \cdot e^{-t/2\tau_p}}{\sqrt{(4\eta^2 - 1)}} \cdot \sin\left(\sqrt{(4\eta^2 - 1)} \cdot \frac{t}{2\tau_p}\right) \quad (2.42)$$

$$\mathcal{L}^{-1}\left(\frac{s}{s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2}\right) = e^{-t/2\tau_p} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \cos\left(\sqrt{(4\eta^2 - 1)} \cdot \frac{t}{2\tau_p}\right) \\ \sin\left(\sqrt{(4\eta^2 - 1)} \cdot \frac{t}{2\tau_p}\right) \\ - \frac{\sin\left(\sqrt{(4\eta^2 - 1)} \cdot \frac{t}{2\tau_p}\right)}{\sqrt{(4\eta^2 - 1)}} \end{array} \right\} \quad (2.43)$$

(2.26), (2.42) ve (2.43)'teki ifadeler (2.25)'te yerlerine konulursa $i_{anah2}(t)$ akımını bulmak için gerekli olan ters Laplace dönüşümü (2.44)'te verildiği gibi tamamlanmış olur. (2.44)'teki ters Laplace dönüşümü (2.23)'te kullanılarak $i_{anah2}(t)$ akımının ifadesi (2.46)'teki gibi bulunabilir.

$$\begin{aligned} & \mathcal{L}^{-1}\left(\frac{1}{s \cdot \left(s^2 + \frac{s}{\tau_p} + \omega_o^2\right)}\right) \\ &= \frac{1}{\omega_o^2} \left\{ 1 - e^{-t/2\tau_p} \cdot \left[\frac{\sin\left(\sqrt{(4\eta^2 - 1)} \cdot \frac{t}{2\tau_p}\right)}{\sqrt{(4\eta^2 - 1)}} + \cos\left(\sqrt{(4\eta^2 - 1)} \cdot \frac{t}{2\tau_p}\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$i_{anah2}(t) = \mathcal{L}^{-1}\{i_{anah2}(s)\} \quad (2.45)$$

$$i_{anah2}(t) = \frac{V_g}{R} \left\{ 1 - e^{-t/2\tau_p} \left[\frac{\sin\left(\sqrt{(4\eta^2 - 1)} \cdot \frac{t}{2\tau_p}\right)}{\sqrt{(4\eta^2 - 1)}} + \cos\left(\sqrt{(4\eta^2 - 1)} \cdot \frac{t}{2\tau_p}\right) \right] \right\} \quad (2.46)$$

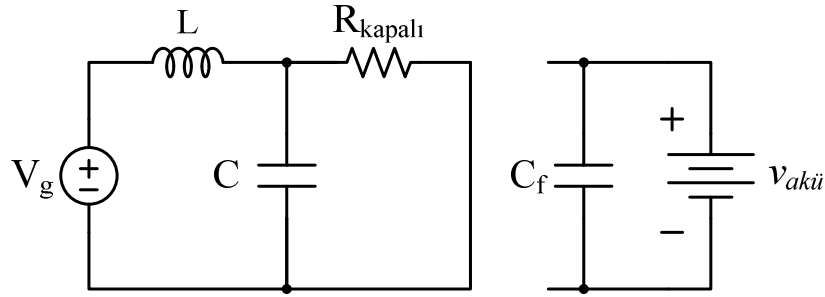
(2.46)'daki $i_{anah2}(t)$ ifadesinde, bu akımın $\frac{\sqrt{(4\eta^2 - 1)}}{2\tau_p}$ açısal frekansında salındığı ve zaman sabitinin $2\tau_p$ olduğu anlaşılmaktadır. Bu veriler, RLC devre modelindeki L ve C elemanlarının değerlerini bulmak için gereklidir.

2.2.2 RLC devre modeli parametrelerinin bulunması

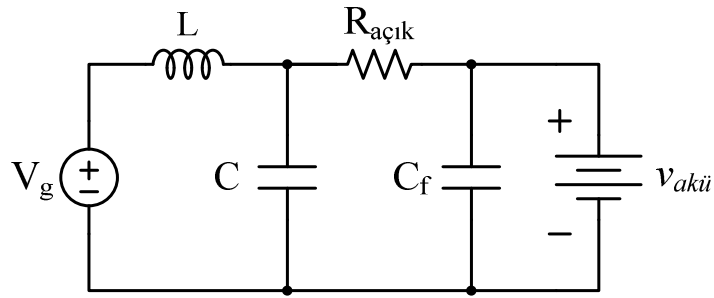
RLC devre modelinde öncelikle doğru gerilim kaynağı (V_g) ve direnç (R) değerleri, fiziksel sistemdeki sürekli hal kısa devre akımı ve kayıplar kullanılarak bulunmalıdır. Fakat bundan önce RLC devre modelini, çıkışına akü bağlanmış fiziksel sistemin davranışını tam olarak yansıtacak şekilde düzenlemek gerekir.

Fiziksel sistemde, çıkışa akü bağlı olduğu durum için belirli bir anahtarlama çalışma oranında Şekil 1.12'de "i_o" olarak adlandırılmış olan kontrolsüz doğrultucunun çıkış

akımı, senkron reaktans nedeniyle yüksek frekanstaki anahtarlama ile sık ve ani biçimde değişmez. Bu akım, anahtar kapalıyken anahtar üzerinden, anahtar açıkken diyot ve akü üzerinden akar. Fakat RLC devre modelinde bobin, kaynak tarafına bağlıdır ve çıkışa akü bağlı olduğu durumda direnç üzerinden geçen akımın, anahtar açıkken ve kapalıyken sabit kalmasını sağlayacak bir unsur yoktur. Sürekli halde direnç üzerindeki akım, anahtar kapalıyken v_c/R , anahtar açıkken $(v_c - v_{akü})/R$ değerlerini alacaktır. Akımın, anahtarlama ile anlık değişim gösterdiği bu durumu ortadan kaldırmak ve bu koldan geçen akımı sabitlemek için direncin değeri, anahtarın konumuna göre değiştirilmelidir. Anahtarın kapalı olduğu durumda devrede olan direnç $R_{kapalı}$, anahtarın açık olduğu durumda devrede olan direnç $R_{açık}$ olarak adlandırılmıştır. Buna göre RLC devre modeli ve aküden oluşan sistem, anahtarın kapalı olduğu durum için Şekil 2.9'da, anahtarın açık olduğu durum için Şekil 2.10'da gösterilmiştir. Anahtar iletimdeyken diyot kesimde, anahtar kesimdeyken diyot iletimde olacaktır.



Şekil 2.9: Anahtarın kapalı olduğu durum için RLC devre modeli ve akü.

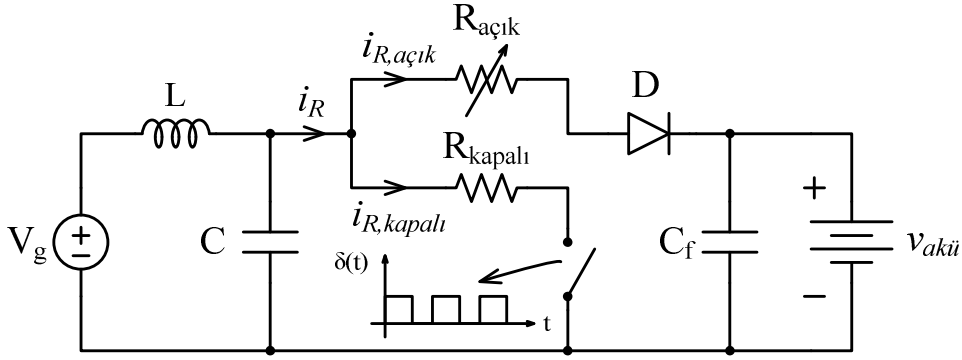


Şekil 2.10: Anahtarın açık olduğu durum için RLC devre modeli ve akü.

Anahtarın açık ve kapalı olduğu durumlarda dirençler üzerinden geçen akımların eşit olması için (2.47)'deki eşitlik sağlanmalıdır. C kondansatörünün gerilimi v_c olmak üzere, $R_{açık}$ direnci kondansatör geriliminin fonksiyonudur. Bu direnç, akımı sabit tutacak şekilde ayarlanan sanal bir parametre olduğundan, değerinin bazı anlarda negatif olmasının bir sakıncası yoktur.

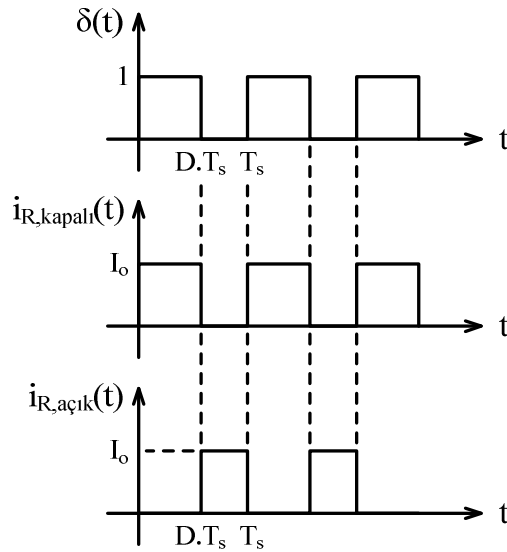
$$\frac{v_c}{R_{kapalı}} = \frac{(v_c - V_{akü})}{R_{açık}} \Rightarrow R_{açık} = R_{kapalı} \cdot \frac{(v_c - V_{akü})}{v_c} \quad (2.47)$$

Bu uyarlama sayesinde akım, farklı dirençler üzerinden geçmesine rağmen değişmediği için, (2.46)'daki akım formu değişmeyecektir; RLC devre modeli sürekli halde akım kaynağı olarak davranacaktır. Oluşturulan RLC devre modeli, fiziksel sistemin akım kısıyıcı özelliğini taşımaktadır. (2.46)'daki R parametresinin RLC modelindeki karşılığı $R_{kapalı}$ 'dır. Çıkışına akü bağlanmış RLC devre modelinin son hali Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



Şekil 2.11: RLC devre modeli ve akü.

RLC devre modelini oluşturma işlemi tamamlandıktan sonra devreki elemanların, fiziksel sistemdeki parametrelere bağlı değer bağıntıları çıkarılabilir. Dirençler üzerinde oluşan kayıpların bulunabilmesi için dirençler üzerinden geçen akımların etkin değerleri hesaplanmalıdır. Sürekli halde $\delta(t)$ anahtarlama sinyaline karşılık dirençlerin üzerinden geçen akımlar Şekil 2.12'deki gibi kare dalga olacaktır.



Şekil 2.12: Anahtar sinyali $\delta(t)$ ve dirençlerin üzerindeki akımlar.

Sürekli halde dirençler üzerinden geçen akımların etkin (rms) değerleri (2.48)'deki gibi bulunur.

$$i_{R,kapalı,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} (i_{R,kapalı}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} I_o^2 dt + \underbrace{\int_{D \cdot T_s}^{T_s} 0 dt}_0 \right)} = \sqrt{D} \cdot I_o \quad (2.48)$$

$$i_{R,açık,rms} = \sqrt{1-D} \cdot I_o \quad (2.49)$$

Bundan sonra RLC modeldeki sürekli kısa devre akımı ile kayıplar, fiziksel sistemdekilere eşitlenerek doğru gerilim kaynağının ve dirençlerin değerleri (2.50) - (2.64) arasındaki hesaplamalarla bulunabilir. Sürekli rejimde akım sabit olduğundan, L bobini uçları arasındaki gerilim farkı sürekli halde sıfır olacaktır. Bu durumda C kondansatörünün gerilimi (v_C), doğru gerilim kaynağı gerilimine (V_g) eşit olacaktır.

Fiziksel sistemde sürekli halde generatörün bir faz akımının etkin değeri (I_a), kutup tekerleği geriliminin (E_f), sargı direncinin (R_a), senkron endüktansın (L_s), elektriksel açısal hızın (ω_e), anahtarlama çalışma oranının (D) ve akü gerilimin ($V_{akü}$) karmaşık bir fonksiyonudur. Akü geriliminin, kutup tekerleği geriliminden yeterince düşük olduğu durum için faz akımının değeri, sürekli kısa devredeki değerine eşit kabul edilebilir. Ayrıca bu değer hesaplanabilir veya ölçülebilir. Parametre hesaplama işlemleri, faz akımının etkin değerinin (I_a) bilindiği varsayılarak yapılmıştır. I_o , üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun çıkış akımının ortalama değeridir ve RLC modelde sürekli halde direnç kolundan geçen akıma eşittir.

$$v_C = V_g \text{ (sürekli halde)} \quad (2.50)$$

$$I_R = I_o = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_a \quad (2.51)$$

$$I_a = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \cdot I_o \quad (2.52)$$

$$P_{fiziksel} = 3 \cdot I_a^2 \cdot R_a \quad (2.53)$$

$$P_{model} = (i_{R,kapalı,rms})^2 \cdot R_{kapalı} + (i_{R,açık,rms})^2 \cdot R_{açık} \quad (2.54)$$

$$P_{model} = D \cdot I_o^2 \cdot R_{kapalı} + (1 - D) \cdot I_o^2 \cdot R_{açık} \quad (2.55)$$

$$P_{model} = D \cdot I_o^2 \cdot R_{kapalı} + (1 - D) \cdot I_o^2 \cdot \left(R_{kapalı} \cdot \frac{(V_g - V_{akü})}{V_g} \right) \quad (2.56)$$

$$P_{model} = I_o^2 \cdot R_{kapalı} \cdot \left(\frac{V_g - (1 - D) \cdot V_{akü}}{V_g} \right) \quad (2.57)$$

$$P_{model} = P_{fiziksel} \Rightarrow I_o^2 \cdot R_{kapalı} \cdot \left(\frac{V_g - (1 - D) \cdot V_{akü}}{V_g} \right) = 3 \cdot \left(\frac{\pi}{3\sqrt{2}} \cdot I_o \right)^2 \cdot R_a \quad (2.58)$$

$$V_g = I_o \cdot R_{kapalı} \quad (2.59)$$

$$I_o \cdot V_g \cdot \left(\frac{V_g - (1 - D) \cdot V_{akü}}{V_g} \right) = 3 \cdot \left(\frac{\pi}{3\sqrt{2}} \cdot I_o \right)^2 \cdot R_a \quad (2.60)$$

$$V_g - (1 - D) \cdot V_{akü} = \frac{\pi^2}{6} \cdot I_o \cdot R_a \quad (2.61)$$

$$V_g = \frac{\pi^2}{6} \cdot I_o \cdot R_a + (1 - D) \cdot V_{akü} \quad (2.62)$$

$$R_{kapalı} = \frac{V_g}{I_o} = \frac{\pi^2}{6} \cdot R_a + \frac{(1 - D) \cdot V_{akü}}{I_o} \quad (2.63)$$

$$R_{açık}(t) = R_{kapalı} \cdot \frac{(v_C(t) - V_{akü})}{v_C(t)} \quad (2.64)$$

Sürekli rejim parametreleri bulunduktan sonra devrenin geçici rejim karakteristiğini belirleyen endüktans (L) ve kapasite (C) değerleri bulunabilir. (2.9)'da verilen fiziksel sistemdeki kısa devre akımının anlık değer bağıntısı ile (2.46)'de verilen RLC devre modelindeki kısa devre akımının anlık değer bağıntısının karakteristik parametreleri eşitlenmelidir. Fiziksel sistemin zaman sabiti τ_s , salınım açısal frekansı ω_e 'dir. RLC devre modelinin zaman sabiti $2\tau_p$, salınım açısal frekansı $\sqrt{(4\eta^2 - 1)}/2\tau_p$ 'dir.

$$2\tau_p = \tau_s \Rightarrow 2 \cdot R_{kapalı} \cdot C = \frac{L_s}{R_a} \quad (2.65)$$

$$C = \frac{L_s}{2 \cdot R_a \cdot R_{kapalı}} = \frac{L_s}{2 \cdot R_a \cdot \left(\frac{\pi^2}{6} \cdot R_a + \frac{(1-D) \cdot V_{akü}}{I_o} \right)} \quad (2.66)$$

$$\frac{\sqrt{(4\eta^2 - 1)}}{2\tau_p} = \omega_e \Rightarrow \eta^2 = \frac{R_{kapalı}^2 \cdot C}{L} = \frac{4 \cdot \tau_p^2 \cdot \omega_e^2 + 1}{4} \quad (2.67)$$

$$L = \frac{4 \cdot R_{kapalı}^2 \cdot C}{4 \cdot R_{kapalı}^2 \cdot C^2 \cdot \omega_e^2 + 1} = \frac{4 \cdot R_{kapalı}^2 \cdot \left(\frac{L_s}{2 \cdot R_a \cdot R_{kapalı}} \right)}{4 \cdot R_{kapalı}^2 \cdot \left(\frac{L_s}{2 \cdot R_a \cdot R_{kapalı}} \right)^2 \cdot \omega_e^2 + 1} \quad (2.68)$$

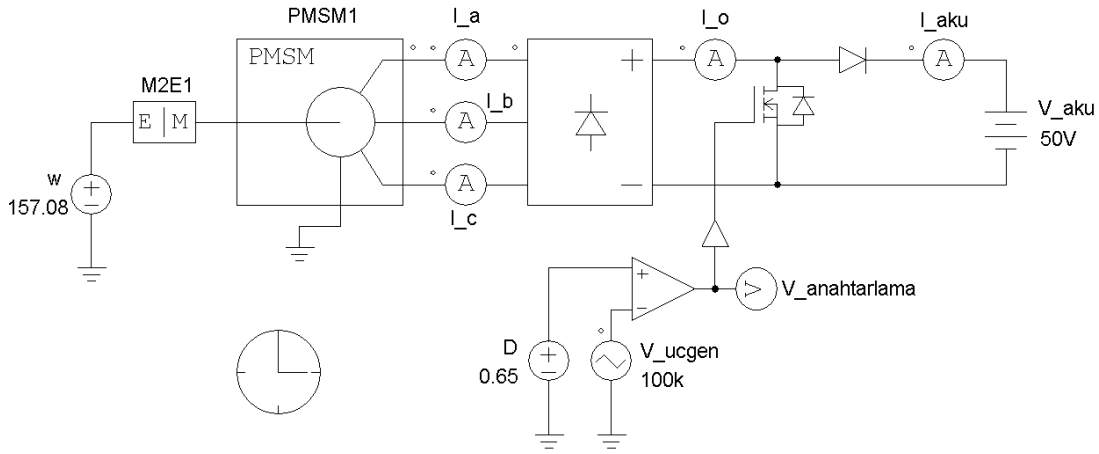
$$L = \frac{4 \cdot R_{kapalı}^2 \cdot \left(\frac{L_s}{2 \cdot R_a \cdot R_{kapalı}} \right)}{4 \cdot R_{kapalı}^2 \cdot \left(\frac{L_s}{2 \cdot R_a \cdot R_{kapalı}} \right)^2 \cdot \omega_e^2 + 1} = \frac{2 \cdot \frac{L_s}{R_a} \cdot R_{kapalı}}{\left(\frac{L_s}{R_a} \right)^2 \cdot \omega_e^2 + 1} \quad (2.69)$$

$$L = \frac{2 \cdot \frac{L_s}{R_a} \cdot \left(\frac{\pi^2}{6} \cdot R_a + \frac{(1-D) \cdot V_{akü}}{I_o} \right)}{\left(\frac{L_s}{R_a} \right)^2 \cdot \omega_e^2 + 1} \quad (2.70)$$

Buraya kadar yapılan parametre hesapları, yuvarlak rotorlu senkron generatör ve anahtarlama modlu doğrultucudan oluşan sistemin, birtakım varsayımlar ve ihmaller doğrultusunda oluşturulan RLC devre modeli için geçerlidir. Fakat geçici hal davranışı ve sürekli hal davranışı bilinen her sistemin RLC devre modeli oluşturulabilir. Bir sistemin RLC devre modeli parametrelerini hesaplamak için gerekli olan ikinci dereceden denklem parametreleri (2.1) - (2.10) arasında yapıldığı gibi analitik yöntemlerle elde edilebileceği gibi, deneysel veya benzetimsel olarak da çıkarılabilir.

İSMG ve AMD'dan oluşan gerçek sistemdeki çıkış akımının ikinci dereceden denklem parametreleri bir benzetim yazılımı yardımıyla elde edilebilir. Bunun için akım dalga şekli çizdirilir ve akımın sürekli hal değeri, salınım frekansı ve zaman sabiti şekil üzerinden ölçülür. Bu değerler ve sistemin diğer parametreleri kullanılarak RLC devre modeli parametreleri oluşturulur.

Gerçek sistemin benzetimi PSIM'de yapılmıştır. Sistem Şekil 2.13'te gösterildiği gibi kurulmuştur.



Şekil 2.13: ĨMSG ve AMD'dan oluşan sistemin PSIM'de kurulması.

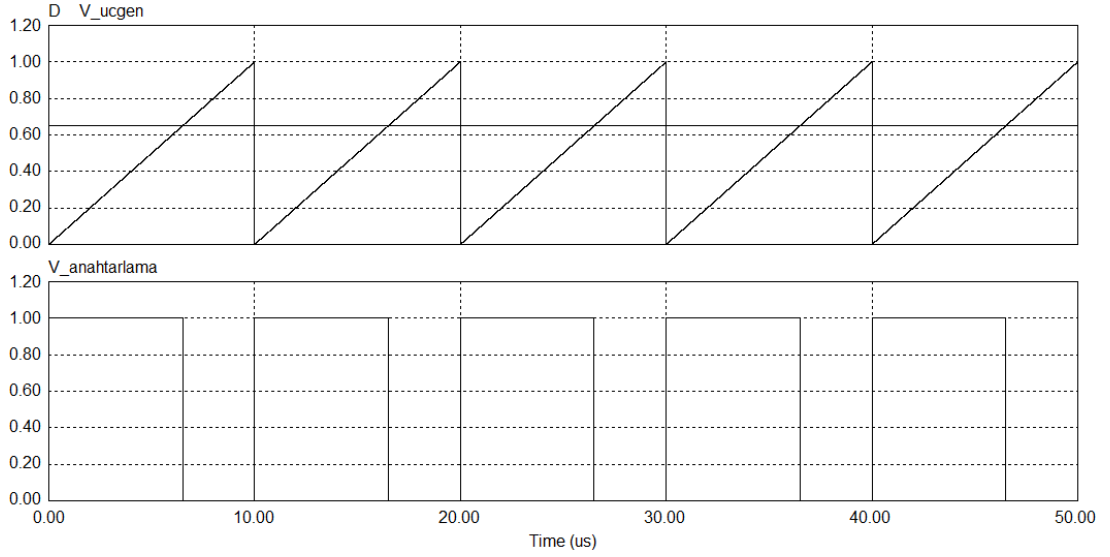
Şekil 2.13'teki "w" adlı doğru gerilim kaynağının değeri, ĨMSG'ün 1500 devir/d dönüş hızına karşılık düşen açısal hızdır. "M2E1" elemanı elektriksel değeri mekanik değere dönüştürür. "PMSM1" elemanı, yani ĨMSG, 1500 devir/d hız ile döndürülmektedir. Akü, bir doğru gerilim kaynağı ile temsil edilmiştir. Sistemin kontrol tarafında ise anahtarlama çalışma oranı değerine sahip "D" adlı sabit doğru gerilim kaynağı ile 100k Hz frekansında üçgen dalga gerilim üreten "V_ucgen" elemanları karşılaştırılıp, MOSFET'in anahtarlama için kare dalga gerilim oluşturulmaktadır.

Çizelge 1.1'de verilen ĨMSG'ün parametrelerinin, benzetimdeki "PMSM1" elemanına karşılık düşen parametreleri Şekil 2.14'te verilmiştir. PSIM'de generatörde endüklenen gerilim, her 1000 devir/d hız için faz arası gerilimin tepe değeri cinsinden girildiğinden, Şekil 2.14'teki "Vpk/krpm" değeri olan 87,116V'un, faz arası etkin değer olarak karşılığı 92,4V'tur. "PMSM1" elemanının mekanik zaman sabiti ve eylemsizlik momenti için sıfıra yakın değerler atanmıştır.

Şekil 2.15'te anahtarlama çalışma oranını üreten "D" gerilimi ile "V_ucgen" adlı üçgen dalga gerilimin karşılaştırılması ile elde edilen kare dalga gerilim gösterilmektedir. Sistem 0,65 anahtarlama çalışma oranında çalıştırılmaktadır.

		Display
Name	PMSM1	☒
Rs (stator resistance)	0.77	☐
Ld (d-axis ind.)	6.15e-3	☐
Lq (q-axis ind.)	36.2e-3	☐
Vpk / krpm	87.116	☐
No. of Poles P	4	☐
Moment of Inertia	1e-6	☐
Mech. Time Constant	1e-6	☐
Torque Flag	0	☐
Master/Slave Flag	0	☐

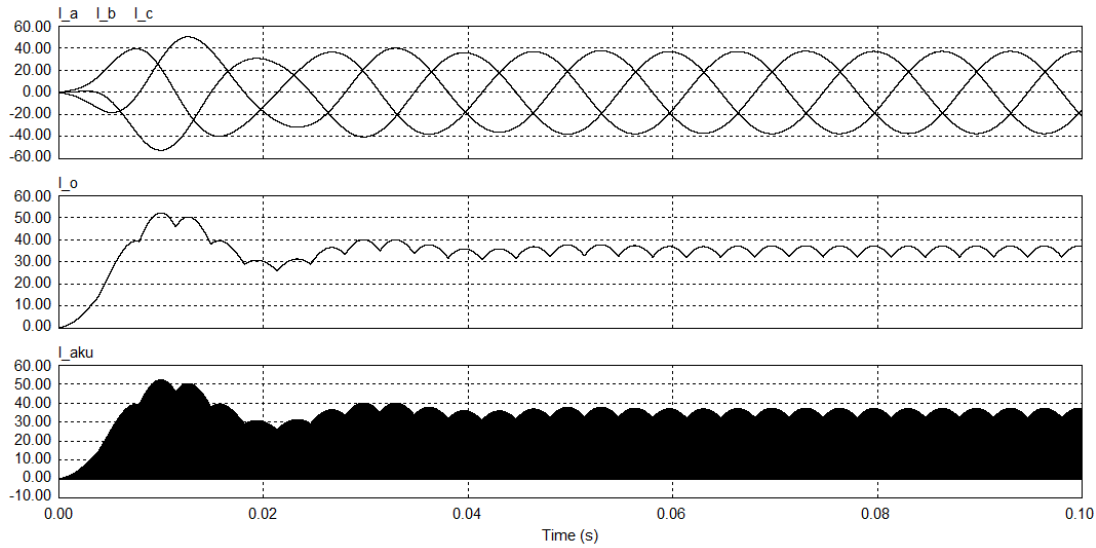
Şekil 2.14: “PMSM1” elemanı parametreleri.



Şekil 2.15: Çalışma oranı, taşıyıcı üçgen dalga ve kare dalga anahtarlama sinyali.

Şekil 2.13’te gösterildiği gibi kurulan gerçek sistemin benzetimi bu haliyle yürütüldüğünde devredeki akımların dalga şekilleri Şekil 2.16’daki gibi olmaktadır. Üsttekiler generatörün faz akımları, ortadaki üç fazlı doğrultucunun çıkış akımı, alttaki akü akımıdır. Akü akımı, üç fazlı doğrultucunun çıkış akımının $(1-D)$ çalışma oranında kıyılmış halidir.

Görüldüğü gibi, akımlar sönümlü sinüzoidal davranış sergilemektedir. Yaklaşık 0,06 saniyeden sonra akımlardaki değişimlerin ihmal edilebilecek boyutlarda olduğu söylenebilir.



Şekil 2.16: Gerçek sistemin PSIM benzetiminde ortaya çıkan dalga şekilleri.

“ I_o ” akımının, faz akımlarının tepelerinden kaynaklanan dalgacıklardan arındırılmış, ortalanmış halini RLC devre modelinde elde etmek için bu akımın sürekli haldeki ortalaması bilinmelidir. Akımdaki değişimin iyice azalması için benzetim 1 saniye boyunca yürütülmüş ve 0,96 s - 1,00 s arasında akımın tepe değeri 37,28A olarak ölçülmüştür. Akü geriliminin 50V, çalışma oranının 0,65 olduğu durum için V_g ve $R_{kapalı}$ parametreleri (2.71) - (2.73) arasındaki gibi hesaplanabilir.

$$I_{a,tepe} = 37,28 A \Rightarrow I_o = \frac{3}{\pi} \cdot I_{a,tepe} = 35,60 A \quad (2.71)$$

$$V_g = \frac{\pi^2}{6} \cdot I_o \cdot R_a + (1 - D) \cdot V_{akü} = \frac{\pi^2}{6} \cdot 35,60 \cdot 0,77 + (1 - 0,65) \cdot 50 = 62,59 V \quad (2.72)$$

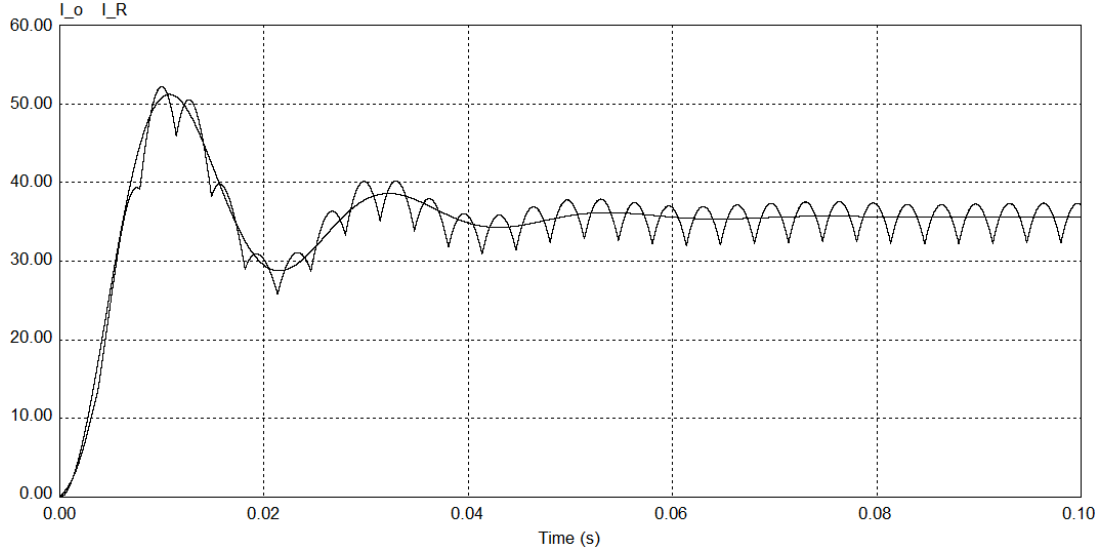
$$R_{kapalı} = \frac{V_g}{I_o} = \frac{62,59}{35,60} = 1,758 \Omega \quad (2.73)$$

Gerçek sistemdeki “ I_o ” akımının yaklaşık 0,06 saniyeden sonra ihmal edilebilecek boyutlarda değiştiği ve bu sürenin zaman sabitinin beş katına eşit olduğu varsayılırsa RLC devre modelindeki C ve L parametreleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$C = 3,70 mF \quad (2.74)$$

$$L = 2,95 mH \quad (2.75)$$

RLC devre modeli bu parametrelerle kurulduğunda, “ I_o ” ve “ I_R ” akımları Şekil 2.17’deki gibi olmaktadır. Sinüs dalgacıklı akım “ I_o ”, düz olan akım “ I_R ”dir.

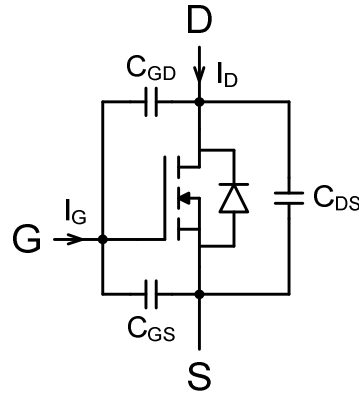


Şekil 2.17: PSIM benzetiminden I_o ve I_R akımları.

(2.72) - (2.75) arasında bulunan parametrelerle kurulan RLC devre modelinin, gerçek sistemin sinüs dalgacıklarından arındırılmış, ortalanmış ikinci dereceden devre davranışını yansıttığı görülmektedir.

2.3 MOSFET Gecikmeleri

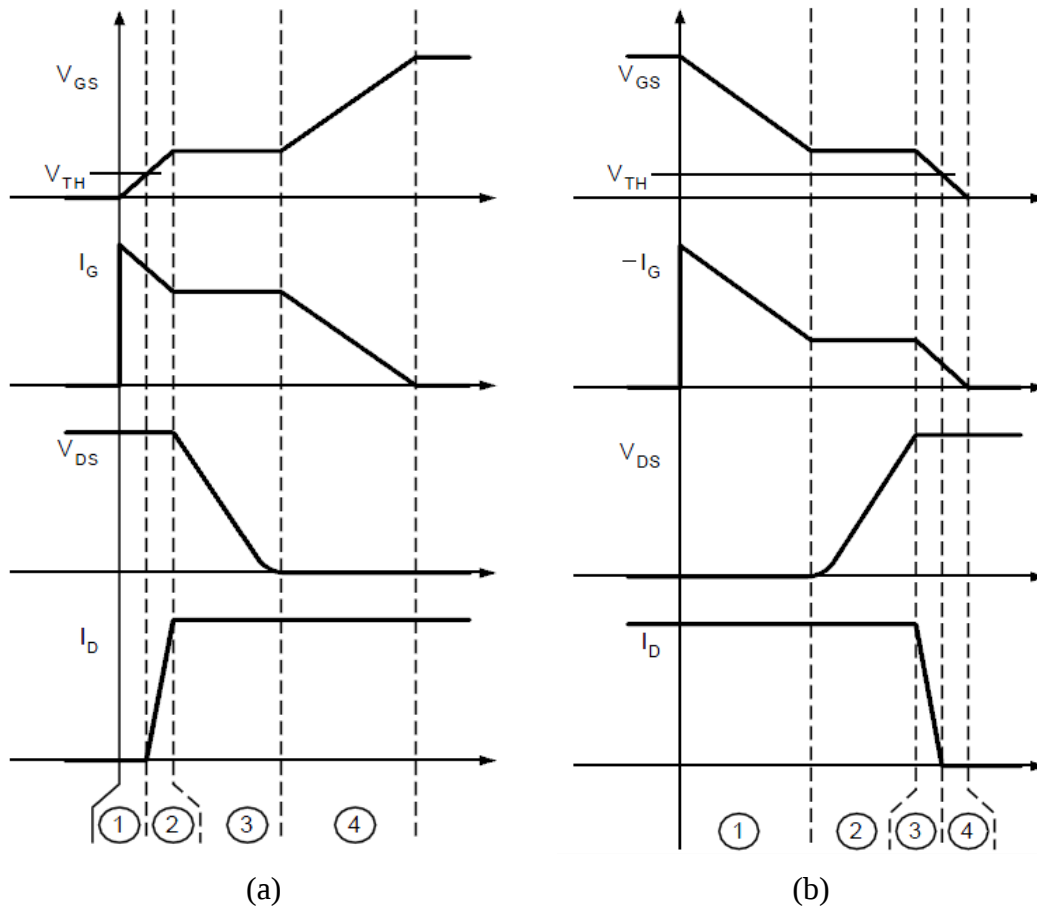
MOSFET, gerilim kontrollü bir yarıiletken elemandır. Kesim, lineer ve doyma olmak üzere MOSFET'in üç çalışma bölgesi vardır. Güç uygulamalarında yüksek frekansta anahtarlama için MOSFET lineer bölgede çalıştırılır. Güç MOSFET'leri arasında en fazla kullanılan çeşit olan ve genellikle üretim aşamasında gövde ucu (B) kaynak ucuna (S) bağlanan n-kanallı çoğalan tip MOSFET'in iç yapısındaki kondansatörler Şekil 2.18'de basitleştirilmiş biçimde gösterilmiştir. G (*Gate*) kapı, D (*Drain*) savak, S (*Source*) kaynak ve kaynak ucuna bağlı oklu uç B (*Body*) gövde uçlarıdır.



Şekil 2.18: N-kanallı çoğalan tip MOSFET'in basitleştirilmiş iç kondansatörleri.

Gövde ucu kaynak ucuna bağlanmış n-kanallı çoğalan tip MOSFET'in tamamen ilettime geçmesi için, C_{GS} ve C_{GD} kondansatörlerinin, MOSFET'in kapı-kaynak (*gate-source*) uçları arasına uygulanan pozitif gerilim ile doldurulması gerekir. Kesime götürüldüğünde ise C_{GS} kondansatörünün, gerilimi eşik geriliminin altına düşünceye kadar boşaltılması ve C_{GD} kondansatörünün önce boşaltılıp ardından gerilimi V_{DS} gerilimine ulaşınca kadar ters kutuplu doldurulması gerekir. MOSFET iletimdeyken paralel duruma geçen C_{GS} VE C_{GD} kapasitelerinin matematiksel toplamına "giriş kapasitesi" denir.

MOSFET sürücüsü MOSFET'in ilettime geçmesi için kapı-kaynak (G-S) uçları arasına pozitif gerilim uyguladığında, bu kondansatörler bir anda dolmadığı için MOSFET bir anda ilettime geçmez. Kapı-kaynak uçları arasına bir direnç üzerinden gerilim uygulanan MOSFET'te ilettime geçiş ve kesime gidiş esnasında MOSFET'in uçlarındaki akımların ve gerilimlerin değişimi basitleştirilmiş olarak Şekil 2.19'da gösterilmiştir [8].



Şekil 2.19: İletime geçiş (a) ve kesime gidiş (b) esnasında MOSFET uçlarındaki akımların ve gerilimlerin basitleştirilmiş hali.

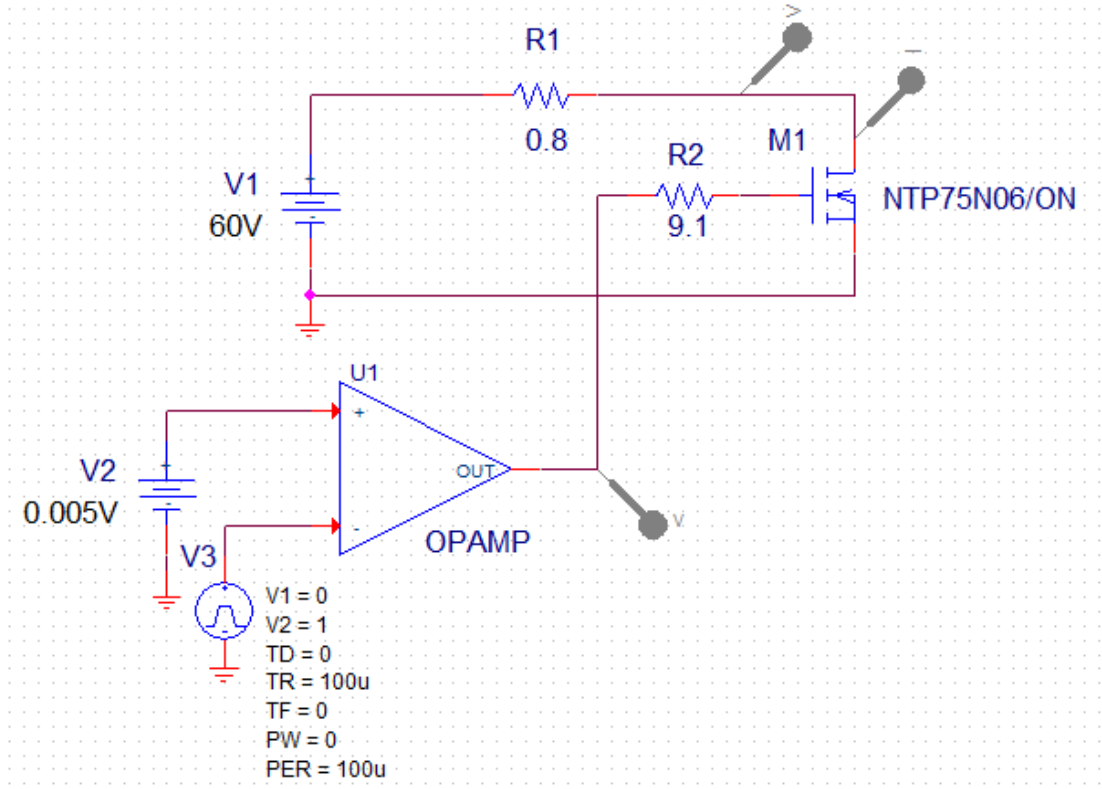
Savak-kaynak (D-S) uçları arasında pozitif gerilim farkı varken, MOSFET'in iletme geçmesi için kapı-kaynak (G-S) uçları arasına pozitif gerilim uygulandığında C_{GS} kondansatörü dolmaya başlar. Şekil 2.19(a)'da 1 numaralı bölgede C_{GS} kondansatörünün gerilimi, eşik gerilimine (V_{TH}) ulaşınca kadar MOSFET tamamen kesimde kalır. Bu bölgede C_{GD} kondansatörü üzerinden çok az akım akar. C_{GS} kondansatörünün gerilimi, eşik gerilimini aştığında 2 numaralı bölgeye geçilir; bu noktadan itibaren MOSFET, savak-kaynak arasından iletmeye başlar. Bu bölgede MOSFET'in savak akımı (I_D) yükselirken, savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (V_{DS}) sabittir. Savak-kaynak uçları arasında yüksek akım akarken gerilim farkının yüksek olması, bu bölgede MOSFET üzerinde yüksek güç kaybının oluşmasına neden olur. Sahip olduğu süre görece kısa olsa da, bu sürenin neredeyse sabit olması nedeniyle, anahtarlama frekansının çok yüksek, anahtarlama periyodunun çok düşük olması durumunda 2 numaralı bölgenin, anahtarlama periyoduna oranı yüksek olur. Aynı olgu MOSFET'in kesime gidişi sırasında da mevcuttur. Bu durum ortalama güç kaybının yüksek olmasına yol açtığından bu bölgelerin süre olarak uzunluğu, MOSFET üzerinde izin verilen en yüksek güç kaybına göre anahtarlama frekansının üst sınırını belirler.

MOSFET'in savak akımı (I_D), kısa devre akımı değerine ulaştığında savak-kaynak gerilimi (V_{DS}) düşmeye başlar. 3 numaralı bu bölgede V_{GS} gerilimi sabittir. MOSFET sürücüsünün sağladığı akımın neredeyse tümü C_{GD} kondansatörü üzerinden akarak, ters kutuplanmış C_{GD} kondansatörünü boşaltır. Bu sayede C_{DS} kondansatörünün gerilimi, dolayısıyla V_{DS} gerilimi düşer. Bu bölge içinde C_{GD} kondansatörü önce boşaltılır ve daha sonra C_{GS} kondansatörü ile aynı kutuptaki gerilimle doldurulur. C_{GD} kondansatörünün geriliminin, C_{GS} kondansatörü gerilimine yaklaşmasıyla C_{DS} kondansatörünün gerilimi neredeyse sıfır olur. V_{DS} geriliminin çok düşük olması, MOSFET iletim direncinin çok düşük olmasını sağlar. Uygulanan daha yüksek gerilime rağmen V_{GS} geriliminin sabit kalması olgusuna "Miller Etkisi", buna neden olan C_{GD} kondansatörüne de "Miller Kondansatörü" denir. MOSFET'in tamamen iletme geçmesi için sadece C_{GS} kondansatörünün değil, ters kutuplanmış C_{GD} kondansatörünün de doldurulması gerektiğinden, C_{GD} kondansatörü giriş kapasitesini yükseltmiş olur. MOSFET'in savak-kaynak uçları arası gerilim (V_{DS}) düşük seviyeye indiğinde, MOSFET bir anahtardan beklendiği şekilde iletme geçmiş olur. Bu andan itibaren, 4 numaralı bölgede C_{GS} ve C_{GD} kondansatörlerinin

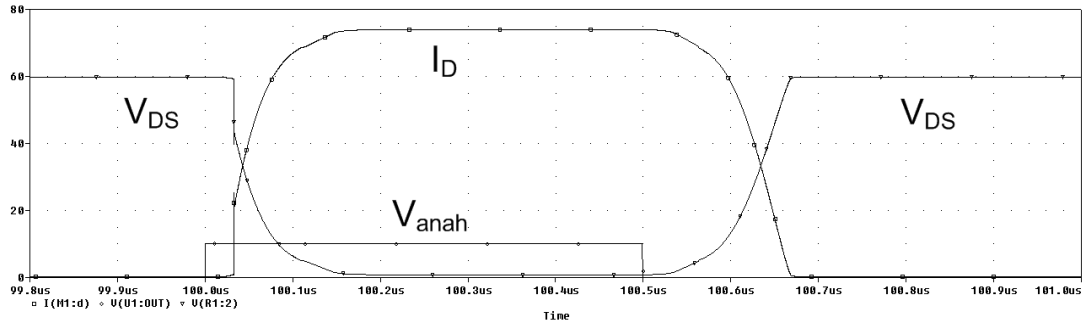
gerilimleri, MOSFET sürücüsünün uyguladığı gerilime ulaşıncaya kadar artar. Bu artış, MOSFET iletim direncinin biraz daha düşmesini sağlar. MOSFET'in kesime gidişi esnasında, iletme geçişteki durumlar ters sırayla meydana gelir.

MOSFET'lerin veri sayfalarında belirli kapı-kaynak geriliminde, C_{GS} ve C_{GD} kondansatörlerini doldurmak için gerekli yük miktarı ile iletme geçiş ve kesime gidiş süreleri belirtilmektedir. Fakat anahtarlama süreleri olarak Şekil 2.19(a) ve Şekil 2.19(b)'deki 1 ve 2 numaralı bölgelerin süreleri verilir; 1 numaralı bölge "iletim/kesim gecikmesi", 2 numaralı bölge "yükselme/alçalma süresi" olarak adlandırılır. MOSFET'in ideal bir anahtar olarak davranması için anahtarlama esnasında 3 numaralı bölgenin de sona ermesi gerektiğinden, bu çalışmada Şekil 2.19(a) ve Şekil 2.19(b)'deki 1, 2, 3 numaralı bölgelerin sürelerinin toplamı iletim/kesim gecikmesi olarak adlandırılmıştır.

Ayrıca, üreticilerin bu süreleri belirlemek için yaptığı testler, bu süreleri olabildiğince düşük çıkaracak şekilde, anahtarlanan yükün direnç olduğu deney düzeneklerinde ve en iyi sıcaklıklarda yapıldığından iletme geçiş ve kesime gidiş süreleri pratikte daha yüksek olacaktır. MOSFET uçlarındaki parazitik endüktansların bile etkilediği bu süreler, endüktif devrelerde veri sayfalarında belirtildiğinden oldukça yüksek olacaktır. Örneğin NTP75N06 kodlu 60V, 75A değerlerine sahip MOSFET için 10V kapı-kaynak geriliminde (V_{GS}) ve $9,1\Omega$ kapı direncinde veri sayfasında verilen ortalama süreler şöyledir: İletim gecikmesi 16ns, yükselme süresi 112ns, kesim gecikmesi 90ns, alçalma süresi 100ns. NTP75N06 kodlu MOSFET'in, üreticisinden temin edilen PSpice modeliyle oluşturulan Şekil 2.20'deki test devresinde, direnç yükü için yapılan benzetimde, tamamen iletme geçiş süresi 180ns, tamamen kesime gidiş süresi 175ns olarak Şekil 2.21'deki dalga şekilleri üzerinden ölçülmüştür. Bu değerler NTP75N06'nın veri sayfasında verilen bilgilere uyum sağlamaktadır.

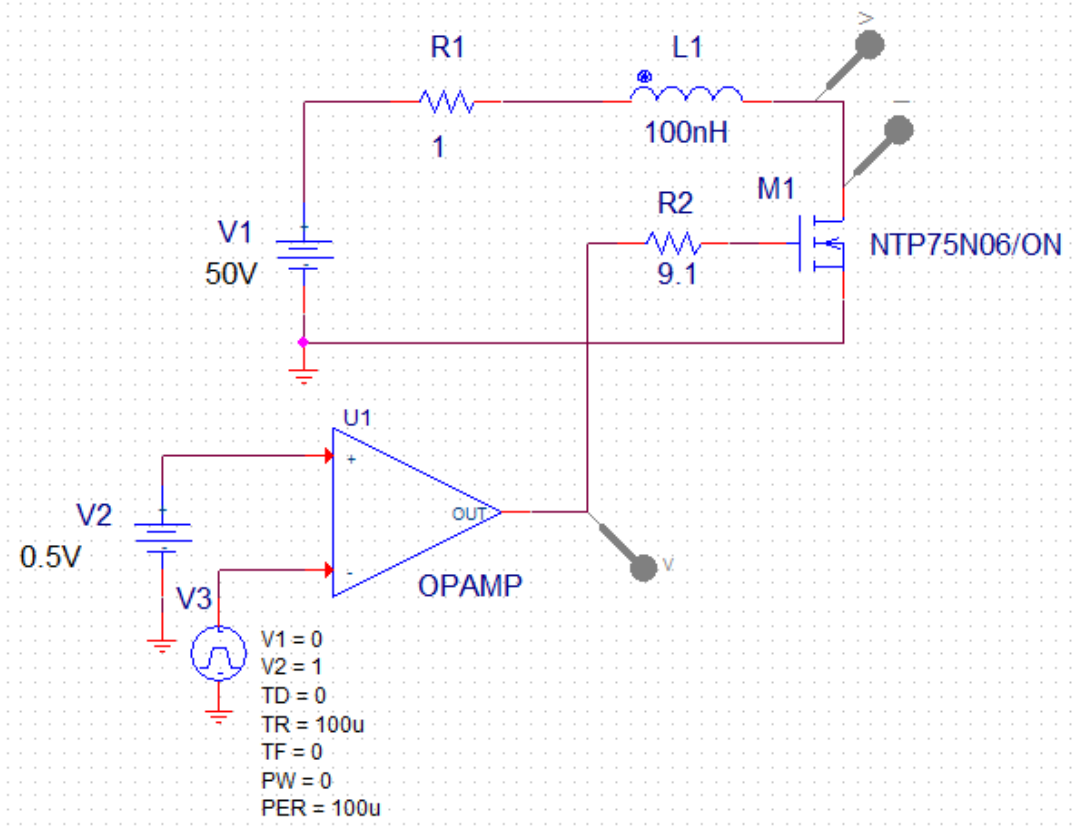


Şekil 2.20: NTP75N06 MOSFET'i için PSpice'ta kurulan direnç yükü test devresi.

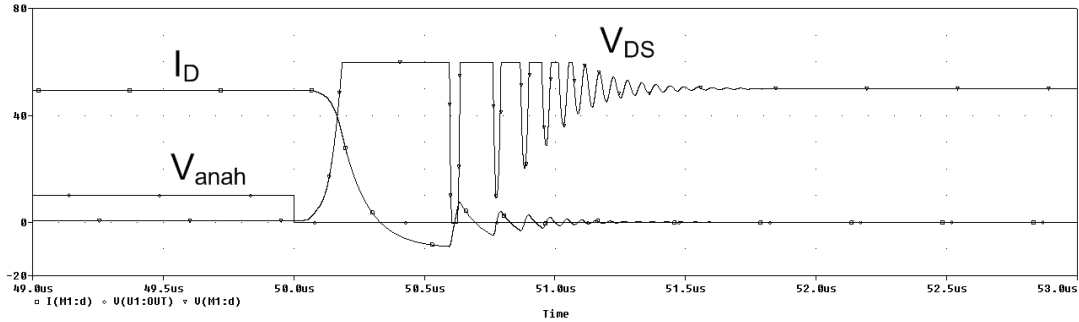


Şekil 2.21: NTP75N06 MOSFET'i için PSpice'ta kurulan direnç yükü test devresi dalga şekilleri.

Test devresine bobin eklenirse, RL devresinde akım bir anda artmadığı için MOSFET'in iletme geçme süresi tam olarak ölçülemez fakat kesim süresinin nasıl değiştiği gözlenebilir. Daha da önemlisi, MOSFET'in iç kapasitelerine seri bağlanan endüktansın neden olduğu salınımın anahtarlama üzerindeki olumsuz etkisi görülebilir. NTP75N06 MOSFET'inin endüktif yükü anahtarladığı durum için kurulan test devresi Şekil 2.22'de, bu devreden elde edilen kesime gitme esnasındaki dalga şekilleri Şekil 2.23'te görülebilir.



Şekil 2.22: NTP75N06 MOSFET'i için PSpice'ta kurulan RL yükü test devresi.



Şekil 2.23: NTP75N06 MOSFET'i için PSpice'ta kurulan RL yükü test devresi kesime gitme dalga şekilleri.

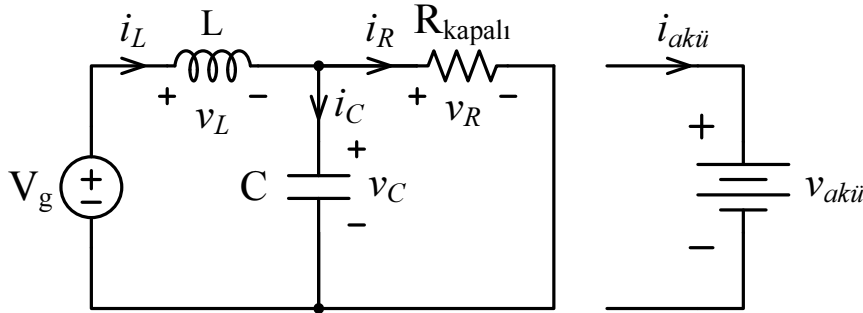
Şekil 2.23'ten elde edilen veriye göre, Şekil 2.22'deki gibi PSpice'ta kurulan devredeki NTP75N06 kodlu MOSFET'in tamamen kesime gitme süresi 1760ns'dir. Endüktans değeri arttıkça bu süre uzamaktadır, hatta çok büyük endüktans değerleri için, RL devresinin doğal davranışı ile akım yeteri kadar sönümleninceye kadar MOSFET kesime gitmemektedir. Ayrıca, bobin akımının bir anda kesilmeye çalışılması sonucu bobin uçlarında endüklenen yüksek ters gerilim, MOSFET'in gerilim sınırını zorlamaktadır. Endüktif devrelerin anahtarlanması, akımın bir anda kesilememesi sorunu MOSFET'e, kesime gitme süresinin epey uzaması hatta istenmemesine rağmen sürekli iletimde kalınması, anahtarlama kayıplarının artması,

olmasıdır. Hiçbir zaman $R_{kapalı}$ ve $R_{açık}$ dirençleri üzerinden aynı anda akım geçmemektedir. Bu devre bu şekilde benzetim programlarında kurulup yürütülürse, $R_{kapalı}$ direnci üzerindeki gerilim $V_{akü}$ gerilimini aştığı anda D diyodu iletme geçer ve Raçık üzerinden akım akar. Bu sakıncalı durumun benzetim programında basit bir anahtar ile engellenmesi gerekir.

2.4.1 İdeal RLC devre modelinin transfer fonksiyonu

RLC devre modelindeki MOSFET ideal olduğu, yani MOSFET'in kapı-kaynak uçları (G-S) arasına uygulanan gerilimle anında tamamen iletme geçtiği, bu gerilimin sıfıra eşitlenmesiyle MOSFET'in anında tamamen kesime gittiği durumda, $G(s)$ transfer fonksiyonunu elde etmek için Şekil 2.24'teki devre, anahtarın konumuna göre çözülmeli ve akü akımının ($i_{akü}$) s-domenindeki ifadesi devredeki değişkenlerin anahtarlama periyodu boyunca ortalaması alınarak bulunmalıdır.

MOSFET iletimdeyken RLC devre modeli Şekil 2.25'te gösterilen durumda olur. Bu alt devre (2.77) - (2.81) arasındaki gibi çözülür.



Şekil 2.25: MOSFET iletimdeyken RLC devre modeli.

$$V_g = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + v_C(t) \quad (2.77)$$

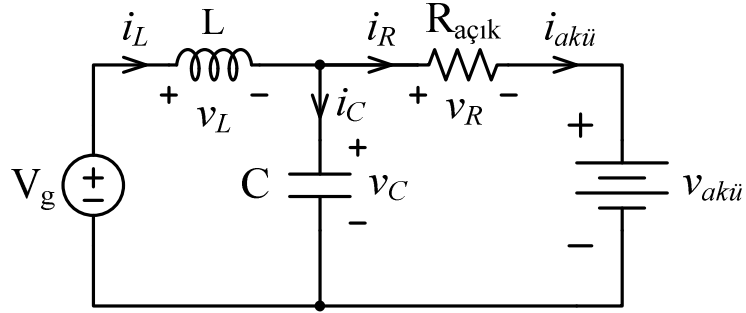
$$i_L(t) = i_C(t) + i_R(t) = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \quad (2.78)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [V_g - v_C(t)] \quad (2.79)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left[i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \right] \quad (2.80)$$

$$i_{akü}(t) = 0 \quad (2.81)$$

Anahtar kesimdeyken RLC devre modeli Şekil 2.26'daki durumu alır. Bu alt devre de (2.82) - (2.88) arasındaki gibi çözülür.



Şekil 2.26: MOSFET kesimdeyken RLC devre modeli.

$$V_g = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + v_C(t) \quad (2.82)$$

$$i_L(t) = i_C(t) + i_R(t) = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{v_C(t) - v_{akü}}{R_{açık}} \quad (2.83)$$

$$R_{açık}(t) = R_{kapalı} \cdot \frac{(v_C(t) - V_{akü})}{v_C(t)} \quad (2.84)$$

$$\Rightarrow i_L(t) = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \quad (2.85)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [V_g - v_C(t)] \quad (2.86)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left[i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \right] \quad (2.87)$$

$$i_{akü}(t) = i_R(t) = \frac{v_C(t) - v_{akü}}{R_{açık}} = \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \quad (2.88)$$

Anahtarın konumuna göre değişkenlerin bağıntıları, yani devrenin durum-uzay modeli Çizelge 2.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 2.1: Anahtarın konumuna göre RLC devre modeli bağıntıları.

Bağıntı	MOSFET iletimdeyken (d)	MOSFET kesimdeyken (1-d)
$\frac{di_L(t)}{dt}$	$\frac{1}{L} \cdot [V_g - v_C(t)]$	$\frac{1}{L} \cdot [V_g - v_C(t)]$
$\frac{dv_C(t)}{dt}$	$\frac{1}{C} \cdot \left[i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \right]$	$\frac{1}{C} \cdot \left[i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \right]$
$i_{akü}(t)$	0	$\frac{v_C(t)}{R_{kapalı}}$

RLC devre modelindeki değişkenler anahtarın konumuna göre çözüldükten sonra, bu değişkenlerin anahtarlama periyodu boyunca ortalaması alınır, sistem ortalanan biçimde kolayca çözülür ve transfer fonksiyonu elde edilir. Bunun için değişkenlerin bağıntıları, anahtarın iletimde olduğu durum için (d) ile, anahtarın kesimde olduğu durum için (1-d) ile çarpılır ve bu çarpımlar toplanır.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = d \cdot \left\{ \frac{1}{L} \cdot [V_g - v_C(t)] \right\} + (1-d) \cdot \left\{ \frac{1}{L} \cdot [V_g - v_C(t)] \right\} \quad (2.89)$$

$$\Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [V_g - v_C(t)] \quad (2.90)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = d \cdot \left\{ \frac{1}{C} \cdot \left[i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \right] \right\} + (1-d) \cdot \left\{ \frac{1}{C} \cdot \left[i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \right] \right\} \quad (2.91)$$

$$\Rightarrow \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left[i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \right] \quad (2.92)$$

$$i_{akü}(t) = (1-d) \cdot \frac{v_C(t)}{R_{kapalı}} \quad (2.93)$$

Anahtarlama çalışma oranına, belirli frekansta sinüzoidal bozulma eklenirse ve bu bozulmanın devredeki değişkenlere etkisi şapka ile ($\hat{x}$), değişkenlerin ortalama değerleri ise büyük harfle (X) gösterilirse, G(s) transfer fonksiyonu bulunur.

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (2.94)$$

$$d'(t) = 1 - d(t) = 1 - [D + \hat{d}(t)] = D' - \hat{d}(t) = D' + \hat{d}'(t) \quad (2.95)$$

$$\frac{d}{dt}[I_L + \hat{i}_L(t)] = \frac{1}{L} \cdot [V_g + \hat{v}_g(t) - V_C - \hat{v}_C(t)] \quad (2.96)$$

$$\frac{d}{dt}[V_C + \hat{v}_C(t)] = \frac{1}{C} \cdot \left[I_L + \hat{i}_L(t) - \frac{V_C + \hat{v}_C(t)}{R_{kapalı}} \right] \quad (2.97)$$

$$I_{akü} + \hat{i}_{akü}(t) = [D' + \hat{d}'(t)] \cdot \frac{V_C + \hat{v}_C(t)}{R_{kapalı}} \quad (2.98)$$

$$I_{akü} + \hat{i}_{akü}(t) = \frac{D' \cdot V_C}{R_{kapalı}} + \frac{D'}{R_{kapalı}} \cdot \hat{v}_C(t) + \frac{V_C}{R_{kapalı}} \cdot \hat{d}'(t) + \frac{\hat{d}'(t) \cdot \hat{v}_C(t)}{R_{kapalı}} \quad (2.99)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = 0, \quad \frac{dV_C}{dt} = 0 \quad (2.100)$$

Ortalama değer bileşenleri (doğru bileşenler) zamanla değişmedikleri için, sinüzoidal bileşenlerin bu değerleri her an için karşılaması mümkün değildir. Yani bir eşitlikteki doğru bileşenler eşitlikten çıkarıldıklarında o eşitlik bozulmaz; doğru bileşenler kendi aralarında eşitlik oluşturur. Buradan devredeki değişkenlerin ortalama değerleri hakkında (2.101) - (2.103) arasındaki sonuçlarla bilgi edinilebilir. Ayrıca, anahtarlama çalışma oranındaki bozulmanın ($\hat{d}$) genliği düşük olduğundan, değişkenlerdeki sinüzoidal değişimlerin genlikleri de düşüktür. Bu yüzden durum-uzay modelindeki genliği düşük iki sinüzoidal değer çarpımının oluşturduğu ikinci dereceden bileşenler ihmal edilebilir.

$$V_g - V_C = 0 \Rightarrow V_C = V_g \quad (2.101)$$

$$I_L - \frac{V_C}{R_{kapalı}} = 0 \Rightarrow I_L = \frac{V_C}{R_{kapalı}} = \frac{V_g}{R_{kapalı}} = I_o \quad (2.102)$$

$$I_{akü} = \frac{D' \cdot V_C}{R_{kapalı}} = D' \cdot \frac{V_g}{R_{kapalı}} = D' \cdot I_o \quad (2.103)$$

Doğru bileşenler ve ikinci dereceden bileşenler atılırsa durum-uzay modeli daha sade hale gelir.

$$\frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [\hat{v}_g(t) - \hat{v}_C(t)] \quad (2.104)$$

$$\frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left[\hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_C(t)}{R_{kapalı}} \right] \quad (2.105)$$

$$\hat{i}_{akü}(t) = \frac{D'}{R_{kapalı}} \cdot \hat{v}_C(t) + \frac{V_g}{R_{kapalı}} \cdot \hat{d}'(t) \quad (2.106)$$

Bu noktadan itibaren s-domenine geçilip G(s) transfer fonksiyonu son haliyle (2.114)'teki gibi bulunabilir.

$$\hat{i}_L(s) = \frac{1}{s \cdot L} \cdot [\hat{v}_g(s) - \hat{v}_C(s)] \quad (2.107)$$

$$\hat{v}_C(s) = \frac{1}{s \cdot C} \left[\hat{i}_L(s) - \frac{\hat{v}_C(s)}{R_{kapalı}} \right] = \frac{1}{s \cdot C} \left\{ \frac{1}{s \cdot L} \cdot [\hat{v}_g(s) - \hat{v}_C(s)] - \frac{\hat{v}_C(s)}{R_{kapalı}} \right\} \quad (2.108)$$

$$\hat{v}_C(s) = \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C} \cdot \hat{v}_g(s) - \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C} \cdot \hat{v}_C(s) - \frac{1}{s \cdot R_{kapalı} \cdot C} \cdot \hat{v}_C(s) \quad (2.109)$$

$$\left(\frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C} + \frac{1}{s \cdot R_{kapalı} \cdot C} + 1 \right) \cdot \hat{v}_C(s) = \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C} \cdot \hat{v}_g(s) \quad (2.110)$$

$$\hat{v}_C(s) = \frac{1}{\left(s^2 + \frac{s}{R_{kapalı} \cdot C} + \frac{1}{L \cdot C} \right)} \cdot \hat{v}_g(s) \quad (2.111)$$

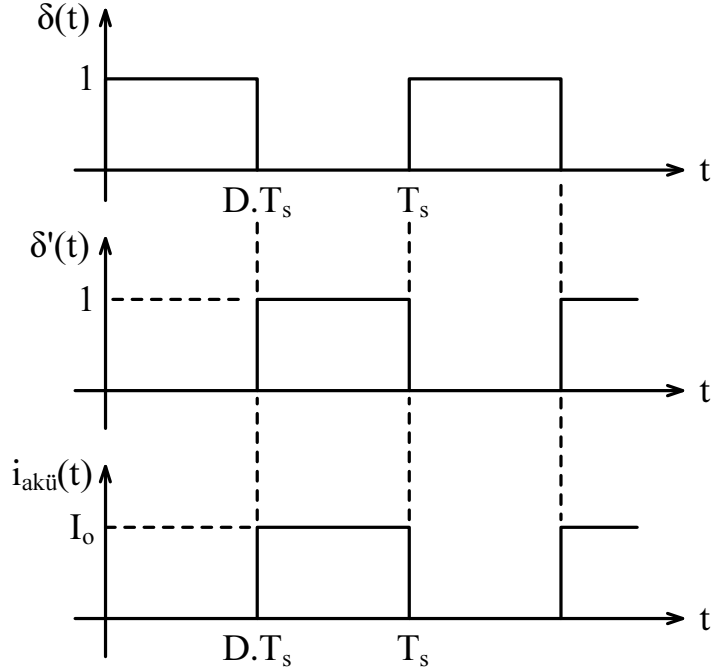
$$\hat{i}_{akü}(s) = \frac{D'}{R_{kapalı}} \cdot \hat{v}_C(s) + \frac{V_g}{R_{kapalı}} \cdot \hat{d}'(s) \quad (2.112)$$

$$\hat{i}_{akü}(s) = \frac{1}{\left(s^2 + \frac{s}{R_{kapalı} \cdot C} + \frac{1}{L \cdot C} \right)} \cdot \frac{D'}{R_{kapalı}} \cdot \hat{v}_g(s) + \frac{V_g}{R_{kapalı}} \cdot \hat{d}'(s) \quad (2.113)$$

$$G(s) = \frac{\hat{i}_{akü}(s)}{\hat{d}'(s)} \bigg|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{V_g}{R_{kapalı}} = I_o \quad (2.114)$$

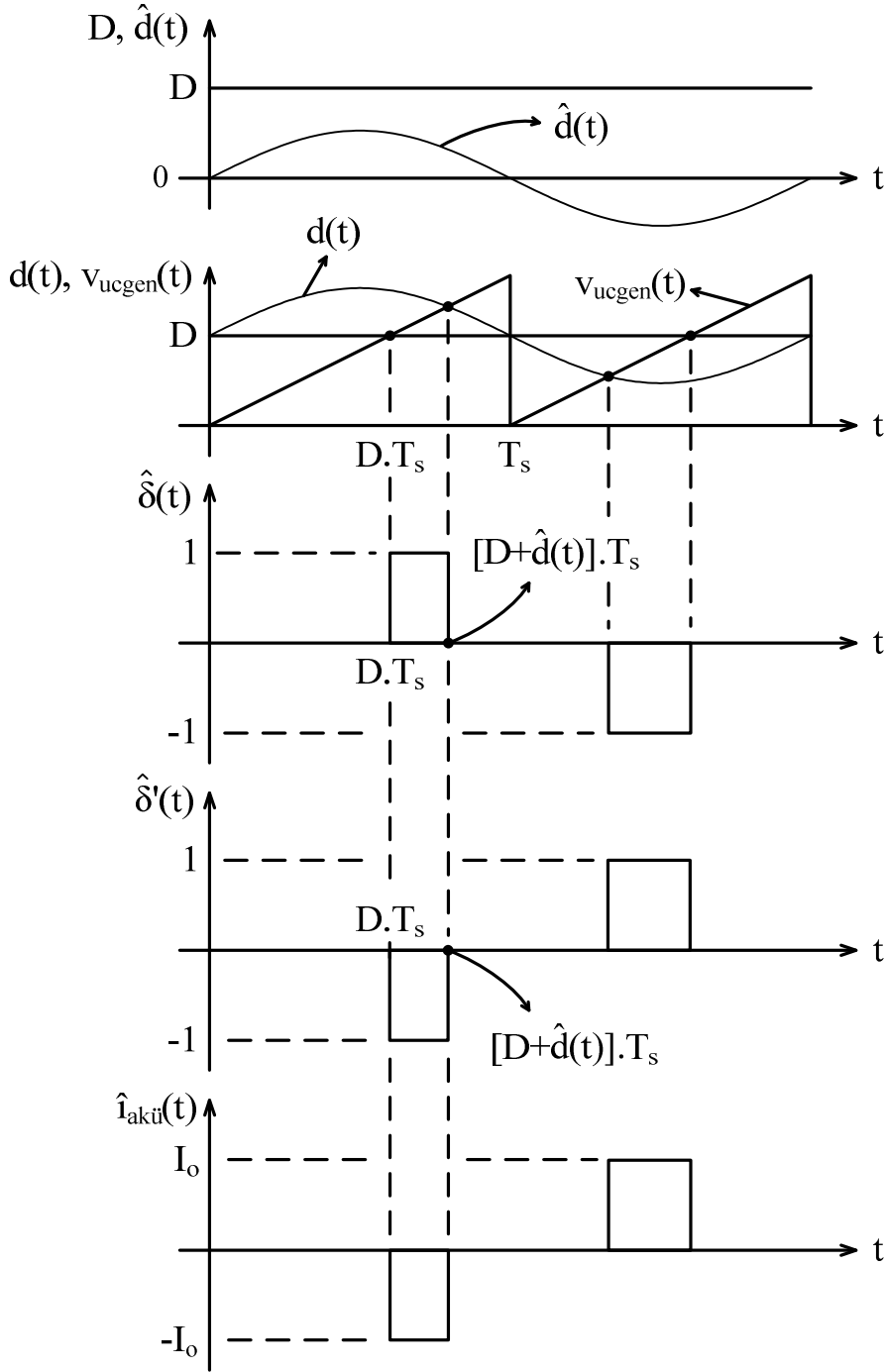
Bulunan G(s) transfer fonksiyonu, sistemin akım kısıyıcı olarak çalıştığının ispatıdır. RLC devre modelinde MOSFET'in ideal olduğu durum için G(s) transfer fonksiyonu devrenin durum-uzay modelinden elde edilebileceği gibi, bağıntıları bilinen

periyodik dalga şekillerinden Laplace dönüşümü yoluyla da bulunabilir. Şekil 2.27’de RLC devre modelinde anahtarlama sinyali $\delta(t)$, anahtarlama sinyalinin tümleyeni $\delta'(t)$ ve akü akımının sürekli haldeki dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 2.27: Sürekli halde anahtarlama sinyali ve akü akımı dalga şekilleri.

Görüldüğü gibi anahtarlama sinyalinin tümleyeni $\delta'(t)$ ile akü akımı, aynı fazda olan periyodik fonksiyonlardır ve aralarında sadece genlik farkı vardır. Bu durumda anahtarlama çalışma oranına bindirilen sinüs dalgasının, anahtarlama sinyalinin tümleyeninde oluşturduğu etkinin ($\hat{d}'$) aynısı akü akımında ($\hat{i}_{akü}$), genliği I_o kat büyük olacak şekilde görülür. Şekil 2.28’de anahtarlama çalışma oranına bindirilen sinüs dalgasının etkileri görülmektedir.



Şekil 2.28: MOSFET'in ideal olduğu durumda $\hat{\delta}'(t)$ ve $\hat{i}_{akü}(t)$ dalga şekilleri.

$\hat{\delta}'(t)$ ve $\hat{i}_{akü}(t)$, periyodu T_s olan fonksiyonlardır. Bu fonksiyonlara Laplace dönüşümü (2.115) - (2.120) arasındaki gibi uygulanabilir. $\hat{\delta}_x'(t)$, $\hat{\delta}'(t)$ periyodik fonksiyonunun (0 - T_s) aralığındaki bir periyodunu oluşturan fonksiyon olmak üzere, periyodik fonksiyonlara Laplace dönüşümü (2.115)'teki gibi uygulanır.

$$\hat{d}'(s) = \frac{1}{1 - e^{-s \cdot T_s}} \cdot \mathcal{L} \{ \hat{\delta}_x'(t) \} \quad (2.115)$$

$$\hat{\delta}_x'(t) = -1 \cdot \{u(t - D \cdot T_s) - u(t - (D + \hat{d}) \cdot T_s)\} \quad (2.116)$$

$$\hat{d}'(s) = \frac{-1}{1 - e^{-s \cdot T_s}} \cdot (e^{-s \cdot D \cdot T_s} - e^{-s \cdot (D + \hat{d}) \cdot T_s}) \quad (2.117)$$

Akü akımı ile anahtarlama sinyalinin tümleyeni arasında sadece I_o kat kadar genlik farkı vardır. Bu yüzden akü akımındaki bozulmanın Laplace dönüşümü de anahtarlama sinyalinin tümleyenindeki benzeri olacaktır.

$$\hat{i}_{akü}(s) = \frac{1}{1 - e^{-s \cdot T_s}} \cdot \mathcal{L}\{\hat{i}_{akü,x}(t)\} \quad (2.118)$$

$$\hat{i}_{akü,x}(t) = -I_o \cdot \{u(t - D \cdot T_s) - u(t - (D + \hat{d}) \cdot T_s)\} \quad (2.119)$$

$$\hat{i}_{akü}(s) = \frac{-I_o}{1 - e^{-s \cdot T_s}} \cdot (e^{-s \cdot D \cdot T_s} - e^{-s \cdot (D + \hat{d}) \cdot T_s}) \quad (2.120)$$

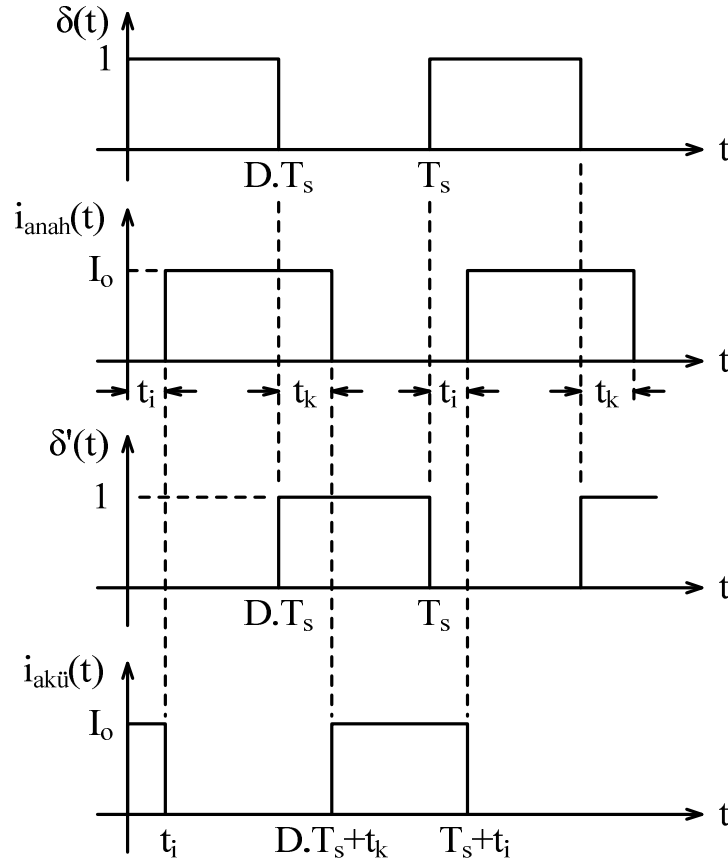
$$G(s) = \frac{\hat{i}_{akü}(s)}{\hat{d}'(s)} = I_o \quad (2.121)$$

MOSFET'in ideal olduğu durumda her frekans için $G(s)$ transfer fonksiyonun genliği I_o , fazı sıfırdır. MOSFET'te anahtarlama gecikmesi olmadığı için, anahtarlama sinyalinin tümleyeninde oluşan bozulma aynı anda akü akımında gerçekleşir. Bu yüzden, kare dalga anahtarlama sinyali oluşturmak için kullanılan taşıyıcı üçgen dalganın şeklinin, anahtarın ideal olduğu durum için $G(s)$ transfer fonksiyonu üzerinde hiçbir etkisi yoktur.

2.4.2 Anahtarlama gecikmeli RLC devre modelinin transfer fonksiyonu

Bu bölümde, MOSFET'in anahtarlama gecikmelerine sahip olduğu durum için $G(s)$ transfer fonksiyonu, periyodik dalgalara uygulanan Laplace dönüşümü ile bulunacaktır. Böylece MOSFET'teki anahtarlama gecikmelerinin $G(s)$ transfer fonksiyonu üzerindeki etkisi ortaya çıkarılacaktır.

Öncelikle MOSFET'in anahtarlama gecikmelerine sahip olduğu durumda anahtarlama sinyali $\delta(t)$, anahtar akımı $i_{anah}(t)$, anahtarlama sinyalinin tümleyeni $\delta'(t)$ ve akü akımı $i_{akü}(t)$ dalga şekilleri Şekil 2.29'da gösterilmiştir. MOSFET'in iletme geçme gecikmesi t_i , kesime gitme gecikmesi t_k 'dir.

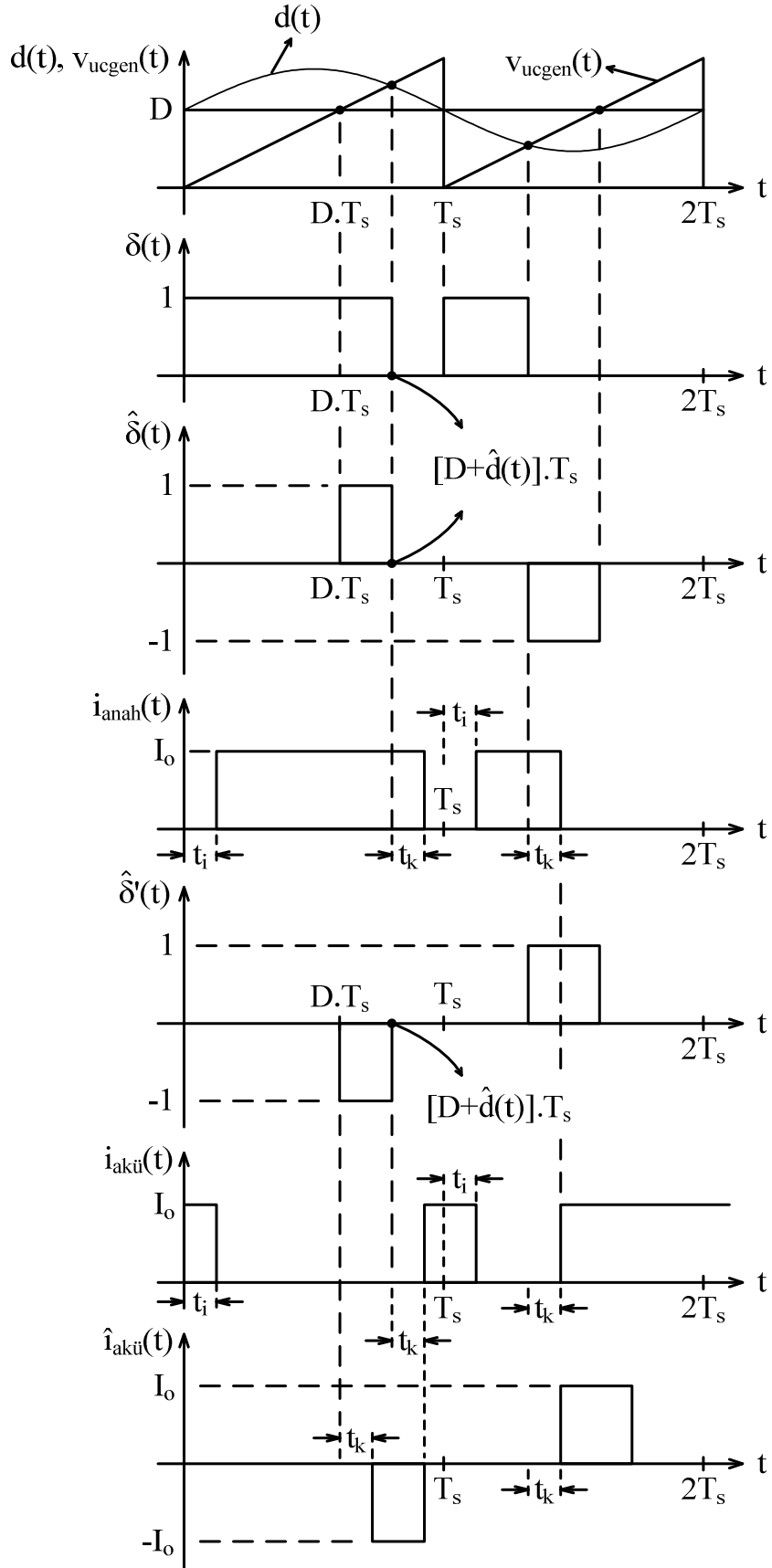


Şekil 2.29: MOSFET'in anahtarlama gecikmelerine sahip olduğu durumda sürekli haldeki dalga şekilleri.

Buna göre, kapı-kaynak uçları (G-S) arasına gerilim uygulandığında MOSFET, iletim gecikmesinden dolayı t_i zaman sonra kısa devre olur. Anahtar sinyali kesildiğinde MOSFET kesim gecikmesinden dolayı t_k zaman sonra açık devre olur.

İletime geçme ve kesime gitme gecikmeleri Bölüm 2.3'te açıklandığı gibi devrenin karakteristiğine bağlıdır. Sadece dirençlerden oluşan devrelere kıyasla, endüktif devrelerde akım bir anda sıfırlanamadığından ve incelenen bu sistemde diyot, I_o akımını bir anda üzerine alamadığından kesime gitme gecikmesi daha uzun olur. Anahtarlama gecikmelerinin, anahtarlama frekansı ile değişmediği kabul edilebilir.

Anahtarlama çalışma oranına eklenen sinüzoidal değişimin, anahtarlama sinyalinin tümleyeni $\delta'(t)$ ve akü akımı $i_{akü}(t)$ üzerindeki etkileri Şekil 2.30'da gösterilmiştir.



Şekil 2.30: MOSFET'in anahtarlama gecikmelerine sahip olduğu durumda $\hat{\delta}'(t)$ ve $\hat{i}_{akü}(t)$ dalga şekilleri.

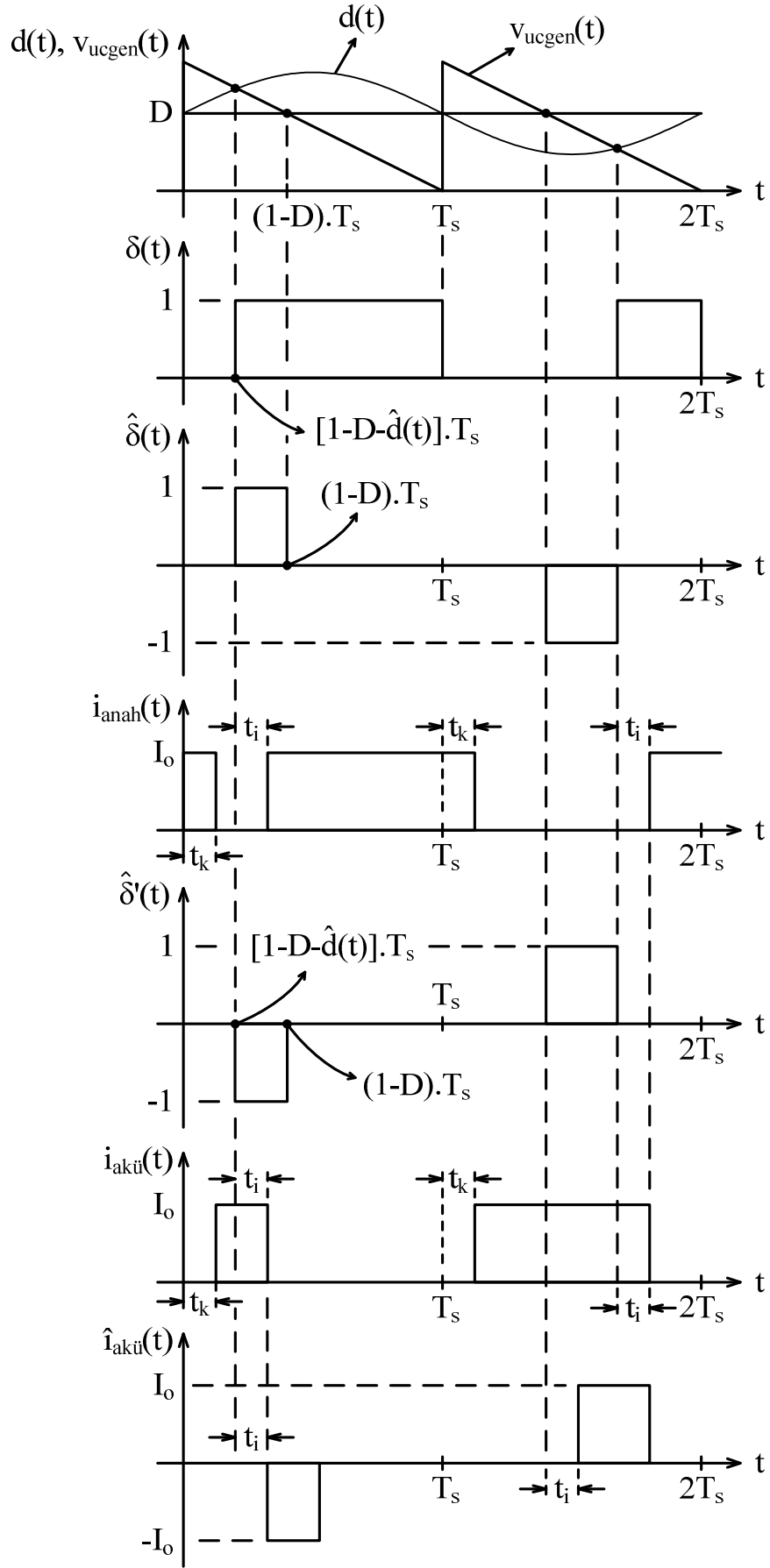
Şekil 2.30'da görüldüğü gibi, $\hat{\delta}'(t)$ ve $\hat{i}_{akü}(t)$ dalga şekilleri arasında I_o kat kadar genlik farkı ve t_k kadar faz farkı vardır. Faz farkı üzerinde sadece kesime gitme gecikmesi olan t_k 'nın etkili olmasının nedeni, taşıyıcı üçgen dalga $v_{ucgen}(t)$ 'nin periyot başından itibaren artan ve periyot sonunda sıfırlanan, ilk periyot bağıntısı $v_{ucgen}(t) = t/T_s \cdot u(t)$ olan dalga şekline sahip olmasıdır. Taşıyıcı dalganın bu şekli nedeniyle, anahtarlama çalışma oranına sinüzoidal bozulma bindirildiği durumda, anahtarlama sinyali $\delta(t)$, her periyotta aynı yerde, periyot başında başlar fakat çalışma oranının o anki durumuna göre farklı zamanlarda sona erer. Bindirilen sinüzoidal bozulma bu yüzden, kare dalga anahtarlama sinyalinin sonunda etkili olur. Kesime gitme gecikmesi t_k , kare dalga anahtarlama sinyalini sonundan uzattığı için, sinüzoidal bozulmanın etkisini de ötelemiş olur. Diğer bir ifadeyle, taşıyıcı üçgen dalganın bu formda olduğu durum için çalışma oranındaki sinüzoidal bozulma, kare dalga anahtarlama sinyalinin başlangıç kısmında etkili olmadığından, kare dalga anahtarlama sinyalini başlangıç kısmından itibaren kısaltan iletme gecikmesinin (t_i) $G(s)$ transfer fonksiyonu üzerinde etkisi yoktur.

Şekil 2.30'daki $\hat{\delta}'(t)$ ve $\hat{i}_{akü}(t)$ ifadelerine Laplace dönüşümü, daha önce (2.115) - (2.120) arasında yapıldığı gibi uygulanırsa ve $\hat{i}_{akü}(t)$ 'nin $\hat{\delta}'(t)$ 'den t_k faz farkı kadar geriden geldiği de hesaba katılırsa $G(s)$ transfer fonksiyonu, taşıyıcı üçgen dalganın sağa yatık olduğu durum için (2.122)'deki gibi bulunur. Zaman ekseninde t_k kadar ötelenmenin Laplace dönüşümündeki karşılığı $e^{-s \cdot t_k}$ çarpanıdır.

$$G(s) = \frac{\hat{i}_{akü}(s)}{\hat{d}'(s)} = I_o \cdot e^{-s \cdot t_k} \quad (2.122)$$

Bulunan $G(s)$ transfer fonksiyonunun genliği I_o 'dır; faz açısı, bozulma frekansı arttıkça düşer. Faz açısındaki düşüş miktarı, kesim gecikmesi t_k 'nın değeri ile doğru orantılıdır.

Taşıyıcı üçgen dalga olarak ilk periyot bağıntısı $v_{ucgen}(t) = (1 - t/T_s) \cdot u(t)$ olan bir kaynak kullanılırsa Şekil 2.31'deki dalga şekilleri ortaya çıkar.



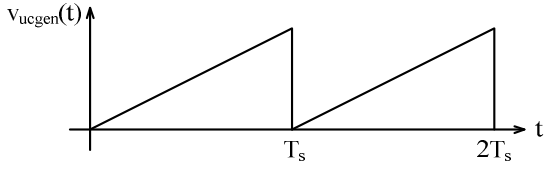
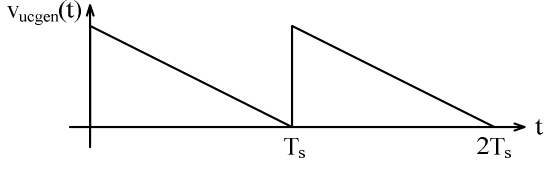
Şekil 2.31: Farklı dalga şekline sahip taşıyıcı üçgen dalga ve diğer dalga şekilleri.

Görüldüğü gibi periyot içinde zamanla azalan taşıyıcı üçgen dalga kullanıldığı durumda, anahtarlama çalışma oranına bindirilen sinüzoidal bozulma, kare dalga anahtarlama sinyalinin başlangıç kısmına etki etmektedir. Sinüs dalgası bindirilen anahtarlama çalışma oranı zamanla değişirken, anahtarlama sinyali her periyotta farklı anlarda başlar fakat her periyotta aynı zamanda, periyot sonunda biter. Şekil 2.31'deki $\hat{\delta}'(t)$ ve $\hat{i}_{akü}(t)$ dalga şekillerine Laplace dönüşümü uygulanırsa $G(s)$ transfer fonksiyonu (2.123)'te verildiği biçimde bulunur.

$$G(s) = \frac{\hat{i}_{akü}(s)}{\hat{d}'(s)} = I_o \cdot e^{-s \cdot t_i} \quad (2.123)$$

Sonuç olarak, anahtarlama gecikmelerinin olduğu durumda $G(s)$ transfer fonksiyonunun, taşıyıcı üçgen dalganın şekline göre farklı bağıntıları vardır. Taşıyıcı üçgen dalganın şekline göre $G(s)$ transfer fonksiyonunun bağıntıları Çizelge 2.2'de verilmiştir.

Çizelge 2.2: Taşıyıcı üçgen dalga şekline göre $G(s)$ transfer fonksiyonu.

Taşıyıcı Üçgen Dalga Şekli	$G(s)$
	$I_o \cdot e^{-s \cdot t_k}$
	$I_o \cdot e^{-s \cdot t_i}$

$G(s) = I_o \cdot e^{-s \cdot t_k}$ bağıntısında, genliğin ve fazın frekansla değişimini çizdirmek için (2.124) - (2.130) arasındaki işlemler uygulanır.

$$s = j \cdot \omega \quad (2.124)$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (2.125)$$

$$G(j\omega) = I_o \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t_k} = I_o \cdot [\cos(\omega \cdot t_k) - j \cdot \sin(\omega \cdot t_k)] \quad (2.126)$$

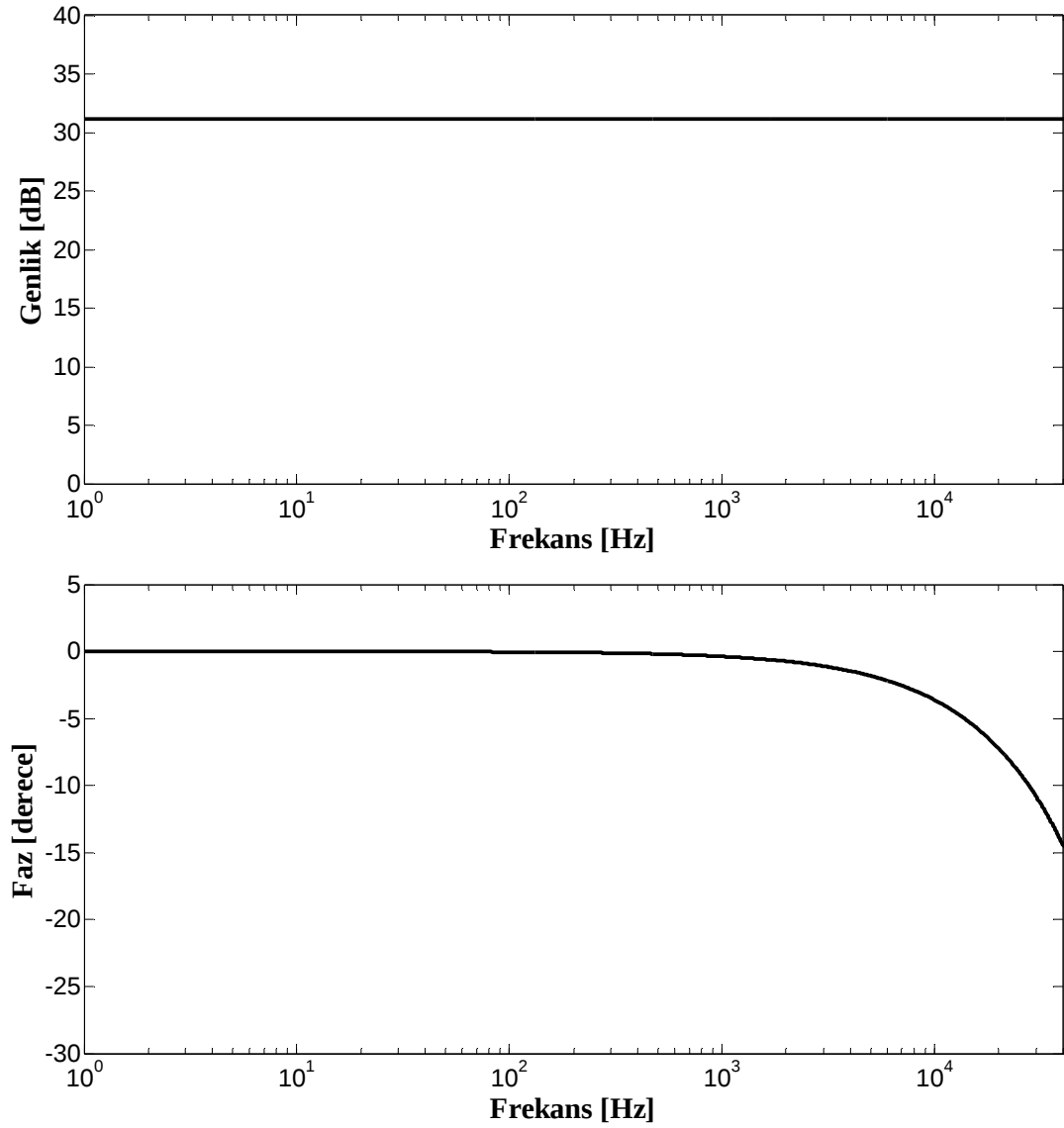
$$|G(j\omega)| = I_o \quad (2.127)$$

$$|G(j\omega)| = 20 \cdot \log_{10}(I_o) \text{ [dB]} \quad (2.128)$$

$$\begin{aligned} \angle G(j\omega) &= \tan^{-1} \left(\frac{-\sin(\omega \cdot t_k)}{\cos(\omega \cdot t_k)} \right) = \tan^{-1}(-\tan(\omega \cdot t_k)) \\ &= -\omega \cdot t_k \text{ [rad]} \end{aligned} \quad (2.129)$$

$$\angle G(j\omega) = -\omega \cdot t_k \cdot \frac{360}{2\pi} = -f \cdot t_k \cdot 360 \text{ [derece]} \quad (2.130)$$

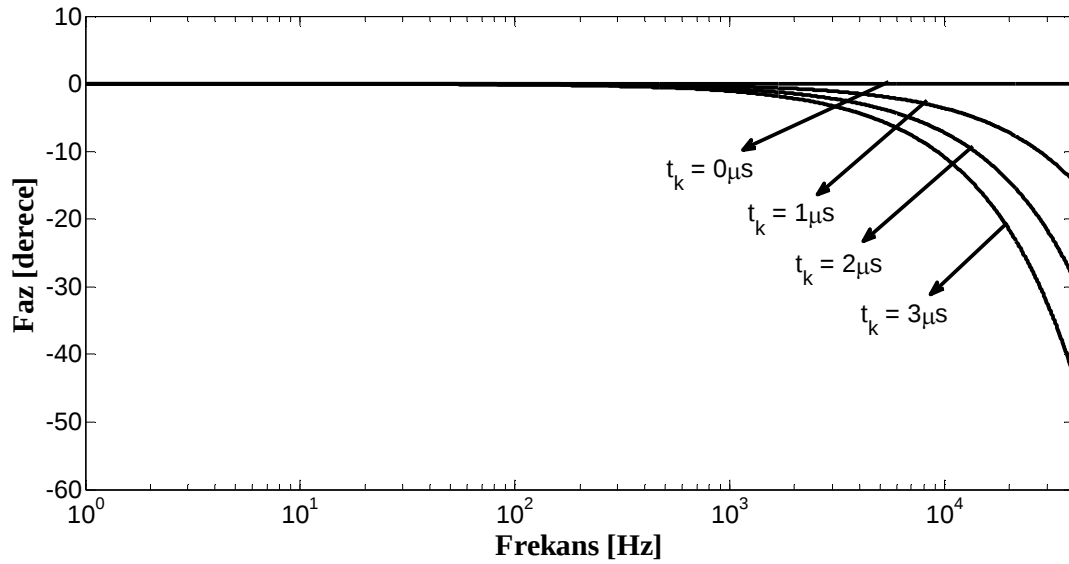
Genlik ve faz bağıntıları, $I_o = 35,6A$ ve $t_k = 1\mu s$ değerleri için frekansa göre, logaritmik frekans ekseninde çizdirilirse Şekil 2.32'deki Bode diyagramı elde edilir.



Şekil 2.32: $1\mu s$ kesime gitme gecikmesi olduğu durumda $G(s)$ Bode diyagramı.

$G(s)$ transfer fonksiyonunun genliği, gecikmelerin $G(s)$ transfer fonksiyonunun doğrusallığını bozmadığı koşuluyla sabittir. Örneğin kesime gitme gecikmesinin çok uzun, iletme geğe gecikmesini çok kısa olması halinde, MOSFET henüz kesime gitmeden iletme geğe sinyali alacağından, MOSFET sürekli iletimde olacaktır. MOSFET'in sürekli iletimde olması, anahtarlama sinyaline eklenen bozulmanın etkisiz olmasına neden olur. Zira kesime gitme süresinin uzunluğu nedeniyle MOSFET anahtarlama çalışma oranının en düşük olduğu durumda da, en yüksek olduğu durumda da sürekli iletimde olacaktır. MOSFET'in sürekli iletimde olması, akü akımının sürekli sıfır olması anlamına geldiğinden, anahtarlama çalışma oranındaki sinüzoidal değişimin, akü akımındaki karşılığı sıfır olacaktır.

Doğrusallığın bozulmaması koşuluyla, farklı kesime gitme gecikme (t_k) değerleri için $G(s)$ transfer fonksiyonunun faz eğrisi şekil 2.33'te gösterilmiştir.



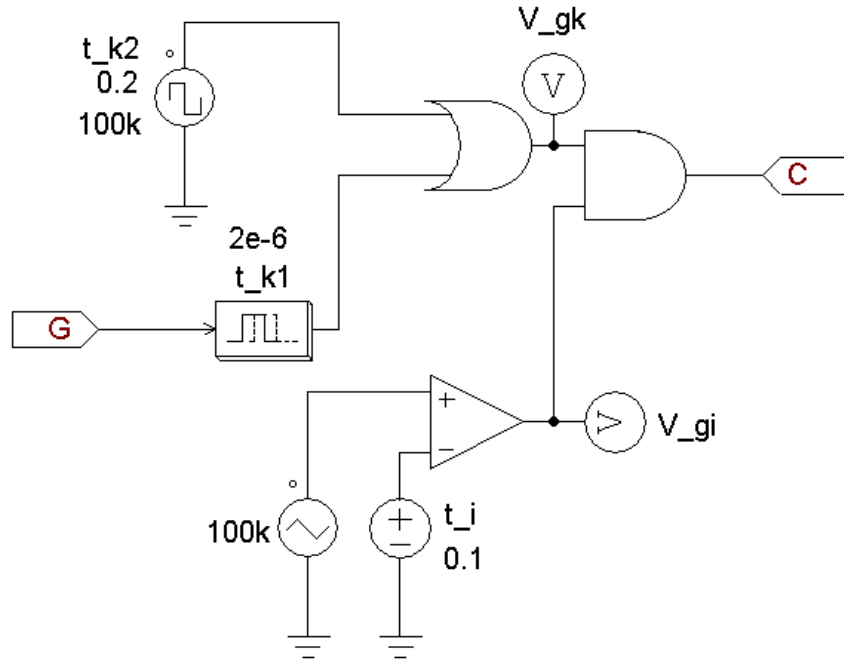
şekil 2.33: Farklı t_k değerleri için $G(s)$ transfer fonksiyonunun faz eğrileri.

3. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu bölümde, önceki bölümlerde analitik olarak yapılan çalışmalar PSIM benzetim yazılımı ile benzetimsel olarak tekrarlanacaktır. Benzetimlerden elde edilen verilerin, analitik verilere uyumu gözlenecektir. Oluşturulan RLC devre modeli ile gerçek sistemin zaman eksenindeki dalga şekilleri ve her iki sistemden elde edilen $G(s)$ transfer fonksiyonları karşılaştırılacaktır. Benzetimlerde, periyot içinde zamanla artan, ilk periyot bağıntısı $v_{ucgen}(t) = t/T_s \cdot u(t)$ olan taşıyıcı üçgen dalga kullanılacaktır.

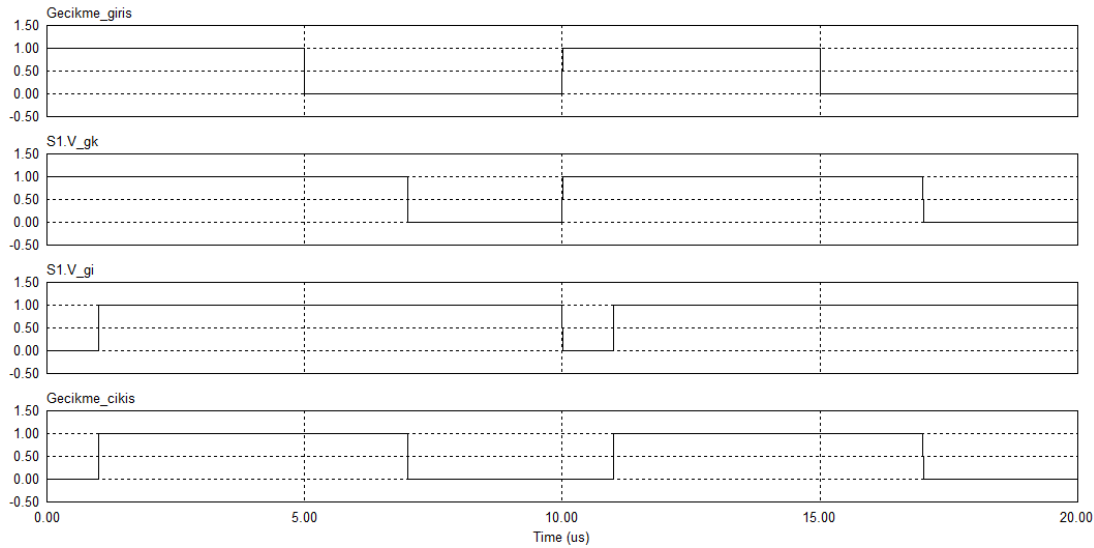
3.1 PSIM’de Oluşturulan MOSFET Gecikme Alt Devresi

PSIM’de yapılan benzetimlerde, MOSFET’in anahtarlama gecikmelerini gerçeklemek için Şekil 3.1’de verilen alt devre oluşturulmuştur. Bu alt devre, gecikmeleri esasen anahtarlama sinyaline uyguluyor olsa da transfer fonksiyonunu bulmak için gecikme uygulanmayan sinyal kullanıldığından herhangi bir hataya yol açmaz. Bu alt devre, ana devrede giriş ucu “G”, çıkış ucu “C” ve adı “Gecikme Elemanı” olan blok olarak yer almaktadır.



Şekil 3.1: PSIM’de oluşturulan anahtarlama gecikmeleri alt devresi.

Şekil 3.1’deki gecikme alt devresinde G girişine gelen kare dalga, “t_k1” elemanı ile t_k kadar ötelenir. Ötelenmiş dalga ile “t_k2” elemanının oluşturduğu t_k çalışma oranlı, anahtarlama frekansındaki kare dalga, VEYA kapısı ile toplanır. Bu işlem girişe gelen kare dalganın sondan t_k kadar uzamasını sağlayarak kesime gitme gecikmesini yansıtır. Diğer taraftan, anahtarlama frekansında, sağa yatık üçgen dalga ile t_i değeri, sırasıyla artı ve eksi olmak üzere karşılaştırılarak başlangıç kısmı t_i kadar kesik kare dalga oluşturulur. Bu iki dalga VE kapısına uygulandığında, girişindeki kare dalganın başından t_i kadar kesik, sonundan t_k kadar uzatılmış kare dalga elde edilir. Şekil 3.1’deki devrede örnek olarak 100kHz anahtarlama frekansı için, 1 μ s iletme geçme gecikmesi, 2 μ s kesime gitme gecikmesi uygulanmıştır; sonuçlar Şekil 3.2’de gösterilmiştir.

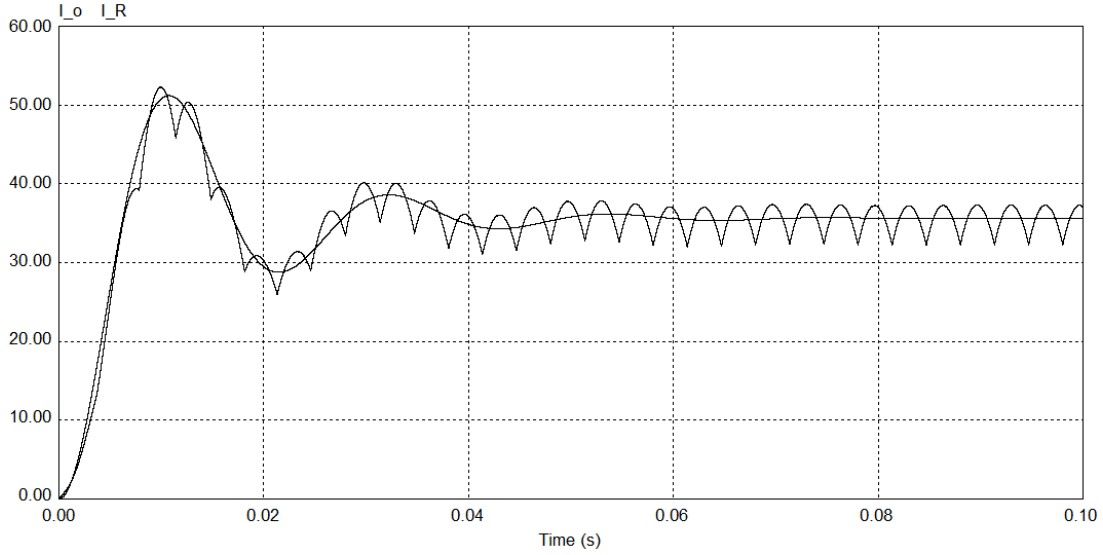


Şekil 3.2: PSIM’de oluşturulan anahtarlama gecikme alt devresinden dalga şekilleri.

3.2 Zaman Ekseninde Dalga Şekilleri

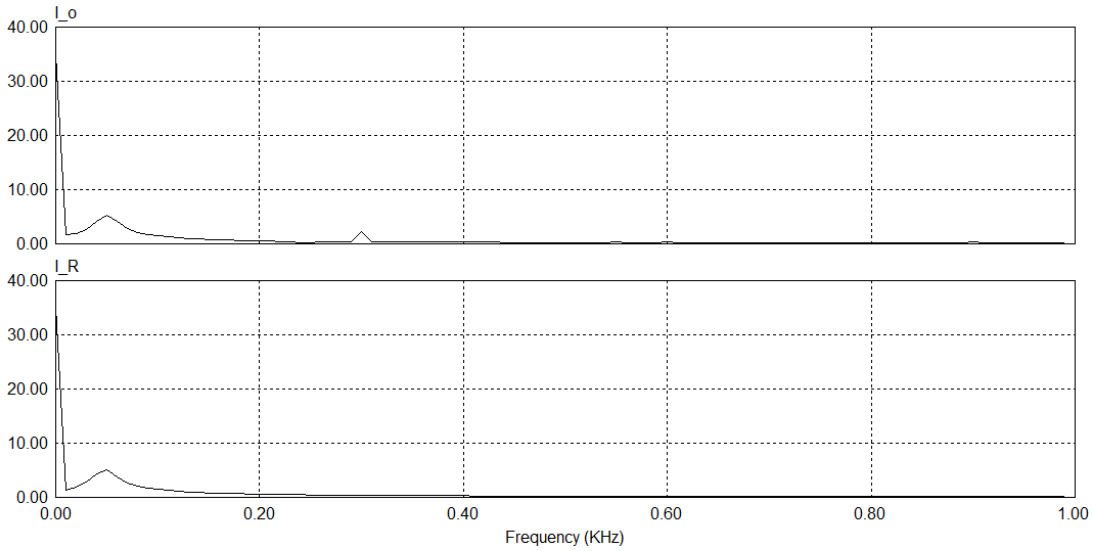
RLC devre modelinin ve gerçek sistemin akım dalga şekillerini zaman ekseninde görebilmek için Şekil 3.3’teki devre PSIM’de kurulmuştur. Şekil 3.3’te gerçek sistem üstte, RLC devre modeli alttadır. Gerçek sistem, parametreleri Şekil 2.14’te verilen “PMSM1” adlı senkron generatörden ve üç fazlı kontrolsüz doğrultucudan oluşmaktadır. Bu elemanların yerine, RLC devre modelinde “V_g”, “L”, “C”, “R_kapalı”, “I_(R_acik)” adlı elemanlar vardır. Bağıntısı (1.82)’de verilen $R_{açık}(t)$ elemanı PSIM programında “I_(R_acik)” adlı bağımlı akım kaynağı ile gerçekleştirilmiştir. RLC devre modelinde anahtar kesimdeyken $R_{açık}(t)$ elemanı üzerinden geçen akım $\frac{v_C(t)}{R_{kapalı}}$ olduğundan, bağımlı akım kaynağının kontrol girişi

Bu devre yürütüldüğünde elde edilen “I_o” ve “I_R” dalga şekilleri Şekil 3.4’te verilmiştir. RLC devre modeli, gerçek sistemin ortalanmış modelidir; “I_R” akımı, “I_o” akımının sinüs dalgacıklarından arındırılmış halini yansıtmaktadır.



Şekil 3.4: “I_o” ve “I_R” dalga şekilleri.

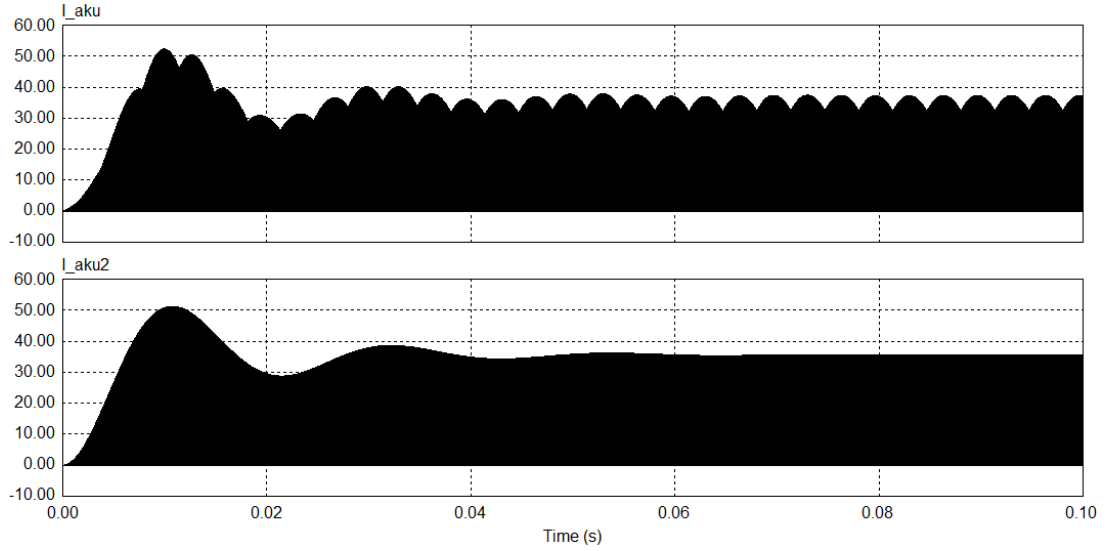
Zaman eksenindeki dalga şekilleri yukarıda verilen “I_o” ve I_R” akımlarına hızlı Fourier dönüşümü (FFT) uygulanırsa, benzetimin yürütüldüğü zaman boyunca dalga şekillerinin frekans bileşenleri Şekil 3.5’teki gibi elde edilir.



Şekil 3.5: “I_o” ve “I_R” akımlarına uygulanan FFT sonucu.

Şekil 3.5’te “I_o” ve “I_R” arasındaki en büyük fark 300Hz bileşenidir. Bu bileşen 50Hz frekansındaki üç fazlı akımın tam dalga doğrultulmasıyla ortaya çıkan 300Hz dalgacığdır. RLC devre modeli, gerçek sistemin dalgacıklardan arındırılmış, ortalanmış modeli olduğundan bu bileşen RLC devre modelindeki “I_R” akımında yoktur.

Şekil 3.3’teki devreden elde edilen “I_aku” ve “I_aku2” dalga şekilleri Şekil 3.6’da gösterilmiştir.



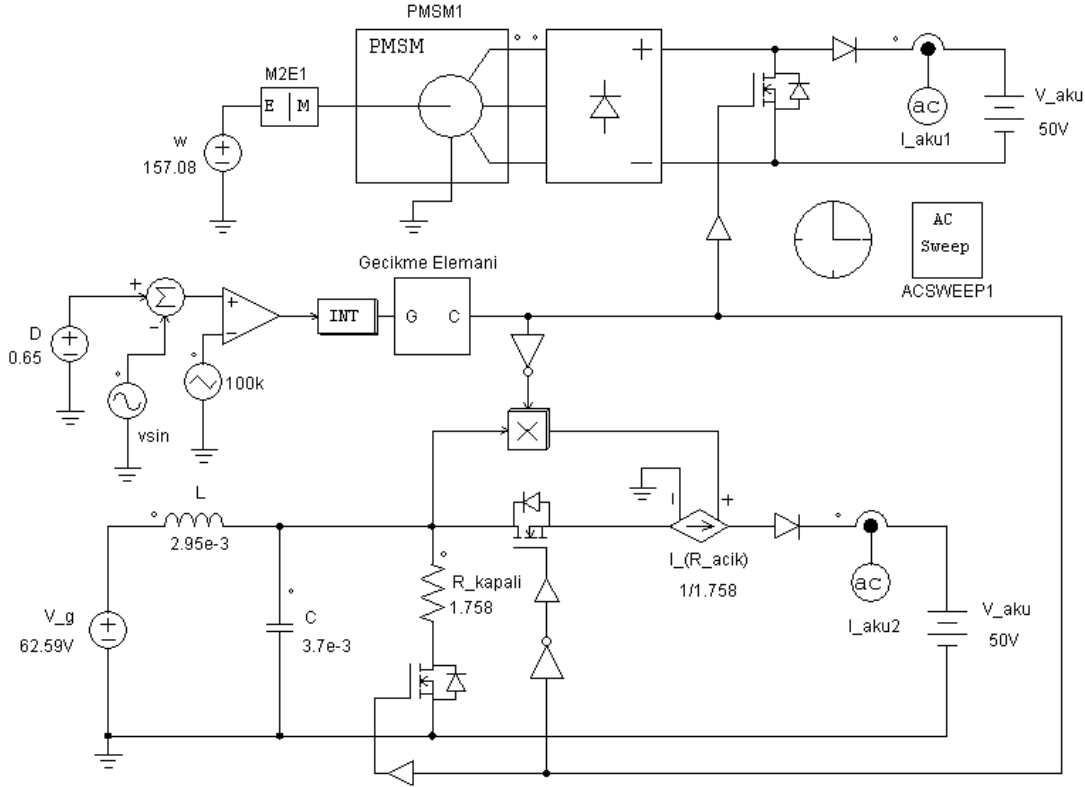
Şekil 3.6: “I_aku” ve “I_aku2” dalga şekilleri.

Şekil 3.6’daki dalga şekilleri, Şekil 3.4’teki akımların 100kHz’te, sabit çalışma oranında kıyılmış değerleridir. Frekansın çok yüksek olması nedeniyle kare dalgalar belli olmamakta ve en düşük çizgi kalınlığında bile dalga şekilleri birbirleriyle birleşerek siyah, dolu bir görüntü oluşturmaktadır.

Zaman eksenindeki dalga şekillerine bakarak RLC devre modelinin, gerçek sistemin ikinci dereceden devre davranışını sergilediği söylenebilir.

3.3 Transfer Fonksiyonu Genlik ve Faz Eğrileri

Gerçek sistemde ve RLC devre modelinde $G(s)$ transfer fonksiyonunu PSIM’de ortaya çıkarmak için Şekil 3.7’deki devre kurulmuştur. Değeri 0,65 olan sabit çalışma oranına, “vsin” adlı eleman negatif olarak eklenmiştir. “vsin”in negatif olarak eklenmesindeki amaç, anahtarlama sinyalinin tümleyenindeki değişimin akü akımına etkisi olan $G(s)$ transfer fonksiyonunun aranmasıdır ($\hat{d}' = -\hat{d}$). Benzetim Şekil 3.8’de gösterildiği gibi 1kHz - 40kHz arasında 100 nokta için yürütülmüştür. Sinüzoidal bozulmanın genliği 0,1’dir. Yani anahtarlama çalışma oranı 0,55 ile 0,75 arasında salınacaktır. Bu durumda $G(s)$ transfer fonksiyonunda doğrusallığın bozulmaması için, kesime gitme gecikmesi en fazla 2,5 μs olmalıdır. Taşıyıcı üçgen dalganın periyot içinde artan bağıntıya sahip olduğu durumda iletme geçme gecikmesi (t_i) $G(s)$ transfer fonksiyonunu etkilemese de, kare dalga anahtarlama sinyalinin bozulmaması için iletme geçme gecikmesi en fazla 5,5 μs olmalıdır.

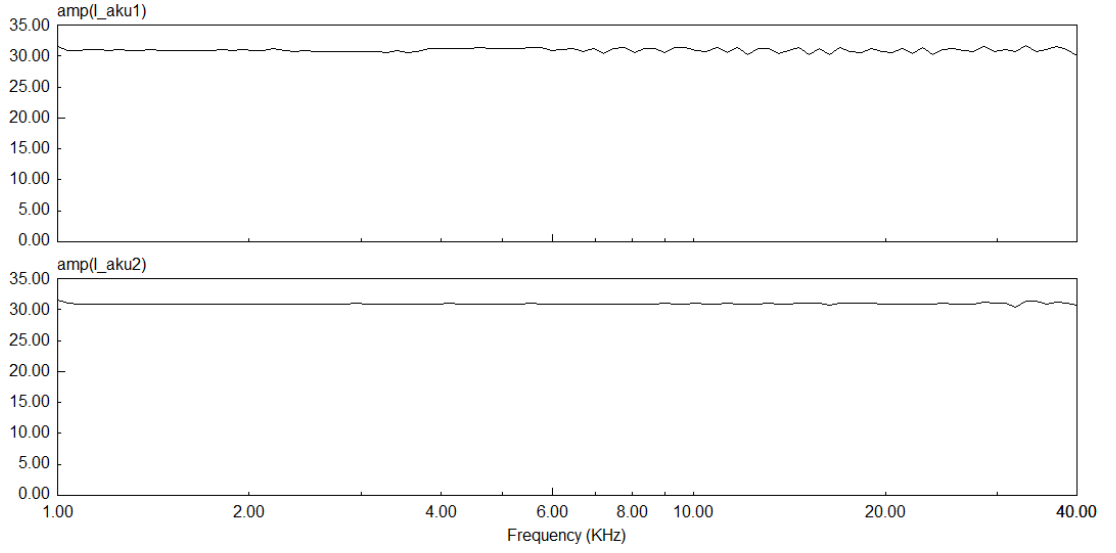


Şekil 3.7: $G(s)$ transfer fonksiyonunu elde etmek için PSIM’de kurulan devre.

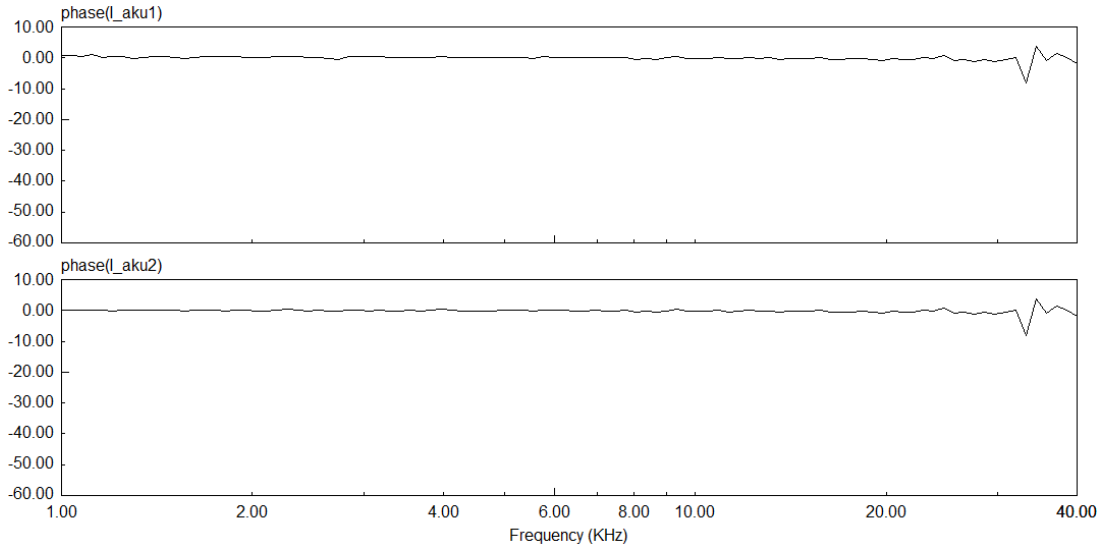
Name	Display
ACSWEEP1	☒
Start Frequency	1k ☐
End Frequency	40k ☐
No. of Points	100 ☐
Flag for Points	0 ☐
Source Name	vsin ☐
Start Amplitude	0.1 ☐
End Amplitude	0.1 ☐
Freq. for extra Points	☐

Şekil 3.8: Anahtarlama çalışma oranına bindirilen bozulma sinyali değerleri.

Şekil 3.7’de gerçek sistemde “I_aku1”, RLC devre modelinde “I_aku2” elemanları, anahtarlama çalışma oranındaki değişimin akü akımındaki etkisini ölçmektedir. Şekil 3.7’de verilen devre, $t_i = 0 \mu s$, $t_k = 0 \mu s$ için yürütülürse, $G(s)$ transfer fonksiyonunun gerçek sistem için ve RLC devre modeli için genlik ve faz eğrileri Şekil 3.9 ve Şekil 3.10’de verildiği gibi çıkar. “amp(I_aku1)” ve “amp(I_aku2)” sırasıyla gerçek sistemdeki ve RLC devre modelindeki $G(s)$ transfer fonksiyonunun genlik eğrileri; “phase(I_aku1)” ve “phase(I_aku2)” ise sırasıyla gerçek sistemdeki ve RLC devre modelindeki $G(s)$ transfer fonksiyonunun faz eğrileridir.

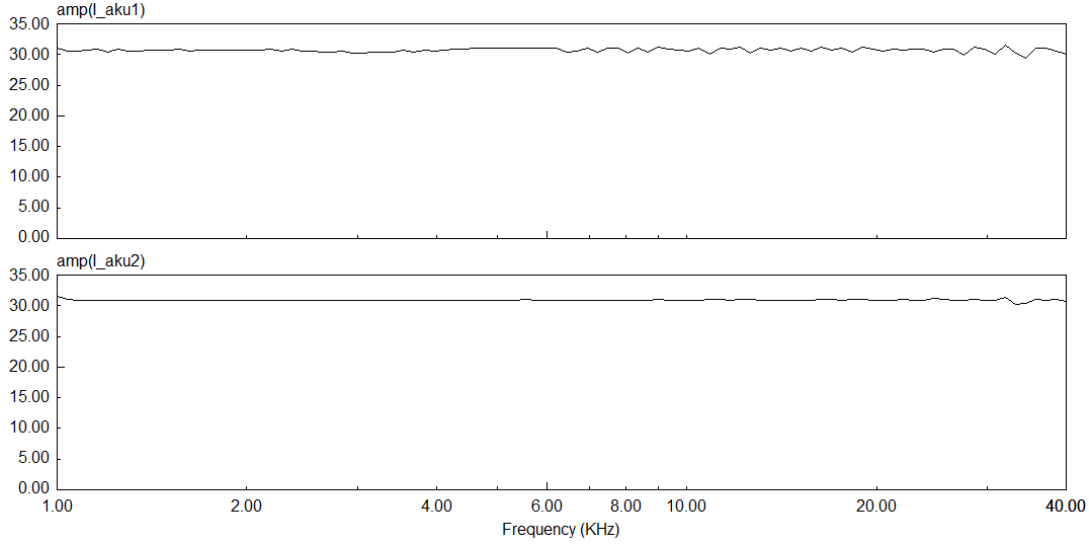


Şekil 3.9: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 0 \mu s$ için $G(s)$ genlik eğrileri.

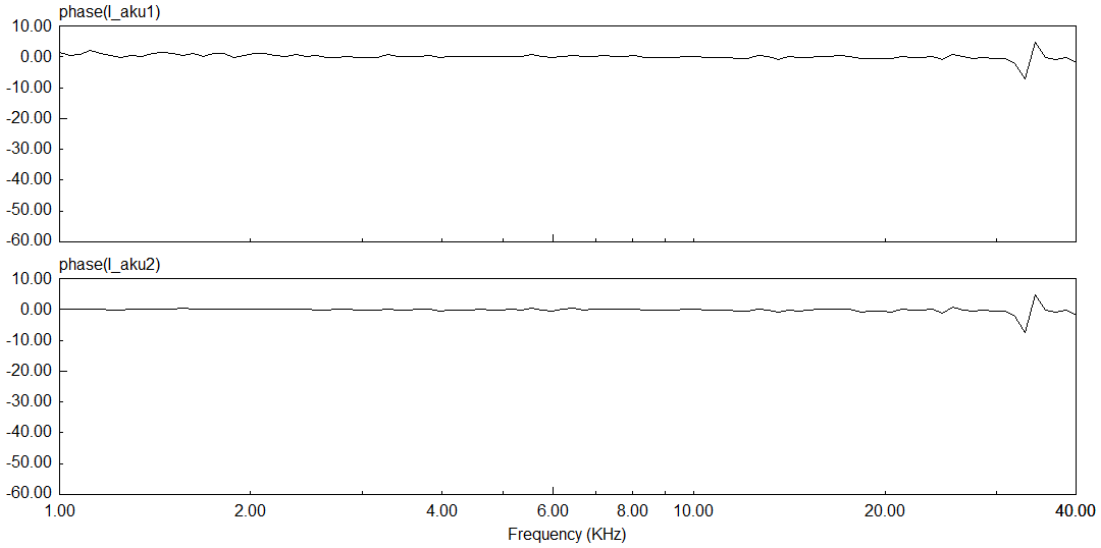


Şekil 3.10: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 0 \mu s$ için $G(s)$ faz eğrileri.

Taşıyıcı üçgen dalganın periyot içinde artan bağıntıya sahip olduğu durumda, iletme gecikmesinin (t_i) $G(s)$ transfer fonksiyonu üzerinde etkisinin olmadığını göstermek için Şekil 3.7'deki devre $t_i = 3 \mu s$, $t_k = 0 \mu s$ için yürütülmüş ve ilgili eğriler Şekil 3.11 ve Şekil 3.12'de verilmiştir.



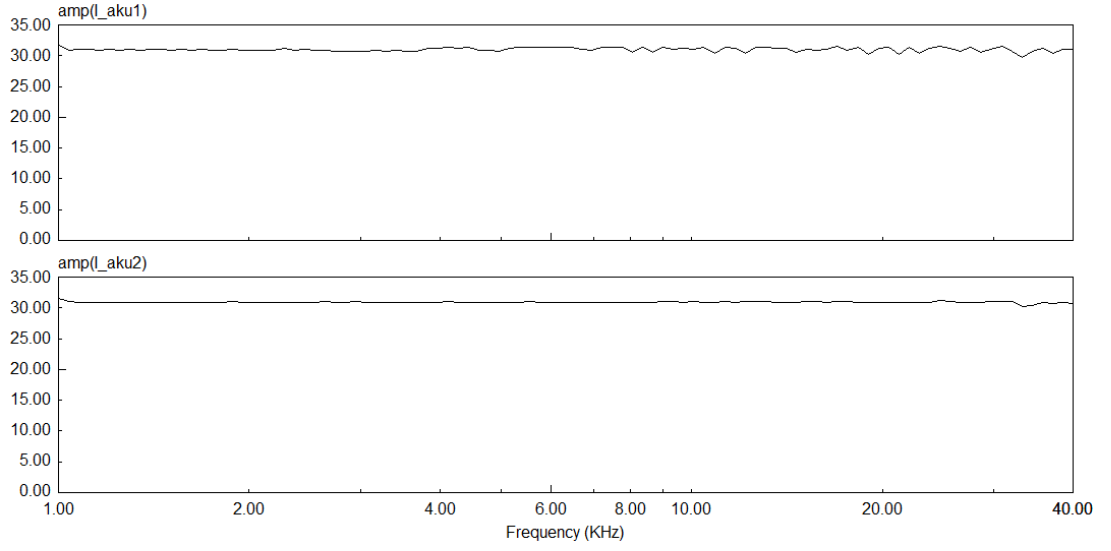
Şekil 3.11: $t_i = 3 \mu s$ ve $t_k = 0 \mu s$ için $G(s)$ genlik eğrileri.



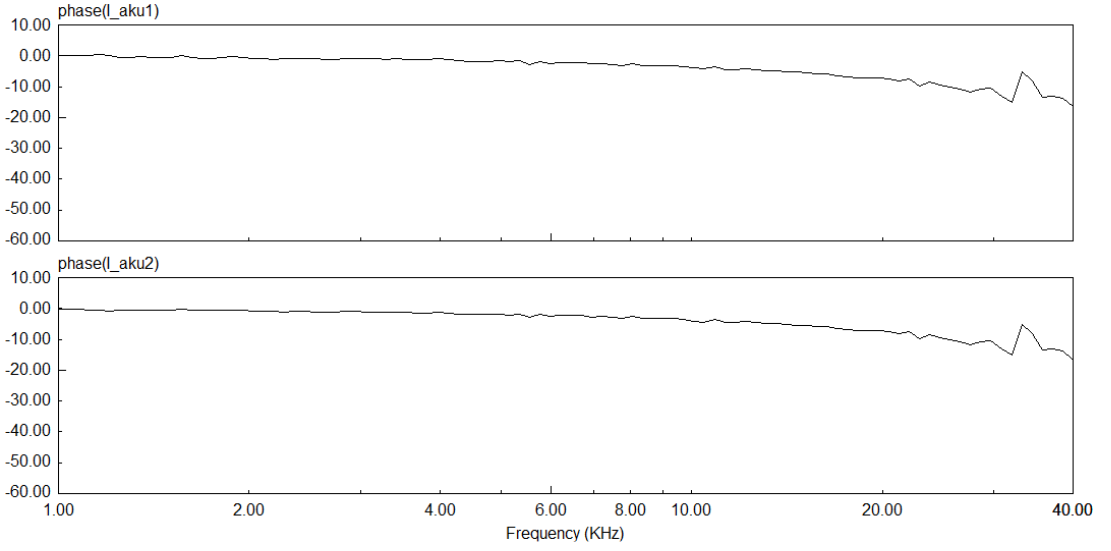
Şekil 3.12: $t_i = 3 \mu s$ ve $t_k = 0 \mu s$ için $G(s)$ faz eğrileri.

Görüldüğü gibi, anahtarlama gecikmelerinin olmadığı durum ile sadece iletme geçme gecikmesinin olduğu durumda aynı genlik ve faz eğrileri elde edilmektedir.

İletme geçme gecikmesinin (t_i) olmadığı, kesime geçme gecikmesinin (t_k) $1 \mu s$ olduğu durum için genlik ve faz eğrileri sırasıyla Şekil 3.13 ve Şekil 3.14'te verilmiştir.

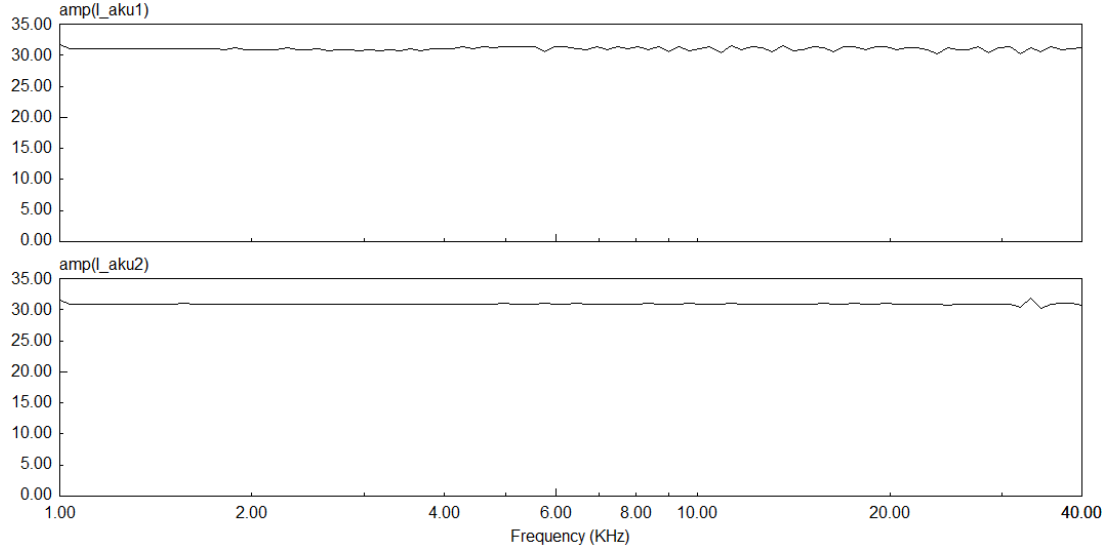


Şekil 3.13: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 1 \mu s$ için $G(s)$ genlik eğrileri.

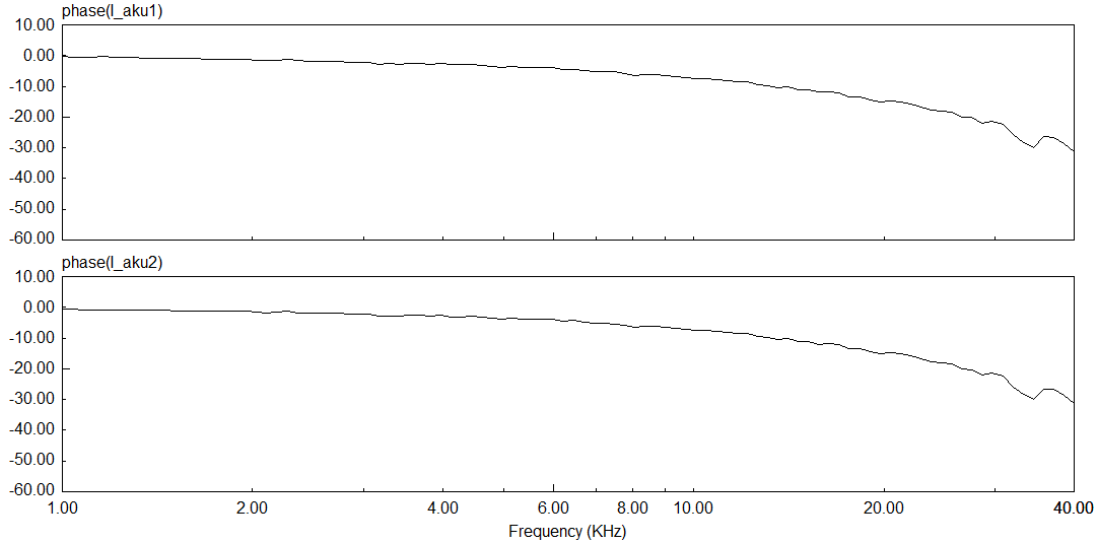


Şekil 3.14: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 1 \mu s$ için $G(s)$ faz eğrileri.

İletime geçme gecikmesi (t_i) yine sıfırda tutulup, kesime geçme gecikmesi (t_k) $2 \mu s$ yapılırsa genlik ve faz eğrileri sırasıyla Şekil 3.15 ve Şekil 3.16’da verildiği gibi olur.

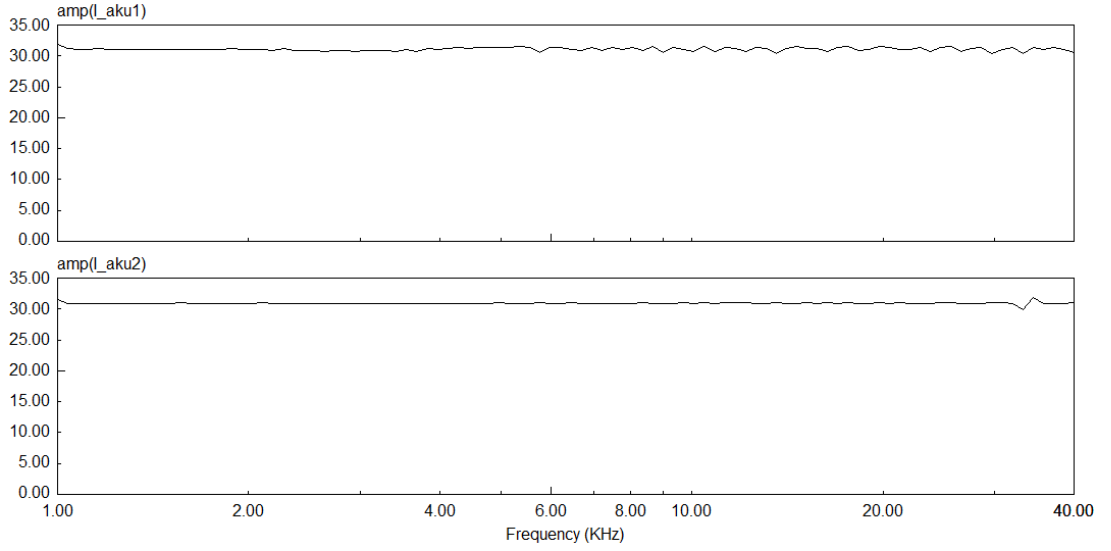


Şekil 3.15: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 2 \mu s$ için $G(s)$ genlik eğrileri.

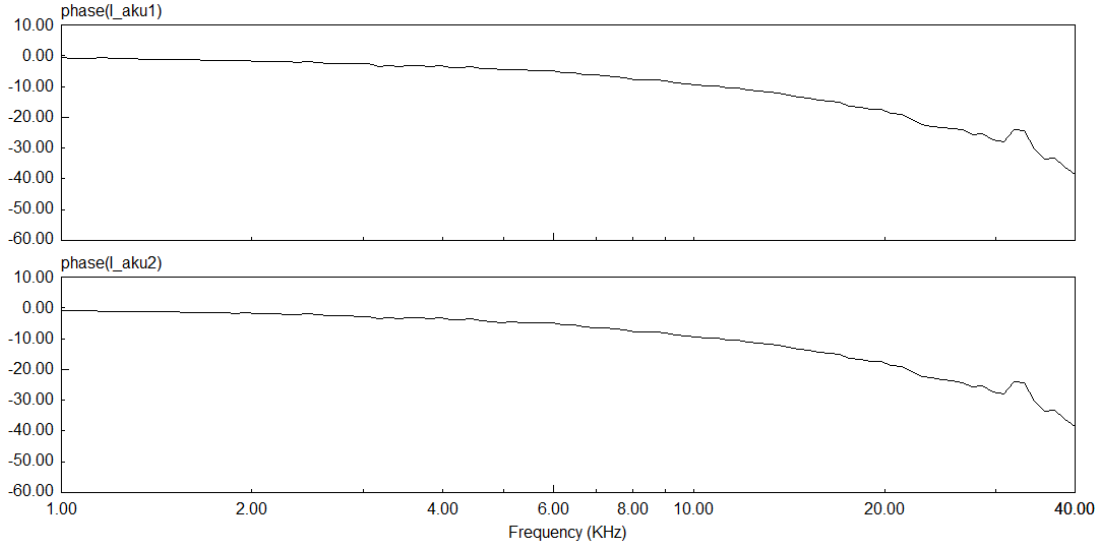


Şekil 3.16: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 2 \mu s$ için $G(s)$ faz eğrileri.

Son olarak, kesime gitme gecikmesinin, $G(s)$ transfer fonksiyonunun doğrusallığını bozmadığı, anahtarlama sinyalini sürekli yapmadığı en yüksek değer olan $2,5 \mu s$ için genlik ve faz eğrileri sırasıyla Şekil 3.17 ve Şekil 3.18’de verilmiştir.



Şekil 3.17: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 2,5 \mu s$ için $G(s)$ genlik eğrileri.



Şekil 3.18: $t_i = 0 \mu s$ ve $t_k = 2,5 \mu s$ için $G(s)$ faz eğrileri.

Bu bölümde PSIM’de yapılan benzetimle elde edilen $G(s)$ transfer fonksiyonu genlik ve faz eğrilerinin, bundan önceki bölümlerde analitik çalışmayla bağıntısı bulunan $G(s)$ transfer fonksiyonunu doğruladığı görülmektedir. 100kHz frekansındaki kare dalga anahtarlama sinyalinden kaynaklanan 33,3kHz’teki değişim ihmal edilirse, benzetimden elde edilen faz eğrilerinin, analitik çalışmanın sonucu olan Şekil 2.33 ile tamamen uyduğu söylenebilir.

Ayrıca bu bölümdeki her şekilde üstte gerçek sisteme, altta RLC devre modeline ait olarak verilen eğrilerin birbirlerine uyduğu görülmektedir. Bu durum, bu çalışmada oluşturulan RLC devre modelinin, gerçek sistemin davranışını, sinüzoidal kaynağın

neden olduğu dalgacıklardan arındırılmış, ortalananmış halini başarılı bir şekilde yansıttığını göstermektedir.

4. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu tezde, çoğunlukla otomotiv uygulamalarında olmak üzere, değişken hızlı uygulamalarda kullanılan iç sabit mıknatıslı senkron generatör ve anahtarlama modlu doğrultucudan oluşan akü şarj sisteminde anahtarlama gecikmelerinin, anahtarlama sinyali ile akü akımı arasındaki transfer fonksiyonu üzerindeki etkisi incelenmiştir. Analitik incelemenin mümkün olması için sistemin RLC devre elemanlarıyla modellenmesi ve transfer fonksiyonunun bu model üzerinde incelenmesi amaçlanmıştır.

İç sabit mıknatıslı senkron generatörün bağımlı değişkenlere sahip olması nedeniyle modelleme analitik olarak yuvarlak rotorlu senkron generatör üzerinden yapılmıştır; fakat basit deneysel veya benzetimsel veriler kullanılarak iç sabit mıknatıslı senkron generatöre ait RLC devre modelinin de kolayca oluşturulabileceği açıklanmıştır. İç sabit mıknatıslı senkron generatörlü sistemin zaman ekseninde benzetimi PSIM'de yapılmış ve gerekli veriler alınarak bu sisteme ait RLC devre modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan RLC devre modelinin, gerçek sistemin zaman eksenindeki davranışını yansıttığı kanıtlanmıştır.

Basitleştirilmiş anahtarlama gecikmelerinin olduğu durum için gerçek sistemin transfer fonksiyonunu elde etme çalışmalarında RLC devre modeli kullanılmıştır ve transfer fonksiyonunun bağıntısı analitik olarak bulunmuştur. Yapılan çalışma sonucu, anahtarlama gecikmelerinin olduğu durum için taşıyıcı üçgen dalga şeklinin, transfer fonksiyonu üzerinde etkili olduğu saptanmıştır.

PSIM'de yapılan benzetimler sonucunda, RLC devre modelinden elde edilen transfer fonksiyonunun, gerçek sistemdeki transfer fonksiyonu ile aynı olduğu kanıtlanmıştır.

Anahtarlama gecikmelerinin anahtar sürekli iletimde veya sürekli kesimde tutacak kadar uzun olmaması şartıyla, $G(s)$ transfer fonksiyonunun genliğinin anahtarlama gecikmeleri ile değişmediği, fazının ise taşıyıcı üçgen dalganın şekline göre anahtarlama gecikmeleriyle orantılı olarak değiştiği görülmektedir. Bu durum, özellikle kesime gitme gecikme sürelerinin uzun olduğu endüktif devrelerde

anahtarlama gecikmelerinden kaynaklanan faz farkının hesaba katılmaması nedeniyle kontrol sisteminde kararsızlığa yol açabilir. Bu sakıncalı durumu ortadan kaldırmak için kesime gitme gecikmelerinin yüksek olduğu devrelerde, transfer fonksiyonunun kesime gitme gecikmesinden etkilenmemesi için taşıyıcı üçgen dalga şekli değiştirilebilir.

Bu tez çalışması, yuvarlak rotorlu senkron generatörün sadece yapısal parametreleri kullanılarak analitik olarak oluşturulabilen fakat iç sabit mıknatıslı senkron generatöre uygulanırken akım bilgisi gerektiren RLC devre modelinin, iç sabit mıknatıslı senkron generatör için de sadece yapısal parametreler kullanılarak oluşturulmasını açıklayan bir çalışmaya genişletilebilir. Bunun için iç sabit mıknatıslı senkron generatörün üç fazlı doğrultucuya bağlandığı sistemde doğrultucu çıkışındaki akımın, generatör parametrelerine, akü akımına ve anahtarlama çalışma oranına bağlı anlık değer bağıntısının bulunması gerekir.

KAYNAKLAR

- [1] **Liaw, C. Z., Soong, W. L., Ertugrul, N.**, 2005. Closed-Loop Control and Performance of an Inverterless Interior PM Automotive Alternator, *International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS*, Kuala Lumpur, Malaysia, 28 November – 01 December, Vol. 1, pp. 343-348.
- [2] **Perreault, D. J., Keim, T. A., Land, J. H., Lorilla, L. M.**, 2006. Applications of Power Electronics in Automotive Power Generation, *Automotive Power Electronics*, 21-22 June, Paris.
- [3] **Whaley, D. M., Soong, W. L., Ertugrul, N.**, 2005. Investigation of Switched-Mode Rectifier for Control of Small-Scale Wind Turbines, *Industry Applications Conference*, Kowloon, Hong Kong, 2-6 October, Vol. 4, pp. 2849-2856.
- [4] **Soong, W. L., Ertugrul, N.**, 2004. Inverterless High-Power Interior Permanent-Magnet Automotive Alternator, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, No. 4, pp. 1083-1091.
- [5] **Kudarauskas, S., Simanygienė, L.**, 2007. Development of the Phasor Diagram and Equivalent Circuit for the Salient Pole Synchronous Machine, *Electronics and Electrical Engineering*, No. 6 (78), pp. 13-16.
- [6] **Pozzobon P.**, 1998. Transient and Steady-State Short-Circuit Currents in Rectifiers for DC Traction Supply, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 47, No. 4, pp. 1390-1404.
- [7] **Greenwood, A.**, 1991. *Electrical Transients in Power Systems*, Wiley - Interscience, 2. ed., Canada.
- [8] **Balogh, L.**, 2001. *Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits*, Texas Instruments.

EKLER

- EK A.1 :** Şekil 1.8 MATLAB kodu
- EK A.2 :** Şekil 2.32 MATLAB kodu
- EK A.3 :** Şekil 2.33 MATLAB kodu

EK A.1

```
n=0:1:9000;  
w=2*pi*n/60;  
x=50*pi;  
I=0.34*(0.00524*w.^4+0.593*w.^2).^0.5./(0.593+0.00089*w.^2);  
plot(w/x,I/26.98);
```

EK A.2

```
f=1:1:4e4;  
w=2*pi*f;;  
s=i*w;  
tk=1e-6;  
G=35.6*exp(-s*tk);  
GENLIK=20*log10(abs(G));  
FAZ=angle(G)*180/pi;  
semilogx(f, GENLIK);  
figure;  
semilogx(f, FAZ);
```

EK A.3

```
for tk=[0:1e-6:3e-6]
f=1:1:4e4;
w=2*pi*f;;
s=i*w;
G=36*exp(-s*tk);
FAZ=angle(G)*180/pi;
semilogx(f,FAZ);
hold on;
end
```

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad : Umut SAĞIROĞLU

Doğum Yeri ve Tarihi : Kulp / 1985

Lisans Üniversite : Elektrik Mühendisliği - İstanbul Teknik Üniversitesi