

**ENDÜSTRİYEL KONTROL SİSTEMLERİNDE YER ALAN  
BASKI DEVRE KARTLARININ ELEKTROMANYETİK  
UYUMLULUK ANALİZİ VE MODELLENMESİ**

**OĞUZHAN COŞKUN**



T.C.  
BURSA ULUDAĞ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ENDÜSTRİYEL KONTROL SİSTEMLERİNDE YER ALAN BASKI DEVRE  
KARTLARININ ELEKTROMANYETİK UYUMLULUK ANALİZİ VE  
MODELENMESİ**

Oğuzhan COŞKUN  
0000-0002-1197-6565

Prof. Dr. Güneş YILMAZ  
(Danışman)

DOKTORA TEZİ  
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

BURSA – 2023  
**Her Hakkı Saklıdır**

## TEZ ONAYI

Oğuzhan COŞKUN tarafından hazırlanan “ENDÜSTRİYEL KONTROL SİSTEMLERİNDE YER ALAN BASKI DEVRE KARTLARININ ELEKTROMANYETİK UYUMLULUK ANALİZİ VE MODELLENMESİ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Bursa Uludağ Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

**Danışman:** Prof. Dr. Güneş YILMAZ

- |               |   |  |      |
|---------------|---|--|------|
| <b>Başkan</b> | : | Prof. Dr. Güneş YILMAZ<br>0000-0001-8972-1952<br>Bursa Uludağ Üniversitesi,<br>Mühendislik Fakültesi,<br>Telekomünikasyon Anabilim Dalı                                      | İmza |
| <b>Üye</b>    | : | Doç. Dr. Ersen YILMAZ<br>0000-0002-6620-655X<br>Bursa Uludağ Üniversitesi,<br>Mühendislik Fakültesi,<br>Devreler ve Sistemler Anabilim Dalı                                  | İmza |
| <b>Üye</b>    | : | Doç. Dr. Cemal HANILÇI<br>0000-0002-9174-0367<br>Bursa Teknik Üniversitesi,<br>Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi,<br>Telekomünikasyon Anabilim Dalı                    | İmza |
| <b>Üye</b>    | : | Doç. Dr. Sibel YENİKAYA<br>0000-0002-9423-1752<br>Bursa Uludağ Üniversitesi,<br>Mühendislik Fakültesi,<br>Elektromanyetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı        | İmza |
| <b>Üye</b>    | : | Dr. Öğr. Üyesi Bahadır HİÇDURMAZ<br>0000-0002-4610-1400<br>Dumlupınar Üniversitesi,<br>Mühendislik Fakültesi,<br>Elektromanyetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı | İmza |

**Yukarıdaki sonucu onaylarım**

**Prof. Dr. Hüseyin Aksel EREN**

**Enstitü Müdürü**

.././.....

**B.U.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;**

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

**beyan ederim.**

**22/02/2023**

**Oğuzhan COŞKUN**

**TEZ YAYINLANMA  
FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI**

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezin/raporun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kâğıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma izni Bursa Uludağ Üniversitesi'ne aittir. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet hakları ile tezin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları tarafımıza ait olacaktır. Tezde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanılması zorunlu metinlerin yazılı izin alınarak kullandığını ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederiz.

Yükseköğretim Kurulu tarafından yayınlanan “**Lisansüstü Tezlerin Elektronik Ortamda Toplanması, Düzenlenmesi ve Erişime Açılmasına İlişkin Yönerge**” kapsamında, yönerge tarafından belirtilen kısıtlamalar olmadığı takdirde tezin YÖK Ulusal Tez Merkezi / B.U.Ü. Kütüphanesi Açık Erişim Sistemi ve üye olunan diğer veri tabanlarının (Proquest veri tabanı gibi) erişimine açılması uygundur.

Prof. Dr. Güneş YILMAZ  
22/02/2023

Oğuzhan COŞKUN  
22/02/2023

İmza

Bu bölüme kişinin kendi el yazısı ile okudum  
anladım yazmalı ve imzalanmalıdır.

İmza

Bu bölüme kişinin kendi el yazısı ile okudum  
anladım yazmalı ve imzalanmalıdır.

## ÖZET

Doktora Tezi

### ENDÜSTRİYEL KONTROL SİSTEMLERİNDE YER ALAN BASKI DEVRE KARTLARININ ELEKTROMANYETİK UYUMLULUK ANALİZİ VE MODELLENMESİ

**Oğuzhan COŞKUN**

Bursa Uludağ Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

**Danışman:** Prof. Dr. Güneş YILMAZ

Günümüzde modern binek araçlarda uzun ömür, küçük boyut ve yüksek enerji verimliliği avantajları nedeniyle aydınlatmada kullanılan geleneksel halojen ampullü teknolojilerin yerini Işık Yayan Diyotlar (LED) almaktadır. Otomotiv endüstrisinde LED'lerin sürülmesi için kullanılan elektronik devrelerin firmalar ve uluslararası standartlarca belirlenen aydınlatma ve elektromanyetik uyumluluk (EMC) regülasyonlarını sağlaması zorunludur. Aydınlatma zorunluluğu için gerilim ve akım kontrolü sağlayabilen anahtarlama modlu güç dönüştürücülerinin (SMPC) kullanımı yaygındır. EMC başarısı için ise elektromanyetik girişim (EMI) filtreleri sıklıkla devre tasarımlarına dahil edilmektedirler. EMC testleri yüksek maliyetli ve zaman alan süreçlerdir. Maliyeti azaltmak ve zaman kazanmak için testten önce baskılı devre kartlarındaki (PCB) sorunları belirlemek amacıyla tasarım mühendisleri benzetimlere başvurmaktadır.

Bu tez çalışması kapsamında bir binek araca ait ön sis lambasının SMPC içeren LED sürücü modülü PCB'sinin elektriksel eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur. Sonrasında Uluslararası Radyo Girişimi Özel Komitesi (CISPR) 25'te tanımlanan iletilen emisyon (CE) ve yayılan emisyon (RE) testleri benzetim programlarında analiz edilmiş ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. EMI filtre olarak kullanılan yüzey montaj teknolojili (SMT) ferrit boncuğun (FB) endüktif davranışı sonucu kondansatörlerle oluşturabileceği rezonansların CE üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bu amaçla sürücü modülü güç hattında FB'nin yer aldığı ve almadığı iki farklı devre konfigürasyonu oluşturulmuş, CE testleri benzetim programında analiz edilmiş ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçları MBN 10284-4 regülasyon limitleri baz alınarak karşılaştırılmıştır. Son olarak FB'nin RE üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu amaçla RE testi için iki ayrı devre konfigürasyonunun benzetim programında modelleri oluşturulmuş, analiz edilmiş ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçları ECE R10 regülasyon limitleri baz alınarak karşılaştırılmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** LED sürücü, anahtarlama modlu güç dönüştürücü, elektromanyetik uyumluluk, emisyon testi, ferrit boncuk, LC rezonansı

**2023, xiv + 127 sayfa.**

## ABSTRACT

PhD Thesis

### ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY ANALYSIS AND MODELING OF PRINTED CIRCUIT BOARDS IN INDUSTRIAL CONTROL SYSTEMS

**Oğuzhan COŞKUN**

Bursa Uludağ University  
Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Department of Electronics Engineering

**Supervisor:** Prof. Dr. Güneş YILMAZ

Nowadays, Light Emitting Diodes (LEDs) are replacing the traditional technologies used in lighting in modern passenger vehicles due to the advantages of long life, smaller size, and higher energy efficiency. Electronic circuits used in the automotive industry to drive LEDs must comply with lighting and electromagnetic compatibility (EMC) regulations and international standards set by companies. The use of switched-mode power converters (SMPC), which can provide voltage and current control for lighting necessities, is common. For EMC success, electromagnetic interference (EMI) filters are often included in the circuit design. EMC tests are costly and time-consuming processes. To reduce cost and save time, design engineers use simulations to identify problems in printed circuit boards (PCBs) prior to testing.

In this thesis, the electrical equivalent circuit model of the LED driver module PCB containing the SMPC of the front fog lamp of a passenger car has been created. Afterwards, conducted emission (CE) and radiated emission (RE) tests defined in International Special Committee on Radio Interference (CIPSR) 25 have been analyzed in simulation programs and applied experimentally. The effects of resonances that can be created with capacitors because of the inductive behavior of surface mount technology (SMT) ferrite bead (FB) used as an EMI filter on CE have been investigated. For this purpose, two different circuit configurations with and without FB in the power line of the driver module have been created, CE tests have been analyzed in the simulation program and experimentally implemented. Obtained measurement results have been compared based on MBN 10284-4 regulation limits. Finally, the effect of FB on RE has been investigated. For this purpose, two different circuit configurations have been created, RE tests have been analyzed in the simulation program and experimentally implemented. Obtained measurement results have been compared based on ECE R10 regulation limits.

**Key words:** LED driver, switched mode power converters, electromagnetic compatibility, emission test, ferrite bead, LC resonance

**2023, xiv + 127 pages.**

## TEŞEKKÜR

Her şeyden önce bu noktaya ulaşmamda en büyük pay sahibi olan, hiçbir koşulda desteklerini esirgemeyen kıymetli anne ve babama ayrı ayrı teşekkürlerimi sunarım.

Doktora eğitimim boyunca hem akademik hem kişisel konularda yardımcı olan, desteğini ve gücünü her zaman arkamda hissettiğim danışman hocam Prof. Dr. Güneş YILMAZ'a teşekkürlerimi sunarım.

Tezin gelişimindeki değerli katkılarından dolayı Tez İzleme Komitesinin değerli üyeleri Sayın Doç. Dr. Ersen YILMAZ ve Sayın Doç. Dr. Cemal HANİLÇİ'ye, tez savunma sınavına katılan değerli jüri üyeleri Doç. Dr. Sibel YENİKAYA ve Dr. Öğr. Üyesi Bahadır HİÇDURMAZ'a teşekkür ederim.

Bu tez çalışması TÜBİTAK BİDEB 2244 Sanayi-Doktora Programı'nın 118C157 numaralı "Endüstriyel Gerçek Zamanlı Akıllı Kontrol Sistemlerinin Geliştirilmesi" projesinin bir parçası olarak tamamlanmıştır. Proje kapsamında bünyesinde yer aldığım EMKO Elektronik A.Ş.'nin Yönetim Kurulu Başkanı sayın Ayhan ISPALAR'a ve sanayi danışmanım sayın Erkan EGELİ'ye destekleri ve sundukları imkanlardan ötürü teşekkür ederim. Ayrıca projeye olan destekleri için TÜBİTAK'a teşekkürlerimi sunarım.

Oğuzhan COŞKUN  
22/02/2023



## İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ .....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	x
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xiv
1. GİRİŞ .....	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI .....	5
3. MATERYAL ve YÖNTEM.....	9
3.1. EMI .....	9
3.2. İletilen ve Yayılan Emisyon.....	10
3.3. EMC Standartları ve Testleri .....	14
3.3.1. CE testi .....	18
3.3.2. RE testi .....	20
3.4. LED Sürücü Modülü Devre Yapısı.....	25
3.5. LED Sürücü Modülü PCB’inde EMI Kaynakları .....	26
3.5.1. Anahtarlama sinyali gürültüsü .....	29
3.5.2. Çınlama gürültüsü .....	31
3.5.3. Diyot ters toparlanma gürültüsü.....	33
3.6. FB ile LED Sürücü Modülünde EMI Azaltımı .....	34
3.6.1. FB karakteristikleri ve eşdeğer devresi .....	36
3.6.2. FB’nin EMI’ya etkisi .....	38
3.6.3. FB’nin rezonans etkisi .....	40
3.7. LED Sürücü Modülü PCB Tasarımı .....	43
3.8. LED Sürücü Modülü PCB’si Benzetim Modeli .....	46
3.8.1. İletken tel modeli.....	47
3.8.2. PCB bağlantı yolu modeli .....	50
3.8.3. Düzlem modeli .....	52
3.8.4. Pad modeli.....	53
3.8.5. Delik içi kaplama modeli .....	53
3.8.6. Kuplaj mekanizmalarının modeli .....	55
3.8.7. Direnç modeli.....	58
3.8.8. Kondansatör modeli .....	60
3.8.9. Bobin modeli .....	63
3.8.10. FB modeli.....	65
3.8.11. Diyot modeli .....	66
3.8.12. MOSFET modeli.....	70
3.8.13. PCB’nin saçılma parametreleri ile modellenmesi.....	73
3.9. LED Sürücü Modülü PCB’inde Eleman Modellerinin Performans Analizi .....	75
3.10. LED Sürücü Modülü PCB’si CE Test Modeli ve Benzetimi.....	77
3.11. FB Rezonans Analizi Modeli ve Benzetimi.....	83
3.12. LED Sürücü Modülü PCB’si RE Test Modeli ve Benzetimi.....	84
3.13. LED Sürücü Modülü PCB’sinin EMC Testleri .....	85
4. BULGULAR ve TARTIŞMA.....	86

4.1. LED Sürücü Modülü PCB'sinin Eleman Modellerinin Benzetim Bulguları.....	86
4.1.1. Pasif eleman modelleri bulguları .....	86
4.1.2. Aktif eleman modelleri bulguları .....	91
4.2. LED Sürücü Modülü PCB'sinin CE Testi ve Rezonans Benzetimi Bulguları .....	95
4.2.1. Birinci model bulguları .....	95
4.2.2. İkinci model bulguları .....	98
4.2.3. Üçüncü model bulguları .....	100
4.2.4. Dördüncü model bulguları .....	103
4.3. LED Sürücü Modülü PCB'sinin RE Testi Benzetim Bulguları.....	107
4.4. Ürün EMC Test Sonuçları ve Benzetimlerle Karşılaştırılması .....	109
5. SONUÇ .....	114
KAYNAKLAR .....	119
EKLER .....	122
EK 1 Ön Sis LED Sürücü Modülü Eleman Bilgileri .....	123
EK 2 Üretilen LED Sürücü Modülü PCB'si Ön ve Arka Yüzü.....	124
EK 3 Anahtarlama Frekansı ve Darbe Süresi Genişliği Ölçüm Düzenegi.....	125
ÖZGEÇMİŞ .....	126

## SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler	Açıklama
$\alpha$	Malzeme Sıcaklık Katsayısı
$a_i$	Porta Ulaşan Dalga
$A$	İletken Alanı
$b_i$	Porttan Yansıyan Dalga
$\beta_0$	Serbest Uzayda Dalga Sayısı
$C$	Kaynak ile Kurban Arasında Oluşan Kondansatör
$C_{eş}$	Eşdeğer Parazitik Kondansatör
$C_{GD}$	MOSFET'in Kapı ve Kanalı Arasındaki Kondansatör
$C_{GS}$	MOSFET'in Kapı ve Kaynağı Arasındaki Kondansatör
$C_{DS}$	MOSFET'in Kanal ve Kaynağı Arasındaki Kondansatör
$C_{KON}$	LC Devresindeki Kondansatör Değeri
$C_{par}$	Parazitik Kondansatör
$C_{via}$	Delik İçi Kaplama Kondansatörü
$d$	İletkenler Arasındaki Uzaklık
$D$	Görev Döngüsü
$D_1$	Delik İçi Kaplama Pad Çapı
$D_2$	Delik İçi Kaplama Antipad Çapı
$f$	Frekans
$f_1$	Direnç ve Bobinin Rezistif Davranışının Sonlandığı Frekans
$f_c$	Kritik Frekans
$f_{rez}$	Rezonans Frekansı
$\vec{E}$	Elektrik Alan Şiddeti
$\epsilon_0$	Serbest Uzayın Dielektrik Sabiti
$\epsilon_r$	Bağlı Dielektrik Sabiti
$h$	Dielektrik Katman Yüksekliği
$\vec{H}$	Manyetik Alan Şiddeti
$I_{CM}$	Ortak Mod Akımı
$I_D$	Diyot Akımı
$I_{DM}$	Diferansiyel Mod Akımı
$I_F$	Diyot İleri Yön Akımı
$I_i^+$	Porta Gelen Akım Dalgası
$I_i^-$	Porttan Yansıyan Akım Dalgası
$I_s$	Diyot Doyum Akımı
$I_X$	Diferansiyel ve Ortak Mod Akımı Pozitif Ölçüm Noktası
$I_y$	Diferansiyel ve Ortak Mod Akımı Negatif Ölçüm Noktası
$k$	Kuplaj Katsayısı
$K_p$	MOSFET İletkenliği
$l$	İletken Uzunluğu
$\mathcal{L}$	Hat Uzunluğu
$L_{BONCUK}$	Ferrit Boncuk Endüktansı

$L_d$	MOSFET Dahili Kanal Endüktansı
$L_{eş}$	Eşdeğer Döngü Endüktansı
$L_{KON}$	LC Devresinde Kondansatör Eşdeğer Seri Endüktansı
$L_{öz}$	Öz Endüktans
$L_s$	MOSFET Dahili Kanal Endüktansı
$L_{via}$	Delik İçi Kaplama Endüktansı
$M$	Karşılıklı Endüktans
$n$	Harmonik Sayısı
$N$	Diyot Emisyon Katsayısı
$\rho$	Malzemenin Özdirenç Katsayısı
$r$	Elektrik Alanın Oluştuğu Nokta
$r_d$	Diyot Dinamik Direnci
$R_{AC}$	AC Direnç
$R_{DC}$	DC Direnç
$R_{ds-on}$	MOSFET Kanal Kaynak Direnci
$R_g$	MOSFET Kapı Direnci
$R_{KON}$	LC Devresindeki Kondansatörün Direnci
$R_{par}$	Bobin Parazitik Direnci
$R_s$	Diyot Parazitik Direnci
$R_{via}$	Delik İçi Kaplama Direnci
$R_{YF}$	İletken Yüksek Frekans Direnci
$t$	İletken Kalınlığı
$t_f$	Darbe Sinyalinin Düşme Süresi
$t_{on}$	Anahtarlama Elemanı Açık Kalma Süresi
$t_{off}$	Anahtarlama Elemanı Kapalı Kalma Süresi
$t_r$	Darbe Sinyalinin Yükselme Süresi
$t_{ters}$	Ters Toparlanma Süresi
$T$	Darbe Periyodu
$T_{ortam}$	Ortam Sıcaklığı
$T_{PCB}$	PCB Kalınlığı
$\tau$	Darbe Genişliği Süresi
$\mu_0$	Serbest Uzayın Manyetik Geçirgenliği
$V_1$	Dönüştürücü Giriş Gerilimi
$V_2$	Dönüştürücü Çıkış Gerilimi
$V_{CM}$	Ortak Mod Gerilimi
$V_{DM}$	Diferansiyel Mod Gerilimi
$V_F$	Diyot İleri Yön Gerilimi
$V_{GS}$	MOSFET Kapı Kaynak Gerilim
$V_i^+$	Porta Gelen Gerilim Dalgası
$V_i^-$	Porttan Yansıyan Gerilim Dalgası
$V_n$	Endüktif Kuplaj Sonucu Oluşan Gürültü Gerilimi
$V_{nh}$	n. Harmonik Gerilimi
$V_T$	Termal Gerilim
$V_{th}$	Diyot Bariyer Gerilimi
$V_{TH}$	MOSFET Bariyer Gerilimi
$V_y$	Diferansiyel ve Ortak Mod Gerilimi Negatif Ölçüm Noktası
$V_X$	Diferansiyel ve Ortak Mod Gerilimi Pozitif Ölçüm Noktası

$X_C$	Kapasitif Reaktans
$X_L$	Endüktif Reaktans
$w$	İletken Genişliği
$\omega$	Açısal Frekans
$Q$	Kalite Faktörü
$\sigma$	Malzeme İletkenliği
$\eta_0$	Serbest Uzayın Dalga Empedansı
$\lambda$	Dalga Boyu
$\delta$	Deri Kalınlığı
$\Omega$	Ohm

<b>Kısaltmalar</b>	<b>Açıklama</b>
2D	Two Dimensional
3D	Three Dimensional
ABM	Analog Behaviour Model
AC	Alternating Current
ALSE	Absorber Lined Shielded Enclosures
AN	Artificial Network
AV	Average
BW	Bandwidth
CE	Conducted Emission
CENELEC	Comité Européen de Normalisation Électrotechnique
CI	Conducted Immunity
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
CM	Common Mode
DC	Direct Current
DM	Differential Mode
DUT	Device Under Test
ECE	Economic Commission for Europe
EM	Electromagnetic
EMC	Electromagnetic Compatibility
EMI	Electromagnetic Interference
EMK	Elektromotor Kuvveti
EN	European Norm
ESD	Electrostatic Discharge
ESL	Equivalent Series Inductance
ESR	Equivalent Series Resistance
FB	Ferrite Bead
IEC	International Electrotechnical Commission
ISO	International Standard Organization
LED	Light Emitting Diode
LISN	Line Impedance Stabilization Network
MBN	Mercedes Benz
MnZn	Manganese-Zinc
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NiZn	Nickel-Zinc
OATS	Open Area Test Site

PCB	Printed Circuit Board
PK	Peak
PWM	Pulse Width Modulation
RF	Radio Frequency
RE	Radiated Emission
RI	Radiated Immunity
SAC	Semi Anechoic Chamber
SMPC	Switched Mode Power Converter
SMPS	Switched Mode Power Supply
SMT	Surface Mount Technology
TEM	Transverse Electromagnetic Cell
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
TVS	Transient Voltage Suppressor
TT	Transit Time
UNECE	United Nations Economic Commission for Europe
VNA	Vector Network Analyzer
QP	Quasi Peak

## ŞEKİLLER DİZİNİ

	<b>Sayfa</b>
Şekil 3.1.	EMI oluşum mekanizmaları ..... 10
Şekil 3.2.	İletilen emisyon akım modlarının tanımlanması a) Tek LISN DM, b) Çift LISN DM ve CM, c) DM LISN empedansı ve d) CM LISN empedansı ..... 11
Şekil 3.3.	CM ve DM döngü alanları..... 14
Şekil 3.4.	DM ve CM akımlarından dolayı oluşan yayılan emisyonlar..... 14
Şekil 3.5.	Temel EMC testleri uygulama yöntemleri a) RE b) RI c) CE d) CI.... 16
Şekil 3.6.	Emisyon dedektörleri için ölçüm örneği ..... 17
Şekil 3.7.	İletilen emisyon (veya sanal ağ) test düzeneği..... 18
Şekil 3.8.	CE ölçüm kurulumu ..... 19
Şekil 3.9.	Rod anten test kurulumu üst görünüm – dikey polarizasyon ..... 21
Şekil 3.10.	Rod anten test kurulumu yan görünüm – dikey polarizasyon ..... 21
Şekil 3.11.	Bikonik anten test kurulumu üst görünüm – dikey polarizasyon ..... 22
Şekil 3.12.	Bikonik anten test kurulumu yan görünüm – yatay polarizasyon ..... 22
Şekil 3.13.	Log-periyodik anten test kurulumu üst görünüm – dikey polarizasyon 23
Şekil 3.14.	Log-periyodik anten test kurulumu yan görünüm – yatay polarizasyon 23
Şekil 3.15.	Horn anten test kurulumu üst görünüm – yatay polarizasyon..... 24
Şekil 3.16.	Horn anten test kurulumu yan görünüm – dikey polarizasyon ..... 24
Şekil 3.17.	DC - DC dönüştürücülü temel otomotiv LED sürücü modülü yapısı .. 25
Şekil 3.18.	Endüktif kuplaj mekanizması ..... 27
Şekil 3.19.	Kapasitif kuplaj mekanizması ..... 28
Şekil 3.20.	LED sürücü modülündeki gürültü yolları a) DM gürültü yolu b) CM gürültü yolu..... 29
Şekil 3.21.	Zaman ve frekans bölgesinde ideal kare dalga a) zaman bölgesi b) frekans bölgesi ..... 30
Şekil 3.22.	Zaman ve frekans bölgesinde trapezoidal dalga formu..... 31
Şekil 3.23.	Parazitik elemanların dahil edilmediği durumda örnek bir anahtarlama dalga formu. .... 32
Şekil 3.24.	LED sürücü modülünde parazitik elemanlar ve anahtarlama sinyalinde gerilim çınlaması..... 32
Şekil 3.25.	Diyot ters toparlanma durumu..... 33
Şekil 3.26.	Geleneksel FB fiziksel yapısı ..... 35
Şekil 3.27.	Örnek bir FB frekans - empedans grafiği ..... 36
Şekil 3.28.	FB'nin basitleştirilmiş devre modeli ..... 37
Şekil 3.29.	Bobin ve FB empedans karşılaştırılması ..... 38
Şekil 3.30.	Bobin ile oluşturulan $\pi$ filtrenin frekansa göre davranışı ..... 39
Şekil 3.31.	FB ile oluşturulan $\pi$ filtrenin frekansa göre davranışı ..... 39
Şekil 3.32.	FB'nin LC rezonans etkisine bir örnek a) FB ve kondansatör içeren alçak geçirgen filtre test modeli b) filtrenin frekans tepkisi ..... 40
Şekil 3.33.	FB ve kondansatör yapısının yüksek frekans eşdeğer devresi ..... 41
Şekil 3.34.	FB ve kondansatör ile oluşan seri rezonans devresi ..... 41
Şekil 3.35.	Rezonans frekansında LC devresi akım karakteristiği ..... 42
Şekil 3.36.	Tasarımda kullanılan LED'in elektriksel parametreleri ..... 43
Şekil 3.37.	AL8860Q bacak diyagramı ve fonksiyonel blok şeması..... 43

Şekil 3.38.	AL8860Q dönüştürücüsünün temel devre şeması.....	44
Şekil 3.39.	FB'nin yer aldığı LED sürücü modülü konfigürasyonu.....	45
Şekil 3.40.	FB'nin yer almadığı LED sürücü modülü konfigürasyonu.....	45
Şekil 3.41.	Ön sis LED sürücü modülü PCB'si 2D gösterimi.....	46
Şekil 3.42.	PCB'lerde yer alan genel dikdörtgen iletken modeli .....	48
Şekil 3.43.	Paralel dikdörtgenler arasında oluşan karşılıklı endüktans .....	50
Şekil 3.44.	İletken eşdeğer devre modeli.....	50
Şekil 3.45.	Mikroşerit hat yapısı.....	51
Şekil 3.46.	Kayıplı iletim hattı modeli .....	51
Şekil 3.47.	PCB'lerde bir düzlem kullanımını örneği .....	52
Şekil 3.48.	PCB pad örneği .....	53
Şekil 3.49.	Delik içi kaplama ve elektriksel eşdeğer devresi .....	54
Şekil 3.50.	PCB'de yer alan delik içi kaplamanın elektriksel eşdeğer modeli.....	55
Şekil 3.51.	İki iletken arasındaki endüktif kuplaj modeli.....	56
Şekil 3.52.	İki iletken arasındaki kapasitif kuplaj modeli .....	57
Şekil 3.53.	Dielektrik katman ile toprak düzleminden ayrılmış pad modeli .....	58
Şekil 3.54.	Tez çalışmasında kullanılan direnç tipi .....	59
Şekil 3.55.	Direnç elemanı yüksek frekans eşdeğer modeli.....	59
Şekil 3.56.	Direnç elemanı empedansının frekansla değişimi.....	60
Şekil 3.57.	CRCW060310K0FKEA kodlu direncin oluşturulan eşdeğer modeli ..	60
Şekil 3.58.	LED sürücü modülünde kullanılan seramik kondansatör .....	61
Şekil 3.59.	Kondansatör elemanı yüksek frekans eşdeğer modeli.....	61
Şekil 3.60.	Kondansatör elemanı empedansının frekansla değişimi .....	62
Şekil 3.61.	G CJ31CR72A105KA01 kodlu kondansatörün frekans - empedans eğrisi .....	62
Şekil 3.62.	G CJ31CR72A105K kodlu kondansatörün oluşturulan eşdeğer modeli	63
Şekil 3.63.	Bobin elemanı yüksek frekans eşdeğer modeli .....	63
Şekil 3.64.	Bobin elemanı empedansının frekansla değişimi .....	64
Şekil 3.65.	ETQP4M470KFM kodlu bobin elemanı.....	65
Şekil 3.66.	ETQ-P4M470KFM kodlu bobinin oluşturulan eşdeğer modeli.....	65
Şekil 3.67.	BLM31PG121SZ1L kodlu FB elemanı .....	65
Şekil 3.68.	BLM31PG121SZ1L kodlu FB'nin frekans - empedans grafiği.....	66
Şekil 3.69.	BLM31PG121SZ1L kodlu FB'nin oluşturulan eşdeğer modeli .....	66
Şekil 3.70.	Diyot yüksek frekans eşdeğer modeli .....	67
Şekil 3.71.	S3J kodlu diyot ve gerilim - akım grafiği.....	68
Şekil 3.72.	S3J kodlu diyotun oluşturulan eşdeğer modeli.....	69
Şekil 3.73.	SM6T36CA kodlu TVS diyot ve yaklaşık eşdeğer modeli.....	69
Şekil 3.74.	SM6T36CA kodlu TVS diyotun oluşturulan eşdeğer modeli .....	70
Şekil 3.75.	IRF2804 elemanı ve gösterimi .....	70
Şekil 3.76.	NMOS MOSFET yüksek frekans eşdeğer devre modeli .....	71
Şekil 3.77.	IRF2804'in ürün bilgi sayfasında verilen akım-iletkenlik grafiği.....	72
Şekil 3.78.	IRF2804 kodlu NMOS MOSFET elemanının eşdeğer devre modeli ..	73
Şekil 3.79.	N porta sahip bir devre yapısı.....	74
Şekil 3.80.	LED sürücü modülü PCB'sinin s parametre modeli .....	75
Şekil 3.81.	Pasif elemanlar için hazırlanan AC tarama analizi modeli .....	76
Şekil 3.82.	Aktif elemanlar için hazırlanan DC tarama analizi modeli.....	77
Şekil 3.83.	FB yer alan konfigürasyonda anahtarlama sinyal frekansı ölçümü.....	78
Şekil 3.84.	FB yer alan konfigürasyonda darbe genişliği süresi ölçümü.....	78



Şekil 3.85.	FB yer almayan konfigürasyonda anahtarlama sinyal frekansı ölçümü	79
Şekil 3.86.	FB yer almayan konfigürasyonda darbe genişliği süresi ölçümü.....	79
Şekil 3.87.	Birinci model konfigürasyonu.....	80
Şekil 3.88.	İkinci model konfigürasyonu.....	80
Şekil 3.89.	Üçüncü model konfigürasyonu .....	81
Şekil 3.90.	Dördüncü model konfigürasyonu .....	82
Şekil 3.91.	Modellerde oluşan FB – kondansatör devre yapıları.....	83
Şekil 3.92.	RE testi benzetimi için oluşturulan model .....	84
Şekil 3.93.	Yarı yankısız odada gerçekleştirilen CE testi.....	85
Şekil 3.94.	Yarı yankısız odada gerçekleştirilen RE testi.....	85
Şekil 4.1.	G CJ31CR72A105K 1 $\mu$ F kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği.....	87
Şekil 4.2.	G CJ21BR72A104K 100 nF kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği.....	87
Şekil 4.3.	G CM21BC72A105K 1 $\mu$ F kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği.....	88
Şekil 4.4.	G CM32DC72A475K 4,7 $\mu$ F kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği.....	88
Şekil 4.5.	G CJ216R71H222KA 2,2 nF kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği.....	89
Şekil 4.6.	G CE188R71H103K 10 nF kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği.....	89
Şekil 4.7.	ETQ-P4M470KFM 47 $\mu$ H bobin eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği.....	90
Şekil 4.8.	BLM31PG121SZ1L FB eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği.....	91
Şekil 4.9.	S3J diyot eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği.....	92
Şekil 4.10.	NRVTS260ESFT1G Schottky diyot eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği.....	92
Şekil 4.11.	SM6T36CA TVS diyot eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği.....	93
Şekil 4.12.	KW2 CFLNM2.TK LED eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği.....	93
Şekil 4.13.	IRF2804 MOSFET eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği.	94
Şekil 4.14.	Birinci model için LED gerilim.....	95
Şekil 4.15.	Birinci model için LED akımı .....	96
Şekil 4.16.	Birinci modele ait iki konfigürasyonun CE testi benzetim sonuçları...	96
Şekil 4.17.	Birinci modelde oluşan FB – kondansatör devresinin rezonans analizi	97
Şekil 4.18.	İkinci model için LED gerilimi .....	98
Şekil 4.19.	İkinci model için LED akımı.....	98
Şekil 4.20.	İkinci modele ait iki konfigürasyonun CE testi benzetim sonuçları.....	99
Şekil 4.21.	Üçüncü model için LED gerilimi .....	100
Şekil 4.22.	Üçüncü model için LED akımı.....	101
Şekil 4.23.	Üçüncü modele ait iki konfigürasyonun CE testi benzetim sonuçları .	101
Şekil 4.24.	Üçüncü modelde oluşan FB – kondansatör devresinin rezonans analizi	103
Şekil 4.25.	Dördüncü model için LED gerilimi.....	104
Şekil 4.26.	Dördüncü model için LED akımı .....	104
Şekil 4.27.	Dördüncü model CE testi benzetim sonuçları (FB) .....	105

Şekil 4.28.	Dördüncü modelde oluşan FB – kondansatör devresinin rezonans analizi .....	106
Şekil 4.29.	S parametre modeli için LED gerilimi .....	107
Şekil 4.30.	S parametre modeli için LED akımı .....	107
Şekil 4.31.	FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlara ait RE testi benzetim sonuçları .....	108
Şekil 4.32.	CE testi sonuçları (FB) .....	109
Şekil 4.33.	CE testi sonuçları (0R) .....	109
Şekil 4.34.	CE EMC testi ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması (FB) .....	110
Şekil 4.35.	CE EMC testi ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması (0R) .....	110
Şekil 4.36.	RE testi sonuçları (FB) .....	111
Şekil 4.37.	RE testi sonuçları (0R) .....	112
Şekil 4.38.	RE EMC testi ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması (FB) .....	112
Şekil 4.39.	RE EMC testi ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması (0R) .....	113
Ek Şekil 2.1.	Ön yüz .....	124
Ek Şekil 2.2.	Arka yüz .....	124
Ek Şekil 3.1.	Anahtarlama frekansı ve darbe süresi genişliği ölçüm düzeneği .....	125

## ÇİZELGELER DİZİNİ

	<b>Sayfa</b>
Çizelge 3.1. MBN10284-4 ve CISPR 25 CE limitleri .....	19
Çizelge 3.2. ECE R10 RE limitleri .....	24
EK Çizelge 1.1. Ön sis LED sürücü modülü eleman bilgileri .....	123

## 1. GİRİŞ

Günümüzde modern bir binek araçta uzun ömür, küçük boyut ve yüksek enerji verimliliği avantajları nedeniyle ön aydınlatma, arka aydınlatma ve iç aydınlatmada kullanılan geleneksel teknolojilerden halojen ampullerin sayısı hızla azalmakta ve yerini Işık Yayan Diyotlar (LED) almaktadır. Son yıllarda üretimi ve kullanımı yaygınlaşan elektrikli araçlarda da düşük güç tüketiminden dolayı LED'ler sıklıkla tercih edilmektedir. Bu eğilim, LED teknolojisinin gelişmesini sağlamış, yüksek parlaklığa sahip LED pazarı 2015 yılında 15 milyar \$ değerindeyken, 2022 yılında yaklaşık 29 milyar \$'a ulaşmıştır (Song vd., 2019).

LED'lerin sürülmesi için kullanılan elektronik devrelerin firmalar ve uluslararası standartlarca belirlenen yasal zorunluluklara uyması açısından önemli kriterleri karşılaması gerekmektedir. Bunlardan başlıcası, ürünün kullanacağı bölgeye göre farklılık gösteren aydınlatma regülasyonlarıdır. İstenen parlaklık değerlerinin elde edilmesi ve sürekliliğinin sağlanması devre tasarımı sırasında öncelikli olarak dikkat edilmesi gereken konulardır. Otomotiv LED sürücü devrelerinde, bahsedilen kriterleri karşılayabilecek gerilim ve akım kontrolünü sağlayabilen, yüksek verim, küçük boyut özelliklerine sahip anahtarlama modlu güç dönüştürücülerin (SMPC) kullanımı yaygındır.

Tasarımcılar tarafından ele alınması gereken bir diğer temel gereksinim ise sürücü devrelerinin uluslararası standartlarda ve firma şartnamelerinde tanımlanan elektromanyetik uyumluluk (EMC) testlerinden başarıyla geçmesidir. Modern otomobillerde mekanik olarak çalıştırılan nesnelerin yerini elektronik olarak kontrol edilen nesnelerin alması ile araç içerisinde elektromanyetik (EM) gürültü seviyesinin artışına bağlı olarak EMC ile ilgili karmaşık mühendislik sorunları ortaya çıkmaktadır (Coşkun vd., 2021).

Bir LED sürücü modülünün tasarım hedefleriyle paralel çalışmasını sağlamak için elektromanyetik girişimden (EMI) korunması gerekmektedir. Ayrıca diğer hassas elektronik ekipmanlar için EMI sorunlarına neden olabilecek emisyonlar da oluşturması

engellenmelidir. DC-DC düşürücü dönüştürücü kullanılan devrelerde gerilim/akım dönüşümünün anahtarlamalı gerçekleşmesiyle meydana gelen harmonikler, hızlı gerilim/akım değişimi sonucunda oluşan EM alanlar diğer ekipmanlar için bir gürültü kaynağı etkisi oluşturmaktadır. Bu nedenlerden dolayı LED sürücü modülündeki EMI kaynaklarını tahmin etmek ve azaltmak kritik önem arz etmektedir (Coşkun vd., 2022).

Bir güç dönüştürücünün EMI yönetimi, tasarım sürecinin ayrılmaz bir parçası olmalıdır. EMI doğrulaması normalde ürün son aşamasındayken ve performans testleri devam ederken yapıldığından olumsuzluklar sonucu gerçekleştirilecek revizyonlar pazara çıkış süresini uzatabilir. Üretim aşamasından önce EM davranışın modellenmesi ve benzetimi, gerçekleştirme sonrası oluşabilecek EMC problemlerini azaltmakta olup, maliyeti düşürmeye de yardımcı olmaktadır. Ayrıca ürüne ait benzetim modeline sahip olmak, yapılabilecek değişikliklerin EMC'ye etkisinin tahmin edilmesinde zaman ve maliyet açısından verimli bir çözüm yöntemi sunmaktadır (Coşkun vd., 2021). Bahsedilen durumlar dikkate alındığında, EMC'nin güç dönüştürücü tasarım aşamasıyla eş zamanlı olarak incelenmesi son derece önemlidir (Grobler, 2016).

Güç dönüştürücü baskı devre kartları (PCB) Entegre Devre Vurgulu Simülasyon Programı (SPICE) benzeri ortamlarda temel devre teorisi benzetim teknikleri kullanılarak modellenebilir ve EMI davranışları tahmin edilebilir. Burada PCB'de yer alan tüm bileşenlerin pasif ve aktif elemanlar kullanılarak oluşturulan elektriksel eşdeğer devreleriyle modeller oluşturulur. Bahsedilen çözümler için geçerli olan denklemler, Kirchhoff akım ve gerilim yasalarına dayanmaktadır. Bu tür analiz, yapının fiziksel boyutunun çalışma frekansındaki dalga boyuna kıyasla küçük olduğu durumlarda kullanılabilir. Bu koşul altında, sistemdeki yayılan EM etki ihmal edilebilir düzeydedir. Benzetim yöntemi iletilen emisyon ya da bağışıklık testleri için uygundur (Nayak, 2020).

PCB boyutu dalga boyu ile karşılaştırılabilir hale geldiğinde, bağlantı yolları EM enerji ileten veya alan antenler gibi davranmaya başlamaktadır. Elektronik sistemlerin radyasyon etkileri, elektrik ve manyetik alan bağlantıları, Maxwell denklemleri kullanılarak analiz edilebilmekte ve benzetimler için bu denklemlerden faydalanan analiz

programları kullanılmaktadır. Bahsedilen yöntem ile yayılan emisyon ve bağışıklık testlerinin benzetimleri gerçekleştirilebilmektedir (Nayak, 2020).

DC-DC dönüştürücülerde mevcut EMI azaltma teknikleri diferansiyel mod (DM) ve ortak mod (CM) gürültüleri için kontrol ve güç bölümlerinde uygulanmaktadır. Bastırma devreleri, EMI filtreleri ve PCB yerleşim optimizasyonu gibi çözümlere ek olarak son yıllarda yüzey montaj teknolojili (SMT) ferrit boncuk (FB) kullanımı da yaygınlaşmıştır (Yazdani vd., 2011).

FB'ler genellikle ferrit yapıya gömülmüş oldukça iletken bir malzeme kullanılarak üretilir ve geniş bir frekans aralığında istenen akım değerlerini ve empedans profilini elde etmek için kullanılır (Bacmaga vd., 2020). Özellikle güç elektroniği alanında yüksek frekanslı gürültüyü bastırmak için yaygın kullanılan pasif elemanlardır ve aynı zamanda sinyalin faydalı bileşenlerini etkilememektedirler. İletkenlik ya da radyasyon yoluyla aktarılan istenmeyen sinyallerin önlenmede ve bunlara karşı korunmada verimli ve uygun maliyetli bir çözümdür (Damjanovic vd., 2010). Amaçlanan frekans aralığında direnç davranışı göstermekte ve gürültü enerjisini ısı şeklinde dağıtmaktadır. FB, güç hattına seri şekilde ve genellikle, dekaplaj kondansatörleri ile kullanılmaktadır. Böylece, alçak geçiren filtre yapısı oluşturularak besleme hattına ulaşabilecek yüksek frekanslı gürültülerin daha da azaltılması amaçlanmaktadır (Analog Devices, 2015).

Bununla birlikte, sistemde FB'lerin yanlış kullanımı, genel EMI bastırma kabiliyetini bozabilmektedir. FB'nin amaçlanan frekans bölgesinden daha düşük frekanslarda yüksek kalite faktörüne (Q) sahip endüktans gibi davranması sonucunda istenmeyen rezonanslar oluşabilmektedir. Bunun sonucunda da gürültü sinyali zayıflamak yerine katlanarak EMC problemi oluşturabilmektedir. Özellikle kHz'lerde anahtarlama yapan güç dönüştürücülerinde, bu durumun yaşanma ihtimali oldukça yüksektir. Bu nedenle DC - DC dönüştürücü tasarımlarında FB kullanımı sırasında bahsi geçen rezonans etkisinin göz önünde bulundurulması gerekmektedir (Coşkun vd., 2022).

Bu tez çalışması kapsamında bir binek araca ait ön sis lambasının SMPC içeren LED sürücü modülü PCB'sinin elektriksel eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur. Eleman

parametreleri ve PCB bileşenlerinin etkilerini gözlemlemek ve karşılaştırmak amacıyla kartın eşdeğer modeli dört farklı konfigürasyonda benzetim programında tasarlanmıştır.

Literatürden farklı olarak EMI filtre görevindeki SMT FB'nin endüktif davranışı sonucu kondansatörlerle oluşturabileceği rezonansların CE üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bu amaçla FB'nin yer aldığı ve almadığı iki ayrı ürün gerçekleştirilmiştir. Ayrıca dört model için FB'nin yer aldığı ve almadığı iki farklı devre konfigürasyonu oluşturulmuştur. İletilen emisyon (CE) testleri benzetim programında analiz edilmiş ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçları MBN 10284-4 regülasyon limitleri baz alınarak karşılaştırılmıştır.

Son olarak FB'nin yayılan emisyonlar (RE) üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu amaçla RE testi için FB'nin yer aldığı ve almadığı iki ayrı devre konfigürasyonunun benzetim programında modelleri oluşturulmuş, analiz edilmiş ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçları ECE R10 regülasyon limitleri baz alınarak karşılaştırılmıştır.

## 2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Literatürde güç elektroniği PCB'lerin EMC analizi ve modellenmesi kapsamında yapılan benzetimler ile çözümler sunan birçok çalışma mevcuttur. Karmaşık yapılı, çok katmanlı ve yüksek hızlı elektronik kartların matematiksel modellenmesi ve analizi uzun zaman alan bir süreçtir. Bu nedenle hızlı çözümler sunabilen benzetimler EMC analizinde sıkça kullanılmaktadır. Yapının fiziksel boyutu incelenen dalga boyundan küçük olduğu durumlarda, Kirchhoff denklemlerini kullanan SPICE benzetiminden faydalanılmaktadır. Dalga boyu ile fiziksel yapının boyutu karşılaştırılabilir olduğu durumlarda ise Maxwell denklemlerini kullanan tam dalga EM çözücü benzetimlerden yararlanılmaktadır. Daha sonra elde edilen çıktılar yankısız odalardaki ölçümler ile doğrulanmaktadır.

Farhadi ve Jalilian (2006), yapmış oldukları çalışmada EMI azaltma tekniklerinin etkinliğini benzetimlerle araştırmışlardır. PCB'nin modellenmesi için SPICE temelli teknikler kullanmışlardır. Benzetimler azaltma tekniklerinin dikkate alındığı ve alınmadığı senaryolar için gerçekleştirilmiştir. Sonuçlardan hareketle EMC açısından güç elektroniği dönüştürücülerinin performansında iyileşme olduğunu göstermişlerdir.

Johannesson ve Fransson (2008), yapmış oldukları çalışmada ilk olarak basit bir anahtarlama devresi incelemiş, parazitik ve kaçak bileşenlerin nasıl modellenebileceğini araştırmışlardır. Daha sonra ilk çalışmadan elde edilen bilgileri daha karmaşık bir düşürücü dönüştürücüye uygulamışlardır. Benzetimlerde ayrıntılı bir diyot modeli olan Lauritzen modelinin uygulanması için çalışmalar gerçekleştirmiş ve karşılaştırma amaçlı ikinci bir diyot modeli önermişlerdir. Son olarak deneysel test sonuçları ile benzetim sonuçlarını karşılaştırmışlardır.

Li ve diğerleri (2009), yapmış oldukları çalışmada filtre devresini tasarlamak veya optimize etmek ve filtrenin bastırma derecesini ölçmek için kullanılabilen, zaman alanı SPICE benzetimi aracılığıyla anahtarlama mod güç kaynağının (SMPS) iletilen emisyonunu tahmin etmek için yöntem sunmuşlardır.



Karvonen (2011), yapmış olduğu çalışmada SMPC'lerde yer alan pasif bileşenleri, PCB'nin yüksek frekans davranışlarına göre modellemiş ve aktif yarı iletkenlerin statik ve dinamik davranışlarını analiz etmiştir.

Durier ve diğeri (2013), yapmış oldukları çalışmada DC - DC yükselten dönüştürücülerde gerilim ve akım kontrolünü sağlayan yapı EM gürültü oluşturabileceğinden Uluslararası Radyo Girişimi Özel Komitesi (CISPR) 25 CE ölçümleri sırasında besleme hattındaki iletilen gürültüyü tahmin etmek için bir SPICE modellemesi kullanmayı önermişlerdir. Burada test düzeneği ve sistemin SPICE modeli oluşturulmuş ve geçici hal analizi ile zaman bölgesinde benzetimler gerçekleştirilmiştir.

Grobler (2016), yapmış olduğu tez çalışmasında otomotiv ve portatif yerlerde kullanılan, düşük güç uygulamaları için yüksek anahtarlama frekanslı modern güç dönüştürücü tarafından üretilen EMI'yı analiz etmiştir.

Hanmantrao ve diğeri (2017), yapmış oldukları çalışmada bir kristal osilatör ile bir DC - DC dönüştürücüden oluşan PCB'de uzak alan emisyonunu tahmin etmek, ışımanın kaynağını ve modelini tespit etmek için benzetim tabanlı yöntemler kullanmışlardır. Altair FEKO paket programında benzetimler gerçekleştirerek, deneysel test sonuçlarıyla karşılaştırmışlardır.

Nishiguchi ve diğeri (2018), yapmış oldukları çalışmada anahtarlama cihazlarının yüksek doğrulukta SPICE modeli gerektirmeyen invertör cihazlarında iletilen emisyonlar için bir benzetim yöntemi önermişlerdir.

Shantala ve Sudheer (2018), yapmış oldukları çalışmada SMPS içeren PCB'lerin büyük gerilimleri ve akımları anahtarlamanın bir güç anahtarına sahip olduğunu söylemiş ve yüksek frekanslarda iletilen ve yayılan emisyonların olduğunu ifade etmişlerdir. Bu amaçla PCB yollarından ışımanın değerlendirilmesi için CST yazılımı aracılığı benzetimler gerçekleştirilmiş ve sonrasında aynı kart üzerindeki ölçümler aracılığı ile doğrulamışlardır.

Song ve diğeri (2019), yapmış oldukları çalışmada iletilen EMI gürültüsünün benzetimini yapmak için, güç aktarım hattının parazitik bileşenleri, kondansatör ve bobin gibi pasif bileşenler, diyot ve anahtarlama cihazı gibi aktif bileşenler, PCB kartı ile LED matris arasındaki kablo ve LED sürücü modülündeki konektörlerin eşdeğer devre modellerini oluşturmuşlardır. Daha sonra otomotiv LED sürücü modülünden iletilen emisyonun CISPR 25 standardına göre benzetimini gerçekleştirmişlerdir.

Bodake ve diğeri (2019), yapmış oldukları çalışmada anahtarlama güç kaynağı ve çıkış sürücüleri gibi çoklu anahtarlama elemanları taşıyan bir elektronik kontrol ünitesini modelleyerek CE benzetimini gerçekleştirmişlerdir. Benzetim modeli, hat empedansı stabilizasyon ağı (LISN) modelini, elemanların SPICE modeli biçimindeki davranışını ve PCB'nin parazitik bileşenlerini içermektedir.

Comin ve diğeri (2019), yapmış oldukları çalışmada alüminyum ve polimer elektrolitik kondansatör içeren iki farklı DC - DC dönüştürücü PCB'si tasarlamışlar ve değişen eleman sonucunda azalan PCB alanının EMC üzerindeki etkilerini ANSYS SIWave, ve ANSYS Electronic Desktop benzetim programlarında geçici hal ve tam dalga EM analizlerle incelemişlerdir.

Literatürde SMT FB'lerin davranışını, modellemesini ve EMI üzerindeki etkilerini inceleyen akademik çalışmalar mevcuttur. Ayrıca üretici firmalar uygulama notlarında rezonans etkisine vurgu yapmışlardır.

Miyashita ve diğeri (1998), yapmış oldukları çalışmada FB'lerin EMI üzerindeki gürültü azaltma etkisini analitik olarak tartışmışlardır. Çalışmalarında FB'li bir dijital devrenin rezonans özellikleri hesaplanmış ve gürültü azaltma etkileri tahmin edilmiştir. Yakın alan EMI spektrumları tahmin edilmiş ve ölçülen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

Rostamzadeh ve diğeri (2011), yapmış oldukları çalışmada SMT FB'lerin toplu parametrelili devre modellemesi için pratik bir yaklaşım tanıtmışlardır. SPICE analizindeki frekansa bağlı özellikleri sağlamak için vektör ağ analizörü (VNA) ölçümlerinden

yararlanmışlardır. Ölçülen verileri, FB'lerin frekansa bağılı davranışını açıklayan analog davranış modelleri (ABM) aracılığıyla benzetim ortamına aktarmışlardır.

Bacmaga ve diğerleri (2020), yapmış oldukları çalışmada empedans karakterizasyonu ve SMT FB'lerin modellenmesi için seri ve şönt karakterizasyon yöntemlerini içeren bir metodoloji önermişlerdir.

Bu çalışmada literatürden farklı olarak, EMI filtre görevindeki SMT FB'nin endüktif davranışı sonucu kondansatörlerle oluşturabileceği rezonansların güç dönüştürücülerde CE üzerindeki etkileri incelenmiştir.

### 3. MATERYAL ve YÖNTEM

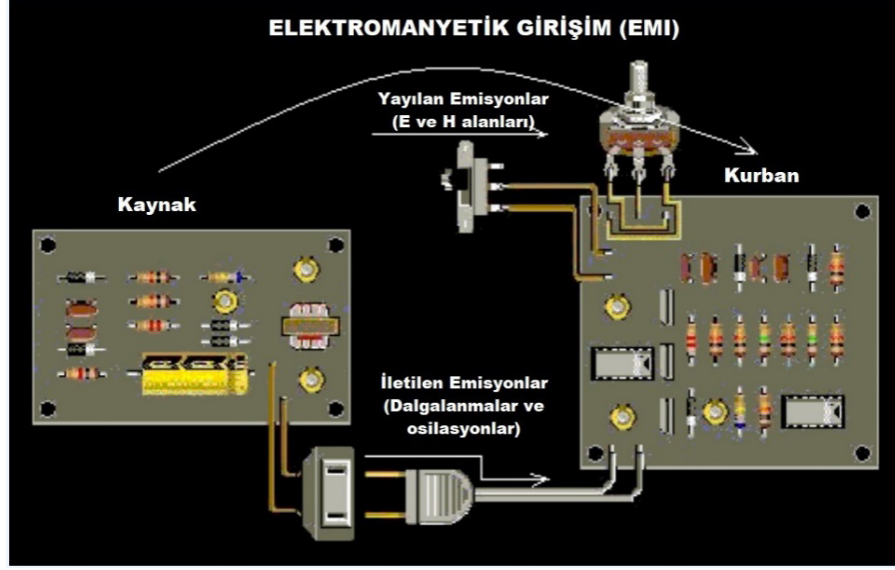
#### 3.1. EMI

Uluslararası Elektronik Komisyonu (IEC) EMI'yı, "Bir ekipmanın, iletim kanalının veya sistemin EM bozulma nedeniyle amacına uygun işlev görememesi" olarak tanımlamaktadır (Johannesson ve Fransson, 2008).

Bir EMI problemi üç ana unsur üzerinde değerlendirilir. Bunlar, EM gürültüyü yayan kaynak, bu gürültüden dolayı istenilen performansta çalışamayan kurban, kaynak ile kurban arasındaki girişimi oluşturan kuplaj mekanizmasıdır (Paul, 2006).

Girişim kaynağından çıkan EM enerji, etkilenen sisteme farklı yollar üzerinden ulaşmaktadır. Girişim kaynağı iletken bir yol kullanarak direkt olarak etkileyeceği sisteme ulaşabileceği gibi başka bir girişim kaynağı üzerinden de sisteme ulaşabilmektedir. İletken yol herhangi bir iletken, güç hatları, sinyal hatları, topraklama hatları olabilmektedir.

Girişimler herhangi bir iletken yol kullanmadan, ışımaya yoluyla da etkilenen sisteme ulaşabilmektedirler. Bu durum zamanla değişen manyetik alanın iletkenler üzerinde gerilim indüklemesiyle oluşursa endüktif kuplaj ile ifade edilmektedir. Girişim farklı potansiyelle sahip iletkenler arasında oluşan elektrik alan sonucu gerçekleşiyse yaşanan durum bir kondansatöre benzediğinden kapasitif kuplaj olarak adlandırılmaktadır. Özetle Şekil 3.1'de gösterildiği gibi EMI'da ışımaya yoluyla ve iletkenlik yoluyla olmak üzere iki tür yayılım yolu vardır.



Şekil 3.1. EMI oluşum mekanizmaları (Nayak, 2020)

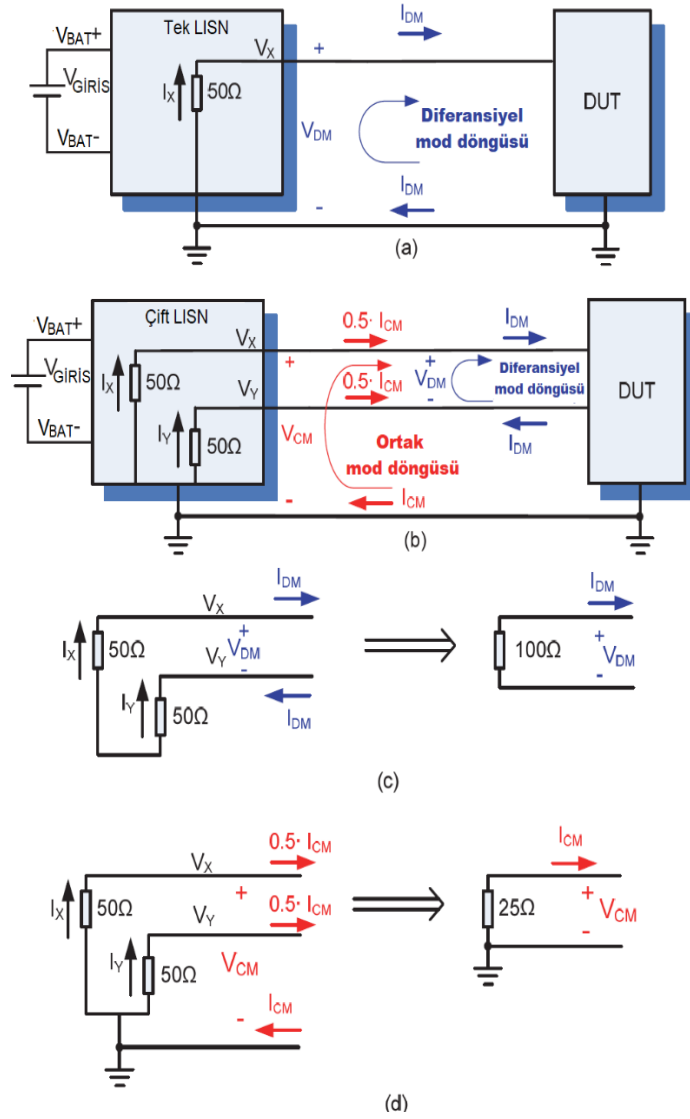
### 3.2. İletilen ve Yayılan Emisyon

İletilen ve yayılan emisyonlar DM ve CM gürültü gerilim ve akımları tarafından oluşturulmaktadır. DM akımları devrelerde tasarlanan işaretlerin akımlarıdır. Kaynaktan çıkıp gidiş iletkeninden akmakta ve devreyi dönüş iletkeni üzerinden tamamlamaktadırlar. DM akımları ( $I_{DM}$ ), LISN ve test altındaki cihaz (DUT) arasında ters yönde akmaktadırlar. Parazitik endüktanslarla oluşan endüktif kuplaj mekanizmaları da DM gürültüsünü artırıcı etmenlerdir (Rojas, 2011).

CM akımları, devre bileşenleri arasında ve bileşenler ile toprak arasında oluşan parazitik kondansatörler nedeniyle sisteme dahil olan akımlardır. CM akımları ( $I_{CM}$ ) aynı yönde akmakta ve ardından bir toprak bağlantısı üzerinden geri dönmektedirler. Bu, sistemdeki istenmeyen yayılma yoludur (Rojas, 2011).

İletilen emisyonlar için kaynak ile kurban arasında iletken bir bağlantı olması gerekirken yayılan emisyonda gürültü havadan ışın yoluyla iletilmektedir.

Şekil 3.2’de, iletilen emisyon akım ve gerilim modları açıklanmaktadır. Burada yer alan LISN yapısı, tüm EMC ölçümlerinde yer alması gereken bir cihaz olup özellikleri ilgili standartlarca tanımlanmaktadır.



**Şekil 3.2.** İletilen emisyon akım modlarının tanımlanması a) Tek LISN DM, b) Çift LISN DM ve CM, c) DM LISN empedansı ve d) CM LISN empedansı (Grobler, 2016)

Şekil 3.2.a toprak dönüşünün yer almadığı tek bir LISN ölçümünü göstermektedir. Burada DM iletilen gürültü etkindir ve  $V_X$  bağlantı noktasında ölçülmektedir. Dolayısıyla, DM akımı ve gerilimi Denklem 3.1'deki gibi ifade edilmektedir.

$$I_X = I_{DM} \quad V_X = V_{DM} \quad (3.1)$$

Burada  $I_X$  pozitif gürültü akımı ölçüm noktasını,  $V_X$  pozitif gürültü gerilimi ölçüm noktasını ve  $V_{DM}$  DM mod gerilimini temsil etmektedir. Toprak dönüşlü çift LISN,

Şekil 3.2.b'de gösterilmektedir. Şekil 3.2.c'ye referansla, DM akımı  $V_X$  ve  $V_Y$  cinsinden Denklem 3.2'deki gibi elde edilmektedir.

$$I_{DM} = \frac{I_X - I_Y}{2} = \frac{V_X/50 - V_Y/50}{2} \quad (3.2)$$

Burada  $I_Y$  negatif gürültü akımı ölçüm noktasını,  $V_Y$  ise negatif gürültü gerilimi ölçüm noktasını temsil etmektedir. DM için gerilim ifadesi  $V_X$  ve  $V_Y$  cinsinden Denklem 3.3'teki gibi elde edilmektedir.

$$V_{DM} = 100I_{DM} = (V_X - V_Y) \quad (3.3)$$

DM gerilimi ifadesinden akım ifadesi ise Denklem 3.4'teki gibi elde edilmektedir.

$$I_{DM} = \frac{V_{DM}}{100} \quad (3.4)$$

Benzer bir yaklaşım izlenerek, Şekil 3.1.d'den hareketle LISN CM akımı ve CM gerilimi ifadeleri Denklem 3.5 ve 3.6'daki gibi elde edilmektedir.

$$I_{CM} = I_X + I_Y = V_X/50 + V_Y/50 \quad (3.5)$$

$$V_{CM} = 25I_{CM} = \frac{V_X + V_Y}{2} \quad (3.6)$$

Burada  $V_{CM}$  CM mod gerilimini temsil etmektedir. CM gerilimi ifadesinden akım ifadesi ise Denklem 3.7'deki gibi elde edilmektedir.

$$I_{CM} = \frac{V_{CM}}{25} \quad (3.7)$$

Temel EM teorisi, bir döngü etrafında akan bir akımın, alanla orantılı bir manyetik alan ( $\vec{H}$ ) ürettiğini ve bunun da elektrik alan ( $\vec{E}$ ) ürettiğini söylemektedir (Paul, 2006).

DM ve CM akımlarının serbest uzayda  $r$  uzaklıkta (m) bir noktada oluşturdukları elektrik alan şiddetinin maksimum değerleri Denklem 3.8 ve 3.9'daki gibi ifade edilmektedir (Ott, 2009).

$$|E_{DM,maks}| = j \frac{\eta_0 \beta_0}{4\pi} \frac{|I_{DM}| \mathcal{L} d}{r} e^{-j\beta_0 r} \{e^{j\beta_0 d/2} - e^{-j\beta_0 d/2}\} [V/m] \quad (3.8)$$

$$|E_{CM,maks}| = \frac{\eta_0 \beta_0}{4\pi} \frac{|I_{CM}| \mathcal{L} d}{r} e^{-j\beta_0 r} \{e^{j\beta_0 d/2} + e^{-j\beta_0 d/2}\} [V/m] \quad (3.9)$$

Burada  $\mathcal{L}$  (m) hat uzunluğu,  $d$  (m) iletkenler arasındaki mesafeyi temsil etmektedir.  $\eta_0$  ( $\Omega$ ) serbest uzayın dalga empedansını,  $\beta_0$  ( $m^{-1}$ ) serbest uzayda dalga sayısını temsil etmekte olup, Denklem 3.10 ve 3.11'deki gibi ifade edilmektedir.

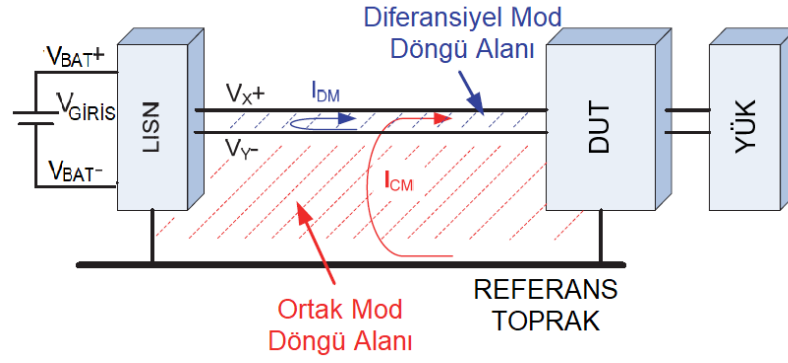
$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} [\Omega] \quad (3.10)$$

$$\beta_0 = \frac{2\pi f}{v_0} [m^{-1}] \quad (3.11)$$

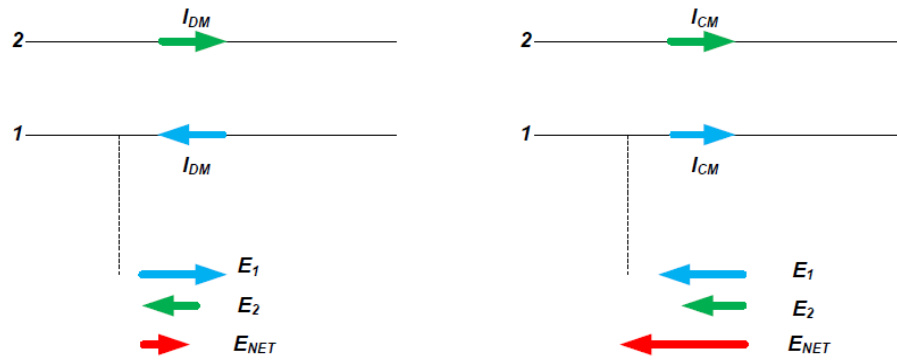
Burada  $\mu_0$  serbest uzayın manyetik geçirgenliği ( $4\pi \times 10^{-7} H/m$ ),  $\epsilon_0$  serbest uzayın dielektrik sabitini ( $8,854 \times 10^{-12} F/m$ ),  $v_0$  serbest uzayda EM dalganın hızını ( $3 \times 10^8 m/s$ ) ve  $f$  (Hz) EM dalganın frekansını temsil etmektedir.

Şekil 3.3'te DM ve CM akımlarının oluşturduğu döngü alanları gösterilmekte olup, Denklem 3.8 ve 3.9'dan da anlaşılacağı üzere oluşan EM alanlarda etkilidir. Şekil 3.4'te belirtildiği üzere CM akımlarının aynı yönlü akması, oluşan EM alanların toplanarak kuvvetlenmesine neden olurken DM akımlarının ters yönlü akması ise birbirlerini sönmölemelerini sağlamaktadır. CM akımlarının oluşturduğu emisyonlar 30 MHz altında etkiliyken üstündeki frekanslarda DM akımları daha etkilidir (Paul, 2006).





Şekil 3.3. CM ve DM döngü alanları (Grobler, 2016)



Şekil 3.4. DM ve CM akımlarından dolayı oluşan yayılan emisyonlar (Bishnoi, 2013)

### 3.3. EMC Standartları ve Testleri

Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (IEC) EMC'yi, "Bir cihaz veya sistemin içinde bulunduğu EM ortamda, geri alınamaz bir EM bozulma yapmaksızın işlevlerini yerine getirebilme yeteneği" şeklinde tanımlamaktadır (Tihanyi, 1995).

EMC ile ilgili test gereksinimleri, standartları ve prosedürleri dünya çapında yapılan yayımlar ve hazırlanan raporların derlenmesi ile uluslararası kuruluşlarca oluşturulmaktadır. Belirlenen prensip ile uyumluluğun minimum iyileştirme maliyeti ve daha kısa tasarım süreçleri ile elde edilmesini sağlamak hedeflenmektedir. Standartların oluşturulma, geliştirilme ve revize süreçleri, IEC'ye rapor sunan uzman teknik komitelerin çalışmalarına dayanmaktadır.

IEC, Birleşmiş Milletler tarafından yetkilendirilen Uluslararası Standartlar Organizasyonu (ISO) ile koordineli çalışmaktadır ve birçok ülke bu komisyona üyedir. IEC, ürün bazlı çalışan teknik komitelerin çalışmalarını denetlemektedir (Montrose, 1998).

CISPR, EMC standartları üzerinde çalışan bir diğer kuruluştur. CISPR yayınları, öncelikle potansiyel gürültü kaynaklarının radyo girişim özelliklerinin sınırları ve ölçümleri ile ilgili standartları belirlemektedir. CISPR ve IEC standartları, EMC uyumluluğuyla ilgili çoğu teknik yönü tanımlamak için bir arada bulunur.

Avrupa Elektroteknik Standardizasyon Komitesi (CENELEC), elektrikli donanımlar için Avrupa standartlarının geliştirilmesinden sorumlu olan bir kuruluştur. CENELEC, tüzüğünü Avrupa Birliği Parlamenter Komisyonu'ndan almıştır ve genellikle IEC ve CISPR yayınlarına dayalı olarak EMC Direktifi ile kullanım için EMC standartları üretir.

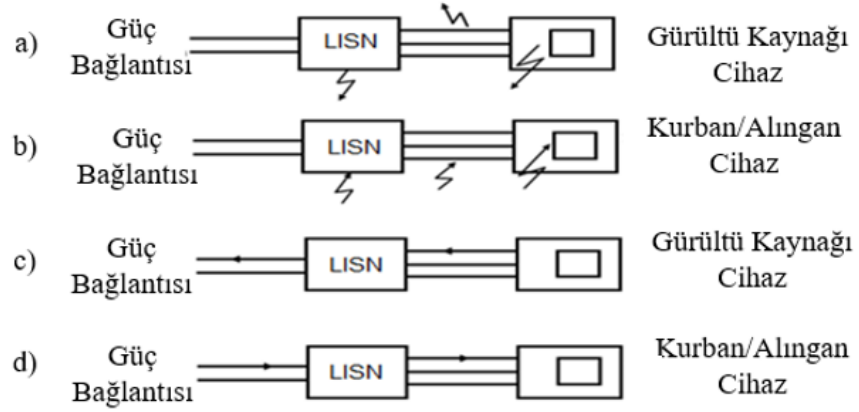
Uluslararası EMC yayınları, Avrupa Komisyonu tarafından kabul edilip yayımlandıktan sonra önüne bir EN (Avrupa Normu) kısaltması eklendiğinde, genellikle CISPR veya IEC olarak anılmaktadır.

Avrupa Komisyonu tarafından araçlar, botlar ve içten yanmalı motorlar için oluşturulan uluslararası standartlar CISPR 12 ve CISPR 25'tir. CISPR 12 çevrede yer alan (bina vb.) sistemleri korumaya yönelik emisyon limitlerini tanımlarken CISPR 25, araç içinde bulunan elektronik ekipmanları korumak için emisyon limitlerini tanımlamaktadır. (Paul, 2006). Bu tez çalışmasında tasarlanan LED sürücü modülü PCB'lerinin EMC'sine ilişkin benzetimlerde esas alınan standartlardan birisi CISPR 25'tir.

Otomotiv endüstrisinde ölçüm limitlerinin müşteri tarafından da belirlendiği durumlar söz konusudur. Ford'un ES-3U5T-1B257-AA, Volkswagen'in TL81000 ve Mercedes'in MBN 10284-4 kodlu yayınları bunlara örnek olarak verilebilir. Bu tez çalışmasında tasarlanan LED sürücü modülü PCB'lerinin CE testi benzetim ve deneylerinde, MBN 10284-4 şartnamesi limit değerleri referans alınmıştır.

Birleşmiş Milletler Avrupa Ekonomik Komisyonu (UNECE) otomotiv endüstrisi için EMC düzenlenmeleri yayınlayan bir kuruluştur. UNECE yönetmeliğinin 10 numaralı şartnamesi, otomotiv endüstrisi için EMC ile ilgilidir. UNECE üye ülkelerinden herhangi birinde satılan her aracın ve her elektronik aksamın UNECE R10 gerekliliklerine uygun olması gerektiğini belirtir. Bu tez çalışmasında tasarlanan LED sürücü modülü PCB'lerinin RE testi benzetim ve deneylerinde, ECE R10 şartnamesi limit değerleri referans alınmıştır.

EMC testleri CE, RE, iletilen bağışıklık (CI) ve yayılan bağışıklık (RI) olmak üzere dört ana başlıkta sınıflandırılmaktadır. Belirtilen testlerin temel uygulanış yöntemleri Şekil 3.5'te gösterilmektedir.



**Şekil 3.5.** Temel EMC testleri uygulama yöntemleri a) RE b) RI c) CE d) CI (Çevik, 2021)

Emisyon testleri, tasarlanan elektronik donanım tarafından istenmeyen şekilde üretilen, çevredeki diğer cihazlara ve besleme hattına bir iletken vasıtası ya da hava yoluyla aktarılan sinyallerin spektrum analizör (veya EMI alıcı) ve antenler aracılığıyla ölçülmesi ile gerçekleştirilmektedir. Bağışıklık testleri ise tasarlanan ürüne, kablolar ya da hava yoluyla ulaşan istenmeyen sinyallerin, bozucu etkilerinin gözlemlenmesi aracılığı ile gerçekleştirilmektedir.

Otomotivde uygulanan EMC testleri PCB ve araç düzeyinde olmak üzere iki kısımda gerçekleştirilmektedir. PCB düzeyinde olan testlerde, tasarımı yapılan elektronik donanımın kendi başına çevreye yaydığı EM gürültü düzeyi ve çevrede bulunan diğer

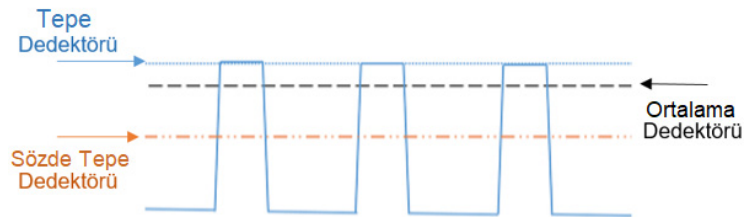
elektronik ekipmanların yaydığı gürültüden etkilenme seviyesi tespit edilmektedir. Ölçüm sonuçlarının uluslararası standartlar ve üretici firmaların belirlediği limit değerlerin altında kalması zorunludur. Ölçüm sonuçlarında belirlenen frekans aralığında herhangi bir noktada seviyenin üzerinde değer gözlemlenirse test başarısız sayılmaktadır. Araç düzeyinde olan testte ise tüm fonksiyonları çalışır durumda olan araca, ilgili standartların limitleri çerçevesinde emisyon ve bağışıklık testleri uygulanmaktadır. Tüm testler yarı yankısız ya da üretici firmanın standartları gereği tam yankısız odalarda gerçekleştirilmektedir (Coşkun vd., 2021).

Test işlemi esnasında DUT üzerindeki emisyonu ölçmek için tepe (PK), sözde tepe (QP) ve ortalama (AV) olmak üzere üç tür dedektör kullanılır. Otomotiv endüstrisi için bu dedektörler CISPR 16-1’de tanımlanmıştır.

PK dedektörü en kötü durumu ölçen tip olup emisyon sinyalindeki her harmoniğin maksimum değerini ölçmektedir. Tepe dedektörü ölçümlerinde limit değerlerinin altında kalan cihazlar için diğer dedektörlerde ölçüm gerçekleştirilmemektedir.

QP dedektörü, her sinyal bileşenini tekrarlama oranına göre ölçmekte ve hızlı olan bileşene yüksek ağırlıklandırma uygulayarak ölçüm işlemini gerçekleştirmektedir. Doğası gereği yavaş olan QP ölçümleri, yalnızca sınırlara yaklaşan veya sınırları aşan sinyaller üzerinde yapılmaktadır. QP tespiti, ağırlıklı bir tepe tespitidir ve bir sinyalin rahatsızlık faktörünü ölçmenin bir yoludur. QP tespitinin ölçülen değeri, ölçülen sinyalin tekrarlama oranı arttıkça daha yüksektir (Çevik, 2021).

AV dedektörü ise periyot boyunca her sinyal bileşeninin ortalama değerini ölçmektedir. Şekil 3.6’da örnek ölçüm gösterilmektedir.

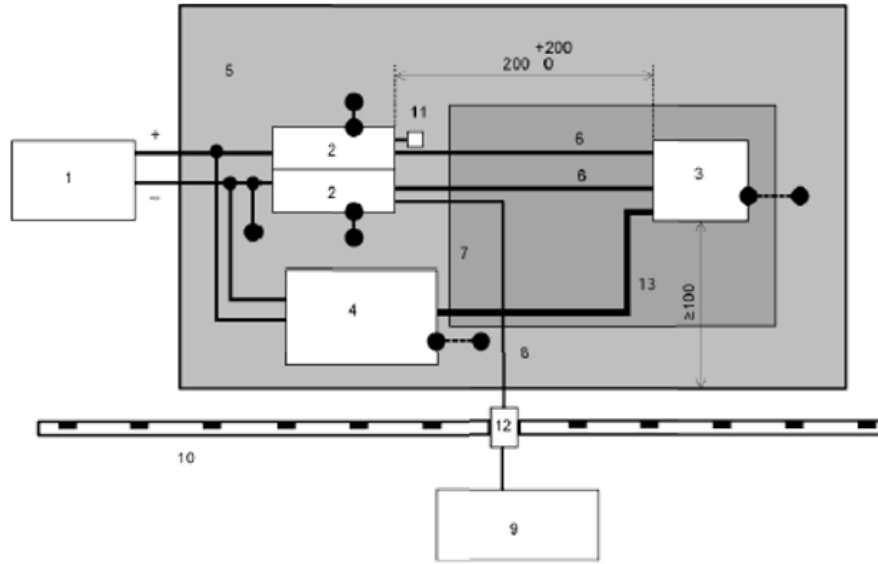


**Şekil 3.6.** Emisyon dedektörleri için ölçüm örneği (Çevik, 2021)

Tez çalışmasında emisyon testleri ile ilgili çalışma gerçekleştirildiğinden, bu konu hakkında Bölüm 3.3.1’de bilgi verilmiştir.

### 3.3.1. CE testi

CE testi, test altındaki elektronik ekipmanın çalışması esnasında bağlı olduğu şebeke veya telekomünikasyon ağı gibi noktalara iletim yoluyla aktardığı EM gürültüyü tespit etmek amacıyla yapılmaktadır (Coşkun vd., 2021). Test kurulumu Şekil 3.7’de gösterildiği gibidir.

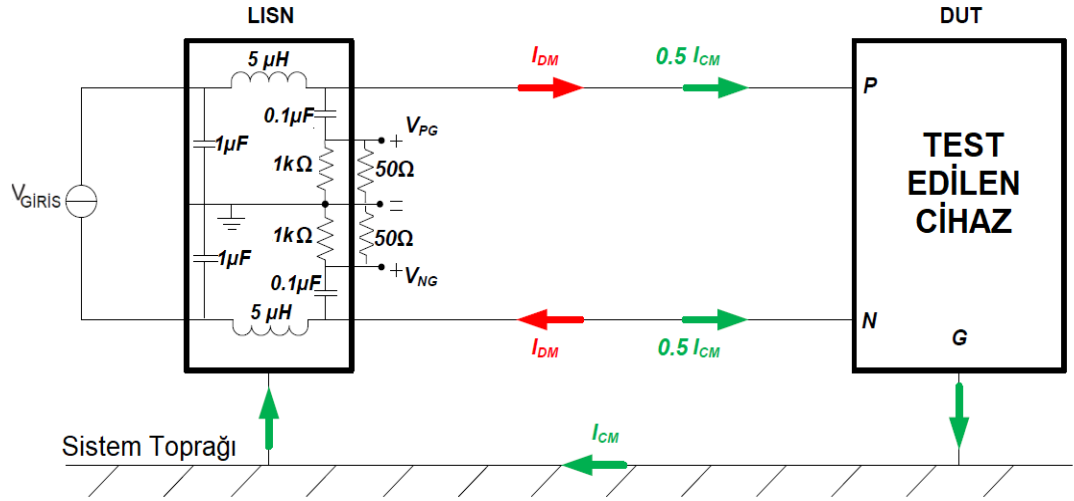


**Şekil 3.7.** İletilen emisyon (veya sanal ağ) test düzeneği (CISPR 25, 2017)

Burada test düzeneğinde bulunan bileşenler 1; güç kaynağı, 2; LISN 3; DUT, 4; yük simülatörü, 5; toprak düzlemi, 6; güç iletim kabloları, 7; bağıl dielektrik sabiti ( $\epsilon_r$ ) 1,4’e eşit ya da küçük olan 50 mm kalınlığa sahip düzlem, 8; çift ekranlamalı koaksiyel kablo, 9; ölçüm ekipmanı, 10; ekranlanmış düzlem, 11; 50  $\Omega$  yük, 12; bölme sacı konnektörü ve 13; test kablo grubu şeklindedir. DUT’un üzerinde bulunduğu topraklama düzleminin kenarlara olan uzaklığı minimum 100 mm olarak tanımlanmıştır. LISN ile DUT arasındaki mesafe ise 200 mm olmalıdır (CISPR 25, 2017).

Ölçüm 150 kHz-108 MHz aralığında, bütün kablolar üzerinden iletilen emisyon seviyelerine bakılarak gerçekleştirilmektedir.

Ölçüm kurulumu Şekil 3.8’de gösterildiği gibi olmaktadır. Burada P cihazın pozitif girişini, N negatif girişini, G ise sistem toprağını temsil etmektedir. Kurulum, LISN’a bağlı bir DUT’u göstermektedir. Standartlarda devre şeması verilmiş olup tez çalışmasında CISPR 25’te tanımlanan ve Şekil 3.8’de gösterilen LISN yapısı kullanılmıştır. LISN, DUT tarafından bakıldığında  $50 \Omega$  giriş empedansına sahip bir tür hat filtresidir. Besleme hattını DUT’tan izole eder ve bu nedenle yalnızca DUT’tan gelen gürültünün doğru bir şekilde ölçülmesini sağlar. Sonlandırma, EMI gürültüsünü ölçmek için kullanılan bir spektrum analizörü (veya bir EMC alıcısının) ile empedans uygunluğu sağlamak amacıyla  $50 \Omega$  olarak seçilmektedir (Grobler, 2016).



Şekil 3.8. CE ölçüm kurulumu (Bishnoi, 2013)

Tez çalışmasında firma bazlı olarak referans alınan MBN10284-4 şartnamesi için CE limit değerleri Çizelge 3.1’de verilmektedir. İlgili standart CISPR 25’i referans almış ve değerleri aynı tutmuştur.

Çizelge 3.1. MBN10284-4 ve CISPR 25 CE limitleri (MBN10284-2, 2019)

Frekans (MHz)	Tepe (PK) Limiti ( $dB\mu V$ )	Ortalama (AV) Limit ( $dB\mu V$ )
0,15 – 0,52	$107 - 59,510\log(f/0.15)$	$97 - 59,510\log(f/0.15)$
0,52 – 30	75	65
30 – 108	65	55

### 3.3.2. RE testi

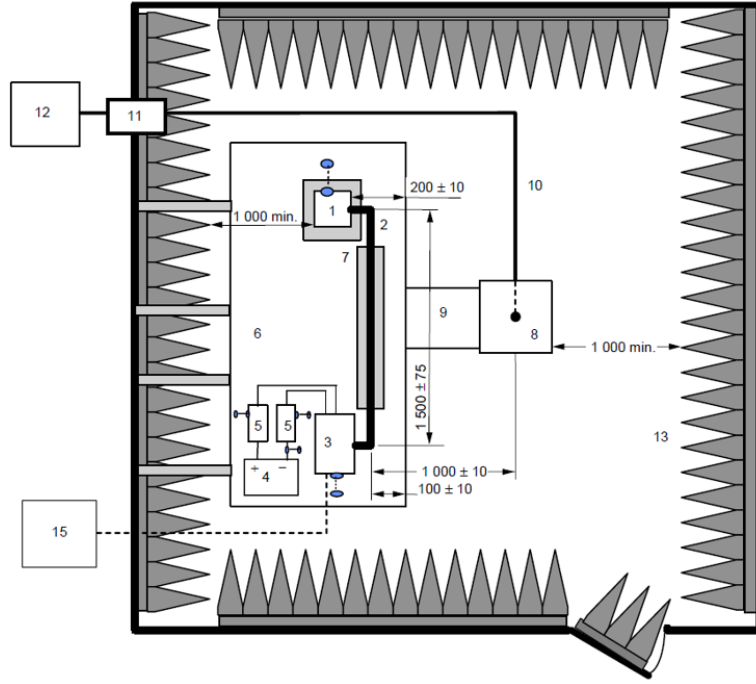
RE testinde amaç, gürültü kaynağı olan cihazın ışıyım yoluyla oluşturduğu elektrik alanı ölçmek ve limit değerlerle karşılaştırmaktır. Testler açık alan test ortamı (OATS) ya da yarı yankısız odalarda (SAC) gerçekleştirilir. SAC, yansımayı önleyici ve RF'i sönümleyen malzemelerden oluşturulmuştur. Temel amacı test esnasında çevresel gürültü kaynaklarının test sonucuna etkisini önlemek ve sadece cihazdan yayılan alanları ölçmektir. Yarı yankısız ile kastedilen yan duvarların EM dalga sönümleyen malzeme ile kaplı olmasına rağmen oda tabanının bu kaplanmamış olmasıdır. Bu nedenle tabandan gerçekleşebilecek yansıma tüm ölçümlere tolerans olarak eklenerek sonuçlar gözlemlenmektedir (Arı ve Özen, 2008).

Testler emici kaplı korumalı muhafaza (ALSE) ve enine elektromanyetik hücre (TEM) yöntemleri ve farklı frekans aralıkları için kullanılan antenler aracılığıyla gerçekleştirilmektedir.

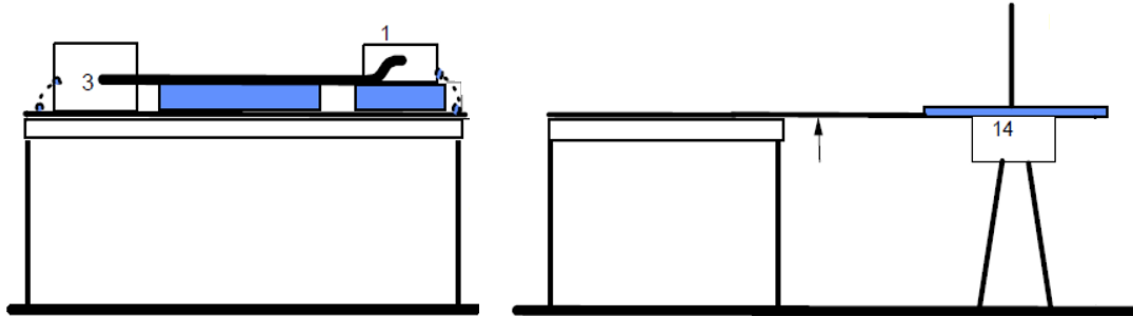
Tez çalışmasında ölçümlerin alındığı ALSE metodunda 0,15 MHz ile 30 MHz aralığında dikey monopol anten, 30 MHz ile 300 MHz aralığında bikonik antenle, 200 MHz ile 1 GHz aralığında log-periyodik anten ile ve 1 GHz ile 6 GHz aralığında ise horn ya da log-periyodik anten ile ölçümler gerçekleştirilir (CISPR 25, 2017).

Testlerde 150 kHz ile 30 MHz arası dikey polarizasyonda, 30 MHz ve üstü ise hem dikey hem de yatay polarizasyonda ölçümler gerçekleştirilir. Antenler test düzleminde toprak taban yüzeyinden en az 100 mm ± 10 mm yüksekte bulunmalıdır. Testlerin gerçekleştirileceği SAC, hem DUT'un hem de test antenlerinin, duvarlardan ya da sönümleyen hücrelerden en az 1 m uzakta olacak büyüklükte olmalıdır (CISPR 25, 2017).

Şekil 3.9 ve 3.10'da Rod anten test düzeneği ve kurulumda yer alana bileşenler gösterilmektedir.



**Şekil 3.9.** Rod anten test kurulumu üst görünüm – dikey polarizasyon (CISPR 25, 2017)



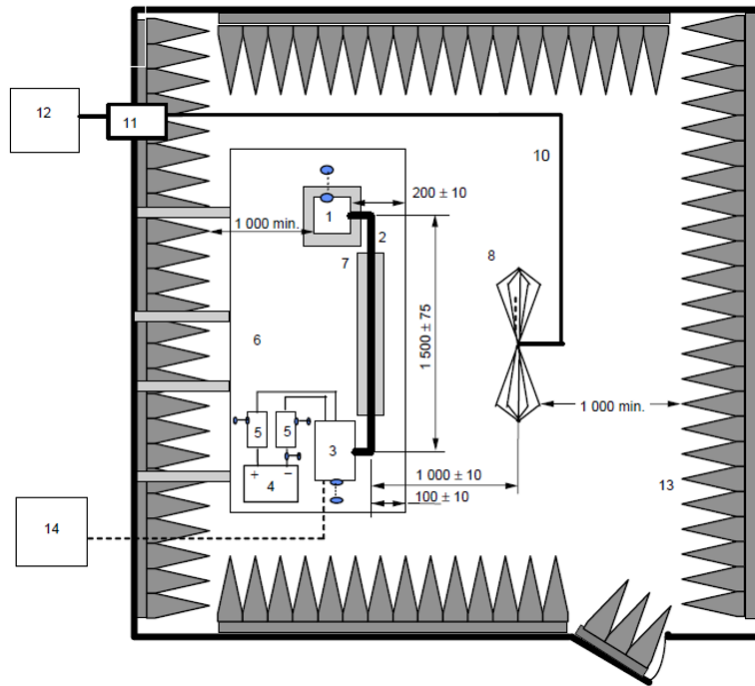
**Şekil 3.10.** Rod anten test kurulumu yan görünüm – dikey polarizasyon (CISPR 25, 2017)

Burada bileşenler 1; EUT, 2; kablo grubu, 3; yük simülâtörü, 4; güç kaynağı, 5; LISN, 6; topraklama yüzeyi, 7; düşük bağıl dielektrik düzeneği, 8; bikonik anten, 9; topraklama bağlantısı, 10; çift ekranlamalı koaksiyel kablo, 11; bölme sacı konnektörü, 12; ölçüm ekipmanı, 13; radyo frekans (RF) absorbe yüzeyler, 14; anten eşleştirme ünitesi ve 15; izleme sistemidir. Frekans aralığına göre kurulumda sadece anten değiştirildiğinden diğer kurulumda bileşenlerden bahsedilmemiştir.

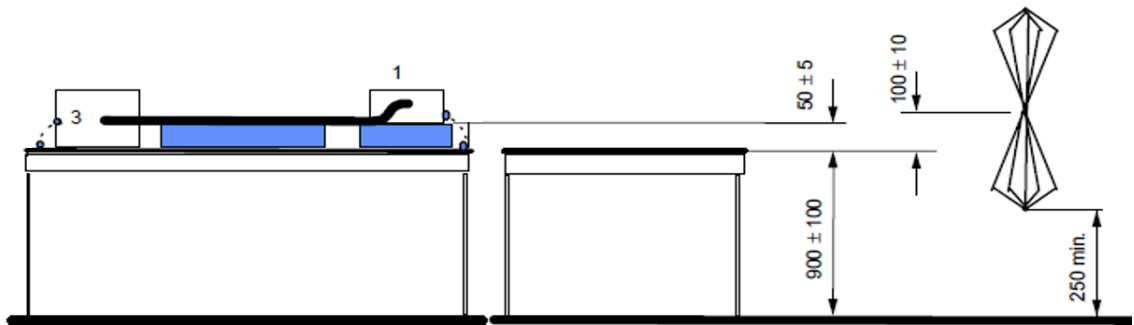


Ölçüm esnasında anten ile topraklama yüzeyine bağlı masa üzerinde bulunan kablo arasında 1 m mesafe bulunmaktadır. Ölçüm 150 kHz ile 30 MHz aralığında yapılarak, limit değerlerle karşılaştırılmaktadır.

Şekil 3.11 ve 3.12’de Bikonik anten test kurulumunun üst ve yan görünüşleri gösterilmektedir. Bikonik anten ile hem dikey hem de yatay polarizasyonda 30 MHz ile 300 MHz aralığında ölçümler yapılarak, limit değerlerle karşılaştırılmaktadır.



Şekil 3.11. Bikonik anten test kurulumu üst görünüm – dikey polarizasyon (CISPR 25, 2017)



Şekil 3.12. Bikonik anten test kurulumu yan görünüm – yatay polarizasyon (CISPR 25, 2017)



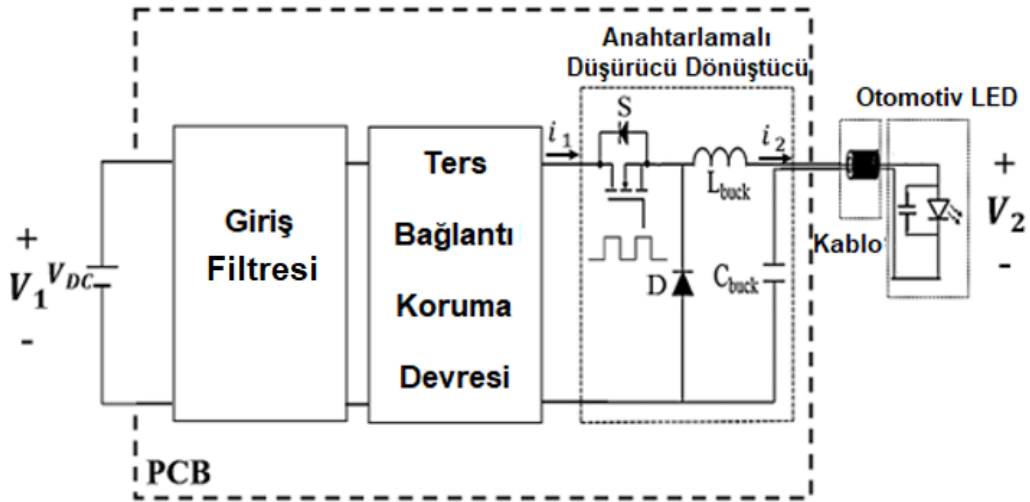


### 3.4. LED Sürücü Modülü Devre Yapısı

En basit LED sürücü devreleri, bir direnç aracılığı ile LED akımını sınırlandırılarak yapılmaktadır. Bu yöntemde, bataryadaki gerilim farklılıklarında LED üzerindeki akımda değişimler ve direnç üzerinden geçen akım nedeniyle elektriksel kayıplar yaşanmaktadır. Otomotiv endüstrisinde standartlarca ve firmalarca belirlenen aydınlatma regülasyonları olduğundan, kararlı ve aynı zamanda kontrol edilebilir LED gerilim ve akımına ihtiyaç duyulmaktadır (Coşkun vd., 2022).

Günümüzde otomotiv LED sürücülerinde farklı yük koşullarında daha az güç tüketimi, küçük tasarım alanı, yüksek verimlilik, geniş aralıklı giriş gerilimi, kontrol edilebilir akım gibi ihtiyaçların yerine getirilmesi için anahtarlamalı yapılar kullanılmaktadır. Temelde düşürücü, yükseltici ve düşürücü/yükseltici olarak üç farklı topolojiye sahiplerdir. Bu tez çalışmasında kullanılan LED gerilimi batarya geriliminden düşük olduğundan anahtarlamalı DC - DC düşürücü dönüştürücü yapısı kullanılmıştır.

Şekil 3.17’de temel bir otomotiv LED sürücü modülü yapısı verilmektedir. Yapı, 12 V araç aküsünü, giriş filtresinin, ters bağlantı koruma devresini, DC - DC dönüştürücüyü ve otomotiv LED’ini içermektedir.



Şekil 3.17. DC - DC dönüştürüclü temel otomotiv LED sürücü modülü yapısı (Coşkun vd., 2022)

Burada S ile ifade edilen MOSFET anahtarı kapalı konuma geldiğinde devre tamamlanmakta ve enerji anahtar üzerinden L bobinine indüklenmektedir. Anahtar açık konuma geldiğinde ise L üzerinde indüklenen enerji, D diyotu aracılığı ile LED'e aktarılmaktadır. LED'e uygulanan gerilim, anahtarın açık ( $t_{on}$ ) ve kapalı olma ( $t_{off}$ ) süresinin oranını ifade eden görev döngüsü ( $D$ ) ile ilgili olup Denklem 3.12 ve 3.13 ile hesaplanmaktadır (Maniktala, 2012).

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (3.12)$$

$$V_2 = DV_1 \quad (3.13)$$

Burada  $V_1$  dönüştürücü giriş gerilimini,  $V_2$  ise dönüştürücü çıkış gerilimini temsil etmektedir.

### 3.5. LED Sürücü Modülü PCB'sinde EMI Kaynakları

Tez çalışmasında yer alan LED sürücü modülü devresinde en kritik EMI kaynağı anahtarlama DC – DC dönüştürücüdür. Güç elektroniği dönüştürücüleri, yarı iletkenlerin açık ve kapalı durumlar arasında anahtarlama dayanmaktadır. Daha spesifik olarak SMPC, giriş voltajını istenen bir seviyeye ayarlamak için değişken veya sabit frekanslı darbe modülasyonlu sinyal tarafından kontrol edilen metal oksit yarı iletken alan etkili transistörler (MOSFET) gibi anahtarlama cihazlarının doğrusal olmayan bir eylemine dayanmaktadır. Bu anahtarlama dalga biçimleri, temel anahtarlama frekansında ve bunun çoklu harmoniklerinde önemli enerji seviyeleri içermekte ve bu nedenle EMI sorunları üretmektedir (Manushyn, 2018).

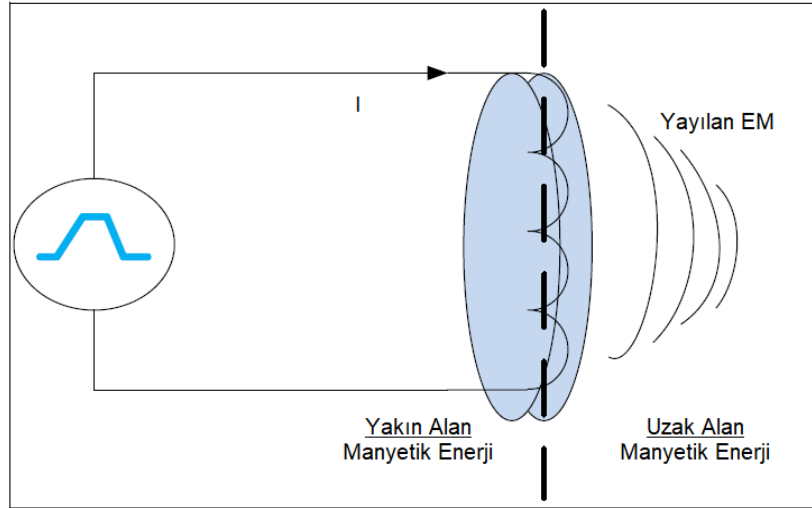
Güç dönüştürücülerdeki trafo, bobin ve kondansatör gibi pasif enerji depolama elemanlarının fiziksel boyutları, anahtarlama frekansının artmasıyla bileşen değerlerinin yanı sıra boyut olarak da küçülmektedir. Bu nedenle, yüksek verimli güç kaynakları genellikle yüksek anahtarlama frekansı ve hızlı yarı iletken cihazlar gerektirmektedir. Ancak artan anahtarlama frekansı, artan birim zamandaki akım değişim oranı ( $di/dt$ ) ve

gerilim değişim oranı ( $dV/dt$ ) ile birlikte güç dönüştürücünün EMC performansı üzerinde olumsuz etkilere sahiptir (Grobler, 2016).

Üzerinden akım geçen bir iletken etrafında manyetik alan (H alanı) meydana gelmektedir. Zamanla değişen bu manyetik alan, duyarlı devrenin iletkenleri üzerinde istenmeyen gerilim indüklemektedir. Bu olay endüktif kuplaj olarak ifade edilmekte ve Denklem 3.14'teki gibi hesaplanmaktadır (Hamza, 2011).

$$V_n = M \frac{di}{dt} \quad (3.14)$$

Burada  $M$  kaynak ile kurban arasındaki karşılıklı endüktansı temsil etmektedir ve görüldüğü üzere hızlı akım değişimi daha fazla gürültü gerilimi oluşmasına neden olmaktadır.  $M$ , bir iletkenin komşu bir ikinci iletkene indüklenmesiyle oluşturulan zamanla değişen manyetik akının oranını tanımlamaktadır. İletkenlerin fiziksel yapısı ile yakından ilişkili olup Bölüm 3.8.6'da detaylandırılmıştır. Şekil 3.18'de endüktif kuplaj olayı gösterilmektedir (Hamza, 2011).



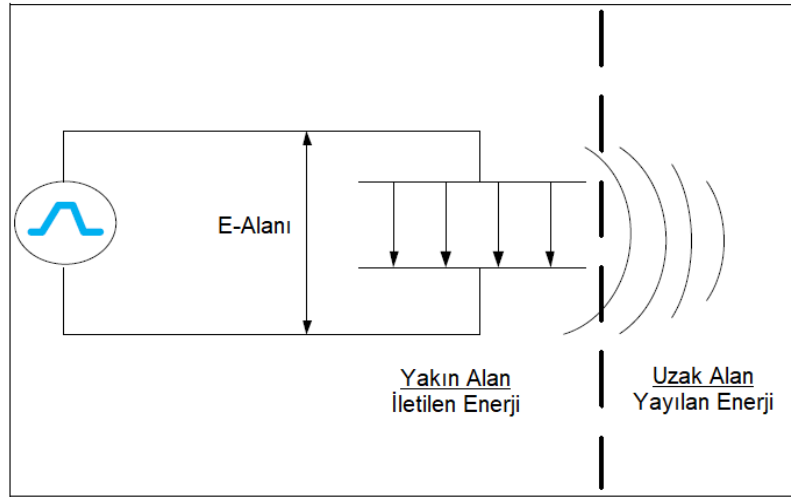
**Şekil 3.18.** Endüktif kuplaj mekanizması (Hamza, 2011)

Benzer şekilde, bir elektrik alan, başka bir iletkende bir yüzeydeki gerilimin değişmesine neden olmakta ve bu da istenmeyen yer değiştirme akımlarının akmasıyla sonuçlanmaktadır. Bu durum iki iletkeni birbirine bağlayan bir kondansatör olarak

modellenmekte ve kapasitif kuplaj olarak ifade edilmektedir. Gürültü akımı ifadesi ise Denklem 3.15'teki gibi hesaplanmaktadır (Hamza, 2011).

$$i = C \frac{dV}{dt} \quad (3.15)$$

Burada  $C$  kaynak ile kurban arasındaki kondansatör değeridir ve Bölüm 3.8.6'da detaylandırılmıştır. Denklemden anlaşıldığı üzere hızlı gerilim değişimi daha fazla gürültü akımı oluşmasına neden olmaktadır. Şekil 3.19'da kapasitif kuplaj olayı gösterilmektedir (Hamza, 2011).



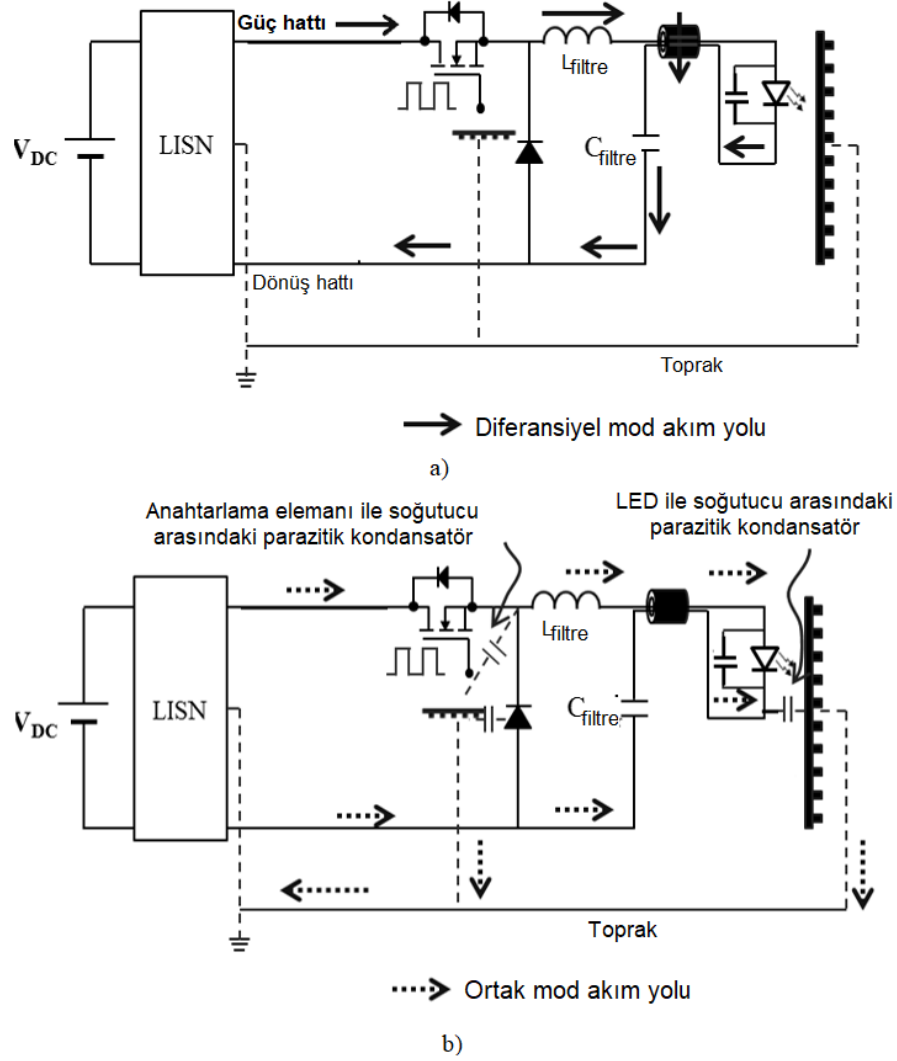
**Şekil 3.19.** Kapasitif kuplaj mekanizması (Hamza, 2011)

Sonuç olarak anahtarlama işlemiyle ilişkili yüksek  $dV/dt$  ve  $dI/dt$ , modern SMPC'lerdeki ana EM gürültü kaynaklarıdır. Tipik olarak, anahtarlama dönüştürücülerde EMI'ya neden olan gürültüler şunlardır (Zhu, 2014):

- Anahtarlama sinyali gürültüsü (harmonikler),
- çınlama gürültüsü,
- diyot ters toparlanma gürültüsü.

Ayrıca LED sürücü modülü PCB'sinde yer alan aktif ve pasif bileşenler, yollar, düzlemler, pad, delik içi kaplama gibi yapılardan kaynaklı oluşan parazitik endüktans,

kondansatörler ve kuplaj mekanizmaları da DM ve CM akımlarına katkı sağlayarak EMI'yı etkilemektedir. Temsili bir gösterim Şekil 3.20'de verilmektedir.



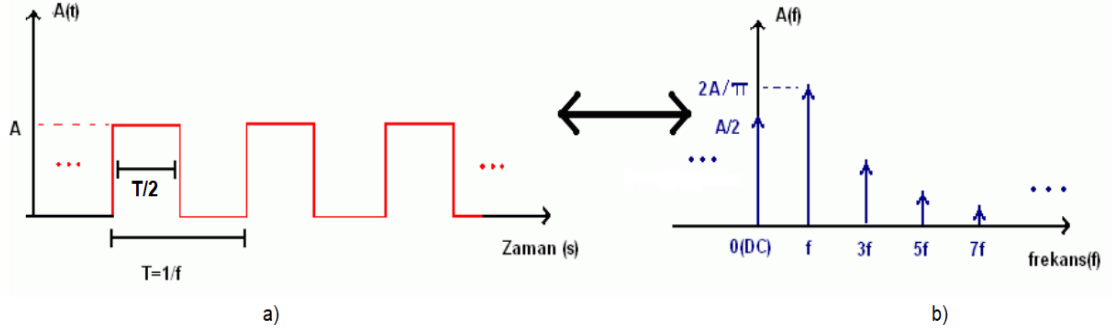
**Şekil 3.20.** LED sürücü modülündeki gürültü yolları a) DM gürültü yolu b) CM gürültü yolu (Coşkun vd., 2022)

### 3.5.1. Anahtarlama sinyali gürültüsü

Güç dönüştürücülerdeki anahtarlama dalga biçimi, darbe genişliği modülasyonlu (PWM) bir sinyale benzemektedir. DC-DC dönüştürücülerde, yükün sabit olduğu durumlarda darbe genişliği sabit tutulmaktadır. Fourier serisi açılımı kullanılarak, periyodik bir sinyal, frekans bileşenlerinin toplamı ile temsil edilmektedir. Örneğin, Şekil 3.21.a'da gösterilen periyodu  $T$  ve darbe genişliği  $T/2$  olan ideal kare dalga, Şekil 3.21.b'de



gösterilen frekans spektrumuna sahiptir. Şekilde görüldüğü üzere, çift harmoniklerin büyüklüğü sıfırdır ve tek harmoniklerin büyüklükleri, frekansın her 10 katlık artışında 20 dB azalmaktadır (Zhu, 2014).



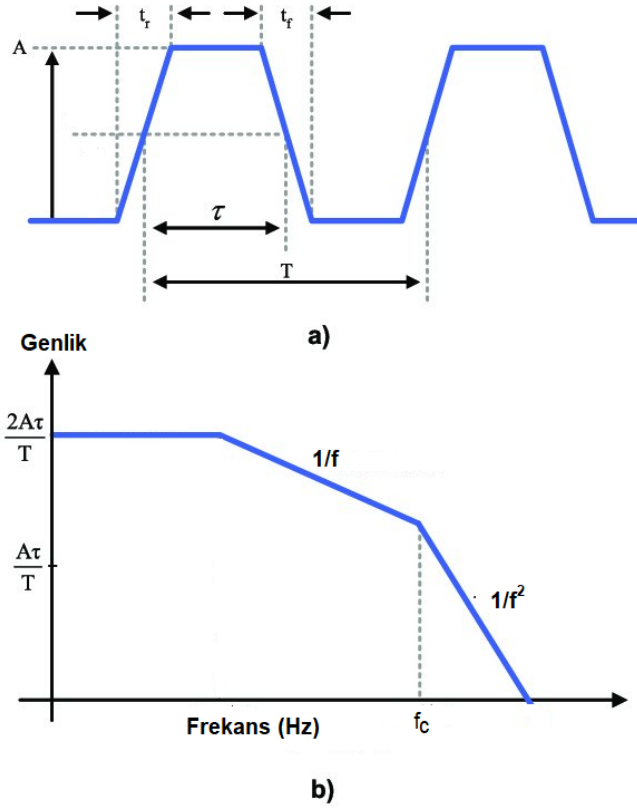
**Şekil 3.21.** Zaman ve frekans bölgesinde ideal kare dalga a) zaman bölgesi b) frekans bölgesi (Zhu, 2014)

İdeal olmayan durumda, anahtarlama dalga biçimi, Şekil 3.22.a'da gösterildiği gibi, sonlu bir yükselme ( $t_r$ ) ve düşme süresine ( $t_f$ ) sahiptir. Bunların eşit olduğu varsayılarak, trapezoidal dalga formunun frekans bölgesi Şekil 3.22.b'de gösterilmektedir. Spektrumun zarfı, harmoniklerin büyüklüklerinin, genellikle kritik frekans olarak adlandırılan belirli bir frekansa kadar frekansla doğrusal olarak azaldığını göstermektedir. Kritik frekansın ötesinde, harmoniklerin büyüklükleri  $1/f^2$  ile orantılı olarak azalmaktadır. Ayrıca spektrum tek harmoniklerle sınırlı olmayıp çift harmoniklerde de genlik değerine sahiptir. Aynı  $t_r$  ve  $t_f$ 'ye sahip ideal bir trapezoidal dalga formunun anahtarlama frekansının harmoniklerinin büyüklüğü ve kritik frekansı ise Denklem 3.16 ve 3.17 ile hesaplanmaktadır (Zhu, 2014).

$$|V_{nh}| = \frac{2A}{n\pi} \left| \sin(n\pi\tau/T) \right| \left| \frac{\sin(n\pi t_r/T)}{n\pi t_r/T} \right| [V] \quad (3.16)$$

$$f_c = \frac{1}{\pi t_r} [Hz] \quad (3.17)$$

Burada  $A$  trapezoidal dalga formunun genliğini,  $n$  harmonik sayısını ve  $\tau$  darbe genişliği süresini temsil etmektedir.

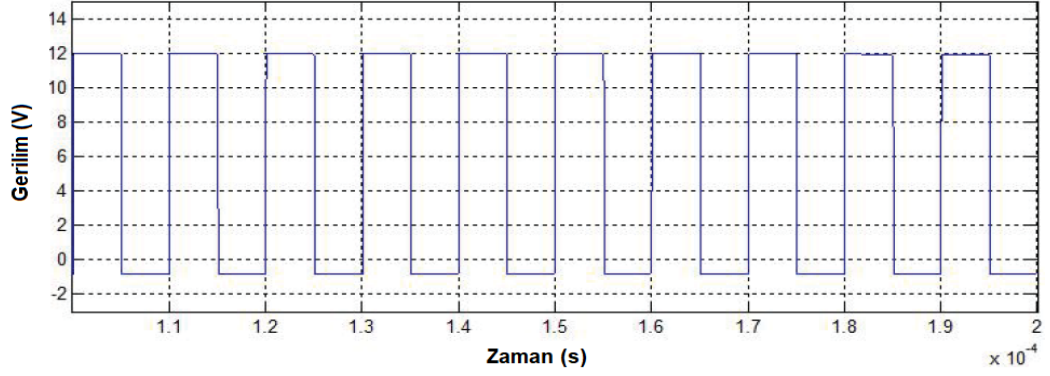


**Şekil 3.22.** Zaman ve frekans bölgesinde trapezoidal dalga formu (Hizarci vd., 2021)

Güç dönüştürücülerin anahtarlama frekansları genellikle çoğu dijital devreninkinden çok daha düşük olmasına rağmen temel frekans bileşeninin yüksek genliği ve çok hızlı yükselme süreleri nedeniyle çok sayıda harmonik üretebilmektedir. Bunlar anahtarlama dönüştürücü için başlıca EMI kaynaklarıdır (Hizarci vd., 2021).

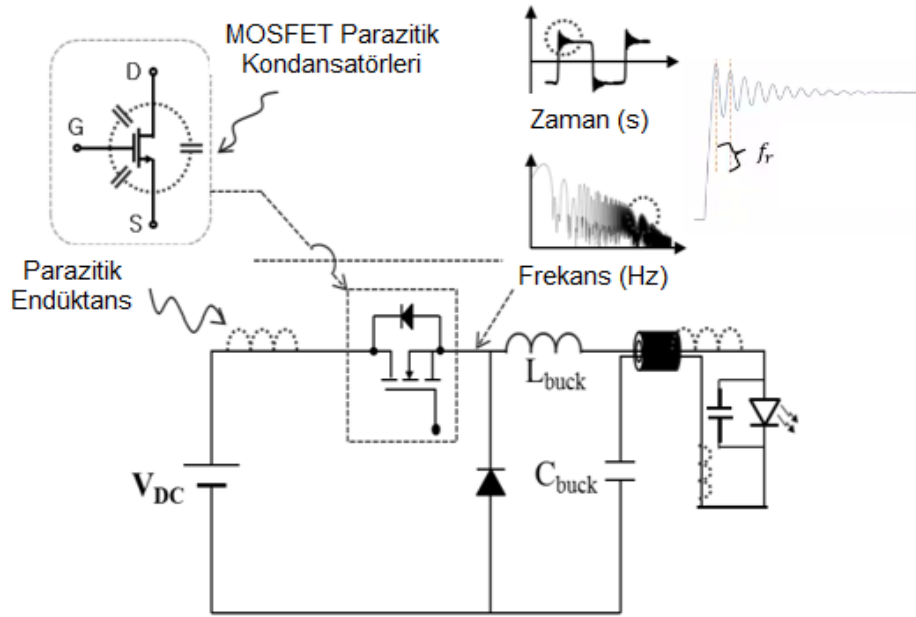
### 3.5.2. Çınlama gürültüsü

Şekil 3.23'teki anahtarlama dalga formu, LED sürücü modülü devresinin parazitik elemanlarının hiçbirinin dikkate alınmadığı ideal durumu temsil etmektedir. Ancak gerçek durumda, eşdeğer devre ve PCB barındırdığı elektriksel bileşenler nedeniyle bazı parazitik bileşenlere sahiptir (Zhu, 2014).



**Şekil 3.23.** Parazitik elemanların dahil edilmediği durumda örnek bir anahtarlama dalga formu (Zhu, 2014).

Güç anahtarlama cihazlarının eşdeğer devresinde, içerdiği iletken yollardan dolayı parazitik endüktanslar mevcuttur. Ayrıca, MOSFET elemanı bacakları arasında oluşan  $C_{GD}$ ,  $C_{GS}$  ve  $C_{DS}$  gibi parazitik kondansatörlere sahiptir. MOSFET açılıp kapandığında, döngü endüktansı, direnç ve MOSFET'in kondansatörü bir dizi RLC rezonans devresi olmakta ve istenmeyen frekans bileşenleri üretmektedir. Bu durum, anahtarlama düğümünde gerilim çınlamasına neden olmaktadır. Parazitik elemanlar ve gerilim çınlaması sonucu oluşan anahtarlama dalga formu Şekil 3.24'te gösterilmektedir (Coşkun vd., 2022).



**Şekil 3.24.** LED sürücü modülünde parazitik elemanlar ve anahtarlama sinyalinde gerilim çınlaması (Coşkun vd., 2022)

Gerilim çınlamasının oluşacağı frekans ise Denklem 3.18'deki gibi hesaplanmaktadır.

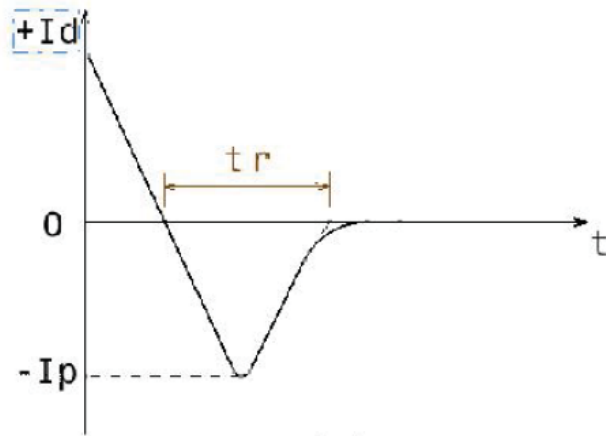
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eş}C_{eş}}} [Hz] \quad (3.18)$$

Burada  $L_{eş}$  ve  $C_{eş}$  sırasıyla parazitlikler sonucu oluşan eşdeğer döngü endüktansı ve kondansatörü temsil etmektedir.

### 3.5.3. Diyot ters toparlanma gürültüsü

Anahtarlama dönüştürücülerde iyi bilinen bir başka EMI kaynak dalga formu, diyot ters toparlanma etkisinden kaynaklanmaktadır. Diyot iletimdeyken gerilim yönü tersine çevrildiğinde idealde akım ileten diyotun anında akımını kesmesi beklenmektedir. Ancak bunun oluşabilmesi için çoğunluk yük taşıyıcılarının ortadan kaldırılması gerekmektedir. Bu durum diyotun ters yönüne doğru akım akıtılarak sağlanabilmektedir.

Şekil 3.25'te gösterildiği gibi, ters gerilim ilk uygulandığında diyottaki akım sıfıra düşmektedir. Akımın sıfırda kalacağı ideal bir diyotta aksine, gerçek bir diyotta ters yönde akım tepe değerine yükselmekte ve ancak ters toparlanma süresi sonrası ( $t_{ters}$ ) sıfıra dönmektedir (Tihanyi, 1995).



Şekil 3.25. Diyot ters toparlanma durumu

Bir diyotun ters toparlanma süresi nanosaniye mertebesinde ve negatif akım artışı çok yüksek olabilmektedir. Bu dar akım yükselmeleri, geniş bant gürültüsü üretmektedir. Güç dönüştürücülerde geniş bant gürültü, devredeki parazitik endüktans ve kondansatörler nedeniyle gerilim ve akım dalga formlarındaki çınlamayı artırabilmektedir. Güç dönüştürücülerde, anahtarlama sinyali harmonikleri ve parazitik bileşenlerden kaynaklı oluşan çınlamaya ters geri kazanımının da eklenmesi, gürültü genliğini önemli ölçüde yükseltebilmektedir (Zhu, 2014).

### **3.6. FB ile LED Sürücü Modülünde EMI Azaltımı**

LED sürücü modülünün EMC performansının iyileştirilmesi için kullanılan EMI azaltma teknikleri, güç topolojisinde ek öğeler, PCB’de tasarım değişiklikleri ve farklı kontrol yaklaşımlarını içermektedir. EMI azaltma teknikleri esas olarak güç veya kontrol bölümüne uygulandığından iki kategoride incelenmektedir (Yazdani vd., 2011).

Kontrol bölümündeki yöntemler, çoğunlukla anahtarlama frekansının değiştirilmesi ve kapı devresinin iyileştirilmesine dayanmaktadır. Değişken anahtarlama frekansı yöntemi, EMI spektrumunu yaymak ve sonuç olarak EMI seviyesini düşürmek için iyi bilinen bir yaklaşımdır. Rastgele modülasyon, frekans modülasyonu, kaos kontrolü ve sigma delta gibi diğer bazı kontrol yöntemlerinin tümü, değişken bir anahtarlama frekansı gerektirmektedir. Bu yöntemler EMC’yi iyileştirmekte, ancak mıknaatıslama bileşenlerinin optimum olmayan bir tasarımına, daha yüksek bir toplam harmonik bozulmaya ve daha büyük bir karmaşıklığa neden olabilmektedirler. Ayrıca, anahtarlama kayıplarının artmasıyla sonuçlanabilecek eşdeğer kapı direncini artırmak gibi kontrol bölümünde uygulanan pasif ve aktif kapı devre teknikleri bulunmaktadır (Kuisma, 2003).

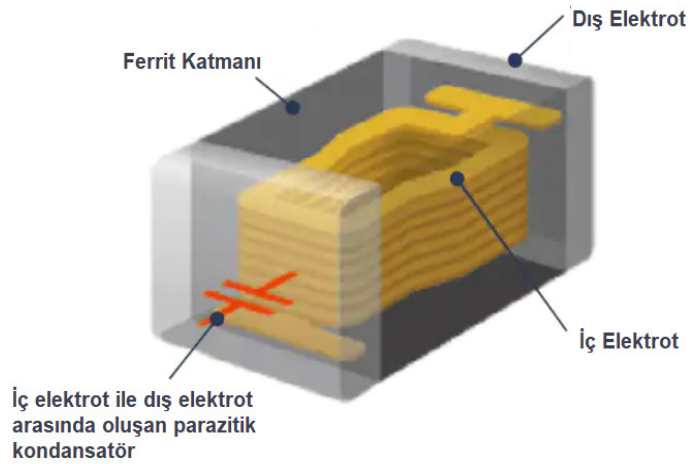
Güç bölümünde EMI azaltımı için bastırma devresi, pasif ve aktif kompanzasyon, yumuşak anahtarlama, PCB tasarım optimizasyonu ve EMI filtre teknikleri, DM ve CM gürültülerinin bastırılmasında bilinen yöntemlerdendir (Mrad, 2014).

Bu yöntemlere ek olarak SMT FB’ler ucuz maliyeti ve az yer kaplaması nedeniyle son yıllarda DC - DC dönüştürücü yer alan devrelerde iletilen ve yayılan emisyonları

azaltmaya yarayan diğeri bir teknik olarak ön plana çıkmaktadır. Tez çalışması PCB’inde de iletilen ve yayılan emisyonların azaltılması amacıyla güç hattına seri bir FB elemanı eklenmiştir.

FB’ler, mevcut birçok ferrit malzemeden biri kullanılarak yapılan bobinlerdir. Ferrit malzemeler, başlıca manganez – çinko (MnZn) ve nikel – çinkonun (NiZn) sinterlenmiş kristal bileşimleridir. MnZn ferritleri, NiZn malzemelerine göre çok daha yüksek manyetik geçirgenlik, çok daha düşük özdirenç ve çok daha yüksek dielektrik sabiti değerlerine sahiptir. NiZn'nin daha yüksek özdirenç ve daha düşük dielektrik sabitine sahip olması, EMI bastırma ve yüksek frekans filtrelemede tercih edilen malzeme olmasını sağlamaktadır (Weir, 2011).

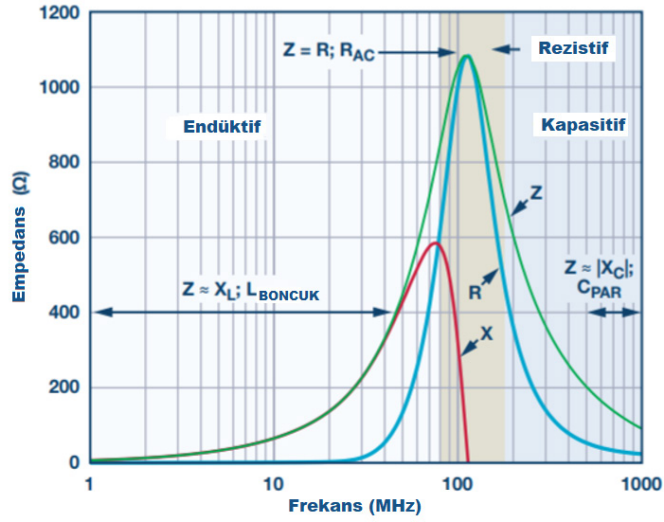
FB, geniş bir frekans aralığında, bu frekans aralığındaki istenmeyen gürültü enerjisinin tamamını veya bir kısmını ortadan kaldıran empedansı oluşturan pasif bir cihazdır. Bu nedenle empedans değeri, kullanılan malzeme, FB boyutu, sargı sayısı ve sargı yapısı ile ilgilidir. FB’ler amaçlanan frekans aralığının üzerinde dirençli hale gelerek girdap akımları ve histeresiz kayıpları nedeniyle gürültü enerjisini ısı şeklinde yaymaktadırlar. Geleneksel FB’nin fiziksel yapısı Şekil 3.26’da gösterilmektedir (Analog Devices, 2015).



**Şekil 3.26.** Geleneksel FB fiziksel yapısı (Analog Devices, 2015)

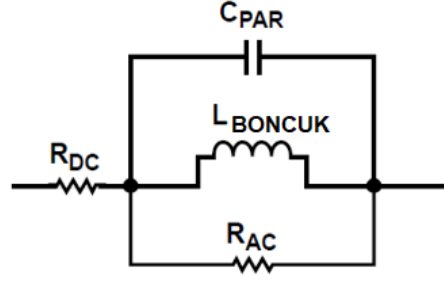
### 3.6.1. FB karakteristikleri ve eşdeğer devresi

FB'ler farklı frekanslarda farklı özelliklere sahiptirler. Endüktif, rezistif ve kapasitif olmak üzere üç farklı karakteristik davranış sergilemektedirler. Bu karakteristikler,  $Z$ 'nin empedans,  $R$ 'nin direnç ve  $X$ 'in reaktans olduğu FB'nin frekans - empedans grafiğine bakılarak belirlenebilmektedir. Dirençli bölge, boncuk geçiş frekansından ( $X = R$ ), Şekil 3.27'de gösterildiği gibi kapasitif hale geldiği noktaya kadar olan bölgeyi kapsamaktadır. Kapasitif nokta, kapasitif reaktansın mutlak değerinin  $R$ 'ye eşit olduğu frekansta oluşmaktadır. FB'nin cevabı, geçişin ( $R > X_L$ ) altındaki nispeten düşük frekanslarda ise endüktiftir (Analog Devices, 2015).



Şekil 3.27. Örnek bir FB frekans - empedans grafiği (Analog Devices, 2015)

Bir FB, fiziksel yapı kullanılarak Şekil 3.28'de gösterildiği gibi dirençler, bir bobin ve bir kondansatörden oluşan basitleştirilmiş bir devre olarak modellenebilmektedir.  $R_{DC}$ , dış ve iç iletkenin direncinden kaynaklanır.  $R_{AC}$ , çekirdek kayıpları olmakla birlikte boncukların tamamen dirençli görüldüğü tepe empedansdır.  $L_{BONCUK}$ , iletkenin öz endüktansını ve iletken boyunca akım geçtiğinde ferrit malzemeden geçen akı tarafından üretilen dahili endüktansı temsil etmektedir.  $C_{PAR}$ , iç ve dış iletkenler arasında oluşan parazitik kondansatörü temsil etmektedir (Analog Devices, 2015).



**Şekil 3.28.** FB'nin basitleştirilmiş devre modeli

Düşük frekanslarda,  $C_{PAR}$  açık devre ve  $L_{BONCUK}$  boncuk kısa devre davranışı göstermektedir. Bu durumda, sadece  $R_{DC}$  etkin kalmakta ve eğrideki minimum noktanın değerine sahip olmaktadır. Frekans yükseldikçe,  $L_{BONCUK}$ 'un empedansı ( $j\omega L_{BONCUK}$ ) frekansla doğrusal olarak artmaya başlarken,  $C_{PAR}$ 'ın empedansı ( $1/j\omega C_{PAR}$ ) frekansla ters orantılı olarak azalmaktadır. Bu durumda FB'nin frekans - empedans eğrisinin yükselen eğimi esas olarak  $L_{BONCUK}$  tarafından belirlenmektedir (Altera, 2009).

Belirli bir frekans noktasında ise  $R_{AC}$  baskındır ve FB rezistif davranış göstermektedir. Bu bölgede empedans, eğrideki maksimum noktanın değerindedir.  $R_{AC}$ , boncuğun Q faktörünü azaltmaya yardımcı olur ve bu da FB'nin gürültü bastırma performansını artırır (Altera, 2009).

Belirli bir yüksek frekans noktasında ( $|X_C| = R$ ),  $C_{PAR}$ 'ın empedansı baskın olmaya ve FB'nin empedansı azalmaya başlamaktadır. Bu durumda, FB'nin parazitik kondansatörü  $C_{PAR}$ , frekans - empedans grafiğinin düşen eğimini belirlemektedir (Altera, 2009).

FB'nin endüktif ve kapasitif karakteristiğe sahip olduğu bölgelerde  $L_{BONCUK}$  ve  $C_{PAR}$ 'ın değeri Denklem 3.19 ve 3.20 ile hesaplanmaktadır (Coşkun vd., 2022).

$$L_{BONCUK} = \frac{X_L}{2\pi f} [H] \quad (3.19)$$

$$C_{PAR} = \frac{1}{2\pi f X_C} [F] \quad (3.20)$$

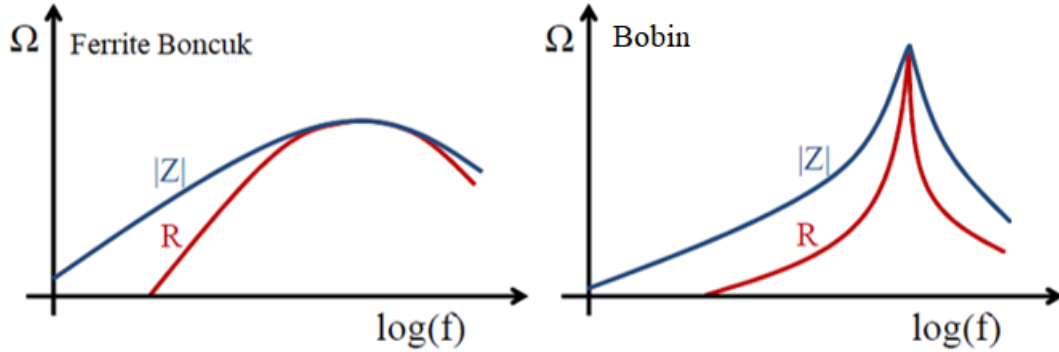


Rezistif davranış ise FB'nin rezonansa girdiği  $X_L$ 'nin  $X_C$ 'ye eşit olduğu frekans noktasında ( $f_{rez}$ ) gerçekleşmektedir. Bu frekans Denklem 3.21'deki gibi hesaplanmaktadır (Coşkun vd., 2022).

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{BONCUK}C_{PAR}}} [Hz] \quad (3.21)$$

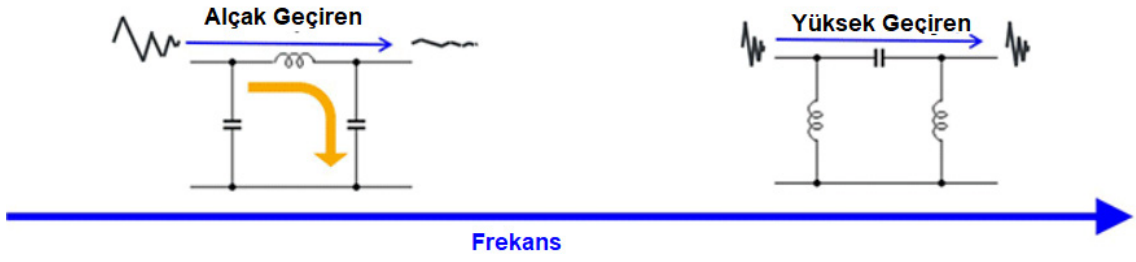
### 3.6.2. FB'nin EMI'ya etkisi

FB'nin bobin sınıfına girdiği ve düşük frekanslarda endüktif karakter sergilediği bilinmektedir. Ancak genel bobinlerle karşılaştırıldığında FB'ler farklı manyetik malzeme kullanımından ötürü yüksek dirençli  $R$  bileşenine ve düşük  $Q$  değerine sahip olup Şekil 3.29'da gösterildiği gibi farklı empedans özelliği göstermektedirler. Bu özellikleri, gürültü gidermede bobinlerden daha iyi performans göstermelerini sağlamaktadır.



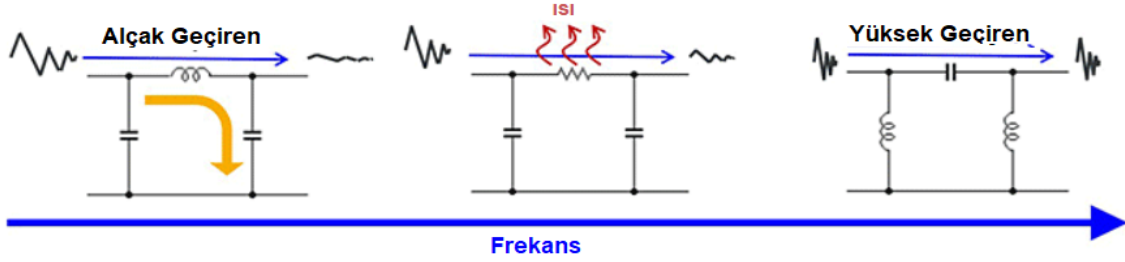
Şekil 3.29. Bobin ve FB empedans karşılaştırılması (Mrad, 2014)

FB'lerin endüktif karakteristikleri EMI azaltmada kullanılan  $\pi$  filtreler için de kullanışlıdır. Şekil 3.30'da gösterildiği gibi bobin kullanılan bu tür filtreler bir bobin ve bir kondansatöre dayalı bir alçak geçiren filtre görevi görmektedir. Daha yüksek frekanslarda bobin, yapısı gereği bir kondansatör gibi davranırken kondansatör de bir bobin gibi davranmaktadır. Böylece oluşan yapı bir yüksek geçiren filtre işlevi görür ve bu nedenle gürültü giderme performansı düşük kalmaktadır (Mrad, 2014).



**Şekil 3.30.** Bobin ile oluşturulan  $\pi$  filtrenin frekansa göre davranışı

FB'ler ise bobinlerden farklı olarak malzemenin manyetik özelliğinden dolayı DC akımda kolayca doymun duruma ulaşmaktadırlar. Bunun sonucunda da endüktans davranışını koruyamazlar ve rezistif bölgeye doğru kaymaktadırlar. Bu bölge bir direnç görevi görerek gürültüyü ısı olarak atmaya yaramaktadır (Mrad, 2014). Bu durum, Şekil 3.31'de görüldüğü üzere bobin kullanan filtrelere kıyasla önemli bir fark oluşturmaktadır. Daha yüksek frekanslı bölgelerde, FB, bobine benzer şekilde yüksek geçiren filtre görevindedir.



**Şekil 3.31.** FB ile oluşturulan  $\pi$  filtrenin frekansa göre davranışı

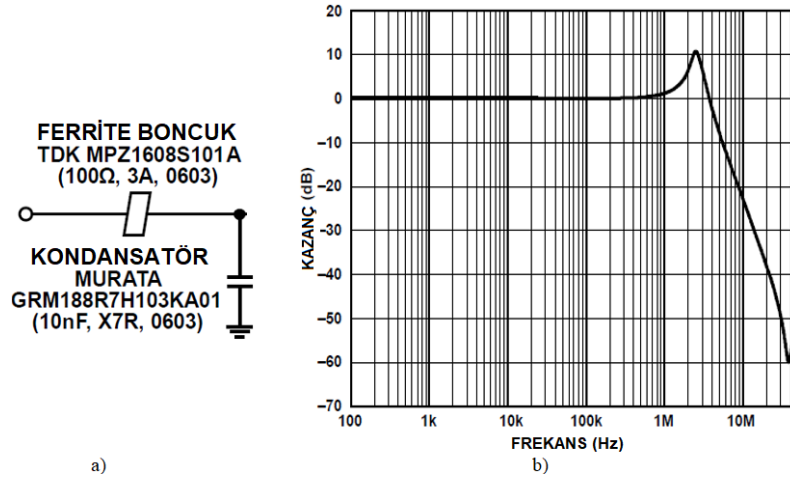
Ek olarak DC çalışma özellikleri ile de bobinlerden ayrılmaktadırlar. Bobinler genellikle nispeten büyük DC süperpozisyon akımlarını tolere edebilirler. Bunun sonucunda da DC akımının empedans üzerinde bir etkisi olmadığından rezonans noktasında neredeyse değişim yaşanmamaktadır. Buna karşılık, FB'ler bir DC akımı nedeniyle kolayca doymunluğa ulaşmakta ve doymunluk endüktansın düşmesine ve rezonans noktasının daha yüksek frekanslara kaymasına neden olmaktadır (Mrad, 2014). Sonuç olarak, filtre özellikleri değişmekte ve bu nedenle dikkate alınması gerekmektedir.

### 3.6.3. FB'nin rezonans etkisi

FB'nin önceki bölümlerde anlatılan özelliklerinden dolayı anahtarlamalı dönüştürücü yer alan yapılarda güç hattında kullanımı yaygındır. Ancak filtreleme amaçlı kondansatörlerle birlikte kullanıldıklarında, rezonanslara ve çınılamalara neden olabilecek bir LC devresi oluşturabilmektedirler.

Daha önce bahsedildiği üzere DC - DC dönüştürücülerde en kritik EMI kaynağı anahtarlama sinyali dalga formudur. Oluşan LC devresi, anahtarlama sinyalinin frekansına yakın bölgelerde rezonansa girdiği takdirde gürültüyü azaltmak yerine kuvvetlendirebilmektedir. Bunun sonucunda da EMC sorunları ortaya çıkabilmektedir (Analog Devices, 2015).

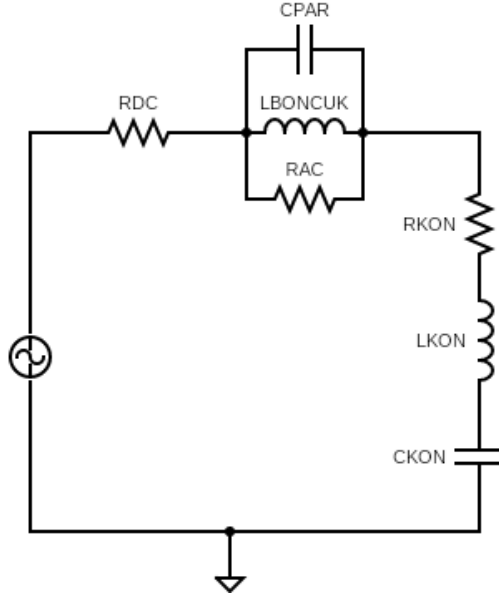
Bu etkinin bir örneği Şekil 3.32'de verilmektedir. Şekil 3.32.a, FB ve kondansatör içeren alçak geçiren filtreyi göstermektedir. Şekil 3.32.b ise filtrenin frekans tepkisini göstermektedir. Görüldüğü üzere rezonans sonucu bir tepe noktası yaklaşık 2,5 MHz'de gerçekleşmiş ve yaklaşık 10 dB'lik bir sıçramaya neden olmuştur (Coşkun vd., 2022).



**Şekil 3.32.** FB'nin LC rezonans etkisine bir örnek a) FB ve kondansatör içeren alçak geçiren filtre test modeli b) filtrenin frekans tepkisi (Coşkun vd., 2022)

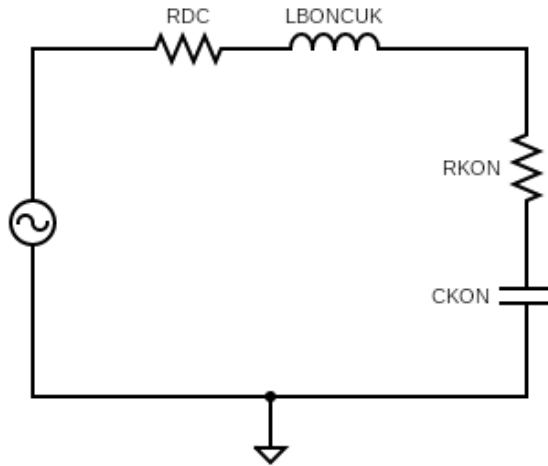
Güç hattına seri olarak bağlanan FB ile kullanılan dekaplaj kondansatörünün oluşturduğu yüksek frekans eşdeğer rezonans devresi Şekil 3.33'te gösterilmektedir. Burada

kondansatörde  $R_{KON}$  eşdeğer seri direnci (ESR) temsil ederken  $L_{KON}$  eşdeğer seri endüktansı ifade etmektedir.



**Şekil 3.33.** FB ve kondansatör yapısının yüksek frekans eşdeğer devresi

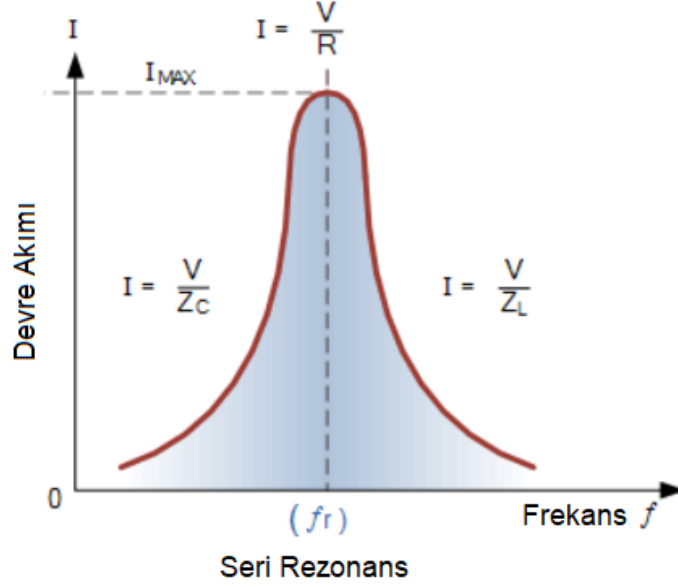
Düşük frekans bölgesinde FB endüktif, kondansatör de tamamen kapasitif davranış gösterdiğinden seri rezonans devresi Şekil 3.34'teki duruma dönüşmektedir ve rezonans frekansı ( $f_{rez}$ ) Denklem 3.21 ile hesaplanmaktadır.



**Şekil 3.34.** FB ve kondansatör ile oluşan seri rezonans devresi

Rezonans frekansındaki devre akımı, empedansın minimuma düşmesi sonucunda Şekil 3.35'te gösterildiği gibi maksimum  $V/R$  değerindedir. Sonuç olarak, DC – DC

dönüştürücülü LED sürücü modülünde rezonans, anahtarlama frekansına yakın bölgelerde meydana geldiği takdirde anahtarlama dalga formu temelli EMI üstel olarak kaynağa iletilebilmektedir. Tez çalışmasında bu durum benzetim ve deneysel çalışma ile incelenmiştir.



**Şekil 3.35.** Rezonans frekansında LC devresi akım karakteristiği (Alexander ve Sadiku, 2007)

Devredeki akımın büyüklüğünün frekans tepkisi, bir seri rezonans devresinde oluşan rezonansın "keskinliği" ile alakalıdır. Zirvenin keskinliği nicel olarak ölçülür ve devrenin  $Q$  faktörü olarak adlandırılır.  $Q$  faktörü, devrede depolanan maksimum veya tepe enerjisini, her salınım döngüsü sırasında dağılan enerjiyle ilişkilendirir, bu da rezonans frekansının bant genişliğine (BW) oranı anlamına gelir.  $Q$  faktörü ve seri rezonansın BW'si Denklem 3.22 ve 3.23'deki gibi hesaplanmaktadır (Alexander ve Sadiku, 2007).

$$Q = \frac{1}{R_{DC} + R_{KON}} \sqrt{\frac{L_{BONCUK}}{C_{KON}}} \quad (3.22)$$

$$BW = \frac{f_{LC-rez}}{Q} \text{ [HZ]} \quad (3.23)$$

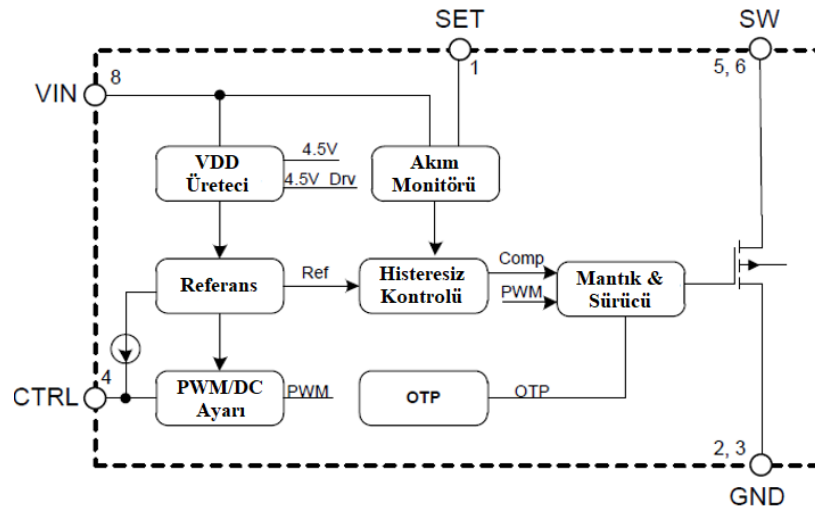
### 3.7. LED Sürücü Modülü PCB Tasarımı

Tez çalışmasında bir binek araca ait ön sis LED sürücü modülü PCB tasarımı gerçekleştirilmiştir. Ürünün en kritik noktası optik gereksinimler olduğundan tasarım buna göre şekillendirilmiştir. Müşteri tarafından belirlenen kriterlere uyan Şekil 3.36’da özellikleri verilen OSRAM firmasına ait KW2 CFLNM2.TK kodlu LED kullanılmıştır. Burada 6B grup numaralı LED kullanılmış olup ileri yön sürme akımı ( $I_F$ ) 0,8 A olarak ve ileri yön sürme gerilimi ( $V_F$ ) 6,2 V olarak ayarlanmıştır.

Forward Voltage Groups		
Group	Forward Voltage <sup>①</sup> $I_F = 1000 \text{ mA}$ min. $V_F$	Forward Voltage <sup>②</sup> $I_F = 1000 \text{ mA}$ max. $V_F$
5C	5.60 V	6.20 V
6B	6.20 V	6.75 V

Şekil 3.36. Tasarımda kullanılan LED’in elektriksel parametreleri

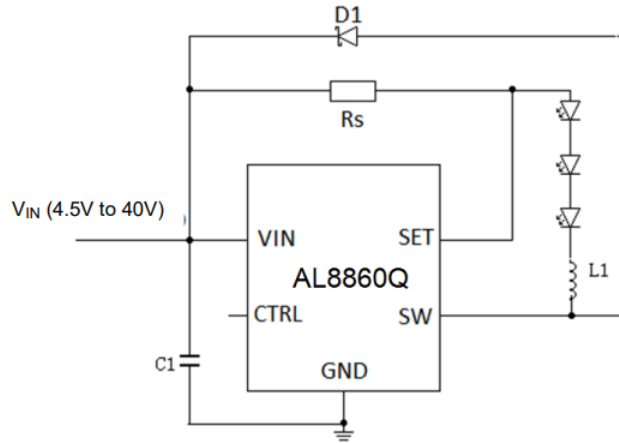
Sistem araç bataryası üzerinden beslendiğinden gerilim düşürücü bir yapıya ihtiyaç duyulmaktadır. Burada LED’in optik gereksinimlerine göre belirlenen gerilim ve akımına uygun düşürücü dönüştürücü olarak Diodes firmasının AL8860Q ürünü tercih edilmiştir. Burada gerilimin 12 V’dan 6.2 V seviyesine düşürülmesi ve akımın yaklaşık 0,8 A olarak ayarlanması amaçlanmıştır. Bacak diyagramı ile fonksiyonel blok şeması Şekil 3.37’de verilmektedir.



Şekil 3.37. AL8860Q bacak diyagramı ve fonksiyonel blok şeması

AL8860Q içerisinde dahili anahtarlama elemanı (MOSFET) bulundurmaktadır. 1,5 A ve 40 V çıkış özelliklerini sağlayabilir. 1 numaralı SET (Ayar) bacağına bağlanan direnç aracılığıyla çıkış akımı ayarlanabilen ve 4 numaralı CTRL (Kontrol) bacağına gelen darbe genişlik modülasyon (PWM) sinyali ile çıkış akımını, değişen zamanlarda istenilen seviyelerde kontrol edebilen bir dönüştürücüdür. SW (Anahtarlama) bacakları ise dönüştürücünün yapısında bulunan MOSFET'in kanal bacağıdır ve LED'in katodu buraya bir bobin ile bağlanmaktadır.

Dönüştürücünün ürün bilgi sayfası incelendikten sonra tasarım öncelikle Şekil 3.38'de yer alan temel devre şeması üzerine kurgulanmıştır.

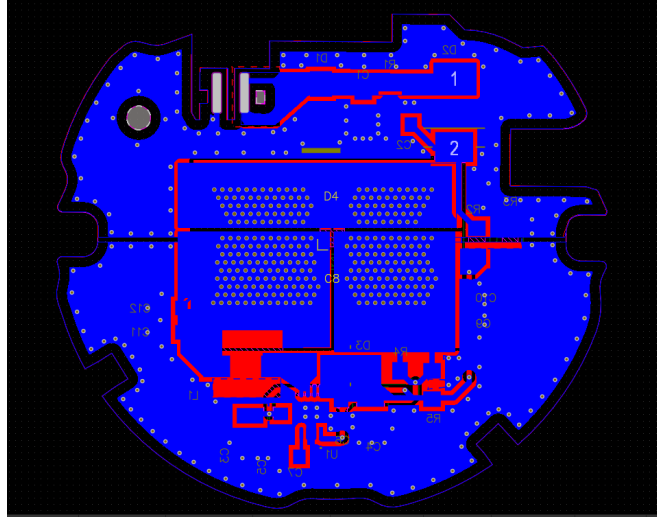


**Şekil 3.38.** AL8860Q dönüştürücüsünün temel devre şeması

Burada, ters akımlar ve elektrostatik deşarjdan (ESD) koruma amaçlı ters polarite diyotu ve geçici gerilim baskılayıcı (TVS) diyot devreye eklenmiştir. Ardından direnç ve kondansatör elemanlarından oluşan giriş EMI filtresi (alçak geçiren filtre) ve anahtarlama gürültüsünü azaltmak için LED'in anot ve katodunda anahtarlama kondansatörleri kullanılmıştır. Ek olarak entegre girişinde ve güç hattında istenmeyen yüksek frekanslı sinyallerin bastırılması amacıyla dekaplaj kondansatörleri ve FB elemanı eklenerek tasarım Şekil 3.39'da gösterilen son halini almıştır. Tasarımda yer alan elemanlara ait bilgiler EK 1'de verilmektedir.







**Şekil 3.41.** Ön sis LED sürücü modülü PCB'si 2D gösterimi

### 3.8. LED Sürücü Modülü PCB'si Benzetim Modeli

Elektronik kartların CE ve RE testlerinin benzetimi için PCB'de yer alan tüm bileşenlerin elektriksel eşdeğer modellerinin oluşturulması gerekmektedir. Bu bölümde modelleme yöntemleri aktarılmaktadır.

PCB bileşenlerinin (yol, düzlem, delik içi kaplama, kuplaj vb.) modellenmesinde iki farklı yöntem kullanılmıştır. İlk yöntem, toplu eleman modelinden faydalanılarak pasif elemanlarla (RLC) elektriksel eşdeğer devre modellerinin oluşturulmasına dayanmaktadır. Burada iletken telin ve iletim hattının elektriksel modellerinden faydalanılmıştır.

İkinci yöntem ise PCB fiziksel yapısının saçılma parametreleri ile modellenmesine dayanmaktadır. Saçılma parametreleri veya s parametreleri, sürekli hâlde elektriksel sinyallerle uyarılmakta olan lineer elektrik devrelerinin davranışlarını tanımlayan parametreler olarak tanımlanmaktadır. S parametreleri, eşleşen empedanslar ile yapıyı karakterize etmek için kullanılmaktadır. Burada saçılma, bir iletim hattında bir süreksizlikle karşılaştıklarında hareket eden akımların veya gerilimlerin etkilenme şeklini ifade etmektedir.

CE testi frekans aralığı için toplu eleman modelleri ve SPICE analiz yeterli olmaktadır. Ancak RE testi yüksek frekans bölgesinde yer aldığından fiziksel boyutlar dalga boyu ile kıyaslanabilir seviyeye gelmektedir. Bu durum sistemleri gerilim ve akımlarla tanımlanamaz duruma getirerek SPICE analizin yetersiz kalmasına neden olmaktadır. Sonuç olarak, devre davranışı EM dalgalarla modellenmektedir. Bu amaçla Maxwell denklemlerinin nümerik yöntemlerle çözümlemesine dayanan benzetim araçlarının kullanımı yaygındır (Nayak, 2020). Tez çalışmasında RE testi için tam dalga EM benzetim programında PCB yapısının s parametreleri oluşturulmuştur.

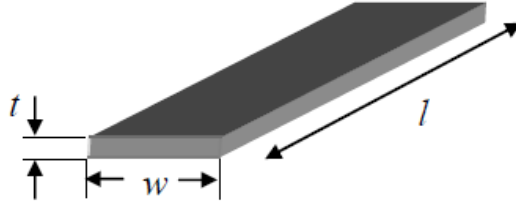
Devre elemanlarının modellenmesi için iki yöntem kullanılmıştır. Bunlardan ilki üretici firmalar tarafından paylaşılan SPICE model kullanımına dayanmaktadır. SPICE modeller, benzetim yapan programlar için elemanın değişen koşullar altında davranışını matematiksel olarak tahmin etmek amacıyla kullanılan bir devre bileşeninin metin açıklaması olarak tanımlanmaktadır (Vladimirescu, 1994).

İkinci yöntem ise ideal devre elemanları ile yüksek frekans eşdeğer modellerinin oluşturulmasına dayanmaktadır. Bu yöntem özellikle SPICE modeli bulunmayan elemanların modellenmesinde kullanılmaktadır. Üretici bilgi sayfasında paylaşılan elemana ait elektriksel parametreler, akım, gerilim ve empedans grafikleri ve ayrıca matematiksel denklemlerden faydalanılarak modeller oluşturulmaktadır.

S parametreleri modeli ANSYS firmasının SIWave ve Electronic Desktop yazılımlarında oluşturulurken geri kalan tüm modeller için CADENCE firmasının OrCAD PSpice paket programından faydalanılmıştır.

### **3.8.1. İletken tel modeli**

PCB bileşenleri ve devre elemanlarının PCB ile bağlantı yüzeyleri iletken malzemelerden oluşmaktadır. Bu nedenle ilgili yapıların modellenmesinde iletkenlerin elektriksel davranışlarının bilinmesi kritik öneme sahiptir. PCB’lerde yer alan genel dikdörtgen iletken modeli Şekil 3.42’de gösterilmekte olup denklemler bu yapıya göre verilmektedir.



**Şekil 3.42.** PCB’lerde yer alan genel dikdörtgen iletken modeli (Caniggia ve Maradei, 2008)

İletkenler akıma karşı engelleyici bir davranış sergilediklerinden bir dirence sahiptirler. Bir iletkenin sahip olduğu direnç Denklem 3.24’te gösterildiği gibi hesaplanabilir (Caniggia ve Maradei, 2008).

$$R = \rho \cdot \frac{l}{tw} [1 + \alpha(T_{ortam} - 25)] [\Omega] \quad (3.24)$$

Burada  $l$  iletken uzunluğunu (m),  $t$  iletken kalınlığını (m),  $w$  iletken genişliğini (m),  $\rho$  öz direnci ( $\rho_{bakır} = 1,68 * 10^{-8}$  ohm.m),  $\alpha$  malzemenin sıcaklık katsayısını ( $\alpha_{bakır} = 3,9 * 10^{-3}$  1/C°) ve  $T_{ortam}$  derece cinsinden ortam sıcaklığını temsil etmektedir.

Direnç değeri DC ve düşük frekanslarda nispeten sabit kalırken frekans yükseldikçe değişim yaşanmaktadır. Bunun nedeni bir iletkene DC akım uygulandığında kesiti boyunca homojen bir akım dağılımı oluşurken, AC akım uygulandığında iletkenin indüklenen gerilim, elektrik yüklerinin iletken dış yüzeyine doğru yönelmesine neden olmaktadır. Bu olay deri etkisi olarak isimlendirilir ve deri kalınlığı ( $\delta$ ) ile ifade edilmektedir.  $\delta$ , Denklem 3.25 ile hesaplanmaktadır (Arı ve Özen, 2008).

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} [m] \quad (3.25)$$

Burada  $f$  frekans (Hz),  $\mu$  malzemenin manyetik geçirgenliği (H/m) ve  $\sigma$  malzemenin iletkenliğini (S/m) temsil etmektedir. Deri etkisi sonucunda bir iletken için yüksek frekans direnci ( $R_{YF}$ ) Denklem 3.26’daki gibi hesaplanmaktadır (Hamza, 2011).

$$R_{YF} = \frac{1}{2\sigma\delta(w+t)} [\Omega] \quad (3.26)$$

Akım akan bir iletken telin etrafında manyetik alan oluştuğundan ve zıt elektromotor kuvveti (EMK) indüklediğinden bir endüktansa da sahip olduğu söylenebilmektedir. Bir telin endüktansı iki kısma ayrılmaktadır. Bunlar iletken içinde manyetik enerjinin depolanması nedeniyle frekansa bağlı bir iç endüktans ile iletkendeki akımın yarattığı dış akı nedeniyle bir dış endüktanstır. İletken içindeki manyetik akı nedeniyle bir telin iç endüktansı, deri etkisi sonucu frekansa bağlı hale gelmektedir. Akım telin yüzeyine doğru toplanmakta ve dolayısıyla telin içindeki manyetik akı, frekans arttıkça sifira doğru yaklaşmaktadır. İç endüktans, dış endüktansa kıyasla küçük olduğundan genelde ihmal edilmektedir (Karvonen, 2011).

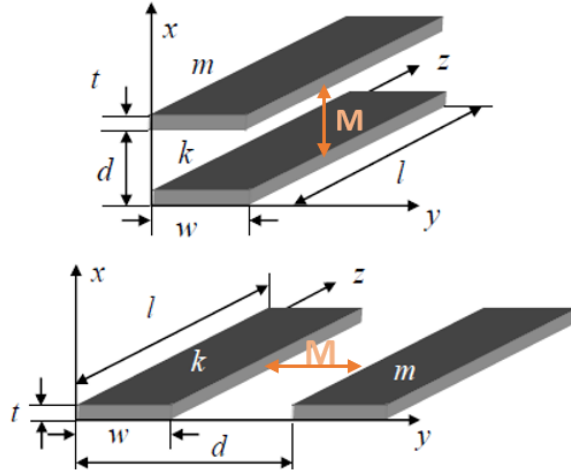
Dış manyetik alanlardan kaynaklı oluşan bir telin dış endüktansı genellikle kısmi endüktans olarak adlandırılmaktadır. Kısmi endüktans öz ve karşılıklı endüktans olmak üzere iki kısma ayrılmaktadır.

Öz endüktans ( $L_{\text{öz}}$ ) iletkende akımdaki bir değişikliğin aynı iletkende indüklenmiş bir EMK ürettiği durum olarak tanımlanır ve iletkenin kendi varlığından dolayı sahip olduğu endüktanstır. Öz endüktans Denklem 3.27'deki gibi hesaplanmaktadır (Caniggia ve Maradei, 2008).

$$L_{\text{öz}} = \frac{\mu_o}{2\pi} l \left[ \ln \left( \frac{2l}{w+t} \right) + \frac{1}{2} + \frac{2}{9} \left( \frac{w+t}{l} \right) \right] [H] \quad (3.27)$$

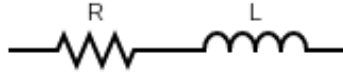
Karşılıklı endüktans ( $M$ ), bitişik bir iletkende akan akımın bir sonucu olarak iletkende zıt EMK'nın üretilmesi olayıdır.  $M$ , iki iletken arasındaki endüktif kuplajı sonucu oluşan endüktansı temsil etmektedir. En temel karşılıklı endüktans Şekil 3.43'te gösterilen paralel iletkenler arasında oluşmakta ve Denklem 3.28'deki gibi hesaplanmaktadır (Caniggia ve Maradei, 2008).

$$M = \frac{\mu_o}{2\pi} l \left[ \ln \left( \frac{1}{d} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{d^2}} \right) - \sqrt{1 + \frac{d^2}{l^2}} + \frac{d}{l} \right] [H] \quad (3.28)$$



**Şekil 3.43.** Paralel dikdörtgenler arasında oluşan karşılıklı endüktans (Caniggia ve Maradei, 2008)

Sonuç olarak bir iletken Şekil 3.44'te gösterildiği gibi bir direnç ve ona seri bağlı bir bobinden meydana gelmektedir.

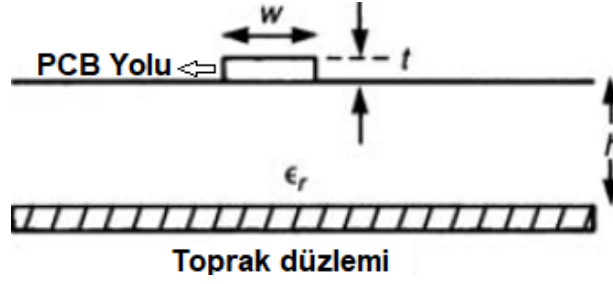


**Şekil 3.44.** İletken eşdeğer devre modeli

### 3.8.2. PCB bağlantı yolu modeli

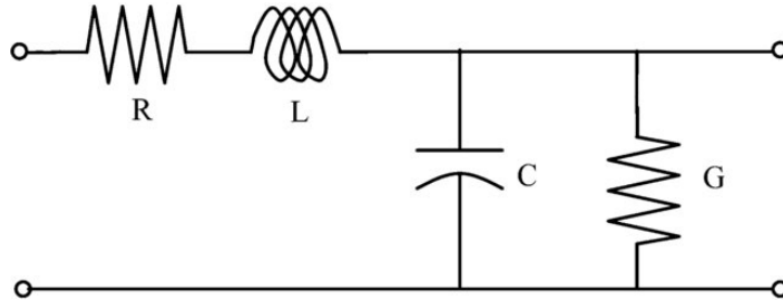
Tez çalışması kapsamında incelenen PCB'de iki tür bağlantı yolu durumu oluşmaktadır. Bunlardan ilki Bölüm 3.8.1'de anlatılan iletken modeline uymakta olup eşdeğer devre modeli için Denklem 3.24 ve 3.27 kullanılmıştır.

İkinci olarak ise katmanlarda yer alan düzlemlerin toprak olması sebebiyle Şekil 3.45'te gösterilen mikroşerit hat modeline uygun yapılar oluşmuş ve elektriksel parametrelerinin hesabı için bu modelin denklemleri kullanılmıştır.



**Şekil 3.45.** Mikroşerit hat yapısı (Paul, 2006)

Mikroşerit hatlar kayıplı iletim hattı modeli ile ifade edilmekte olup modele ait eşdeğer devre Şekil 3.46’da verilmektedir.



**Şekil 3.46.** Kayıplı iletim hattı modeli (Paul, 2006)

Burada  $R$  birim uzunluk başına direnci ( $\Omega/m$ ),  $L$  birim uzunluk başına endüktansı ( $H/m$ ) temsil etmektedir ve iletkenin sahip olduğu direnç ve endüktansı ifade eder.  $C$  birim uzunluk başına kapasitansı ( $F/m$ ) temsil etmektedir ve iletken ile toprak arasında kapasitif kuplaj sonucu oluşmuş kondansatörü ifade eder.  $G$  birim uzunluk başına kondüktansı ( $S/m$ ) temsil etmektedir.  $G$  değeri küçük olduğundan genelde ihmal edilmektedir (Ott, 2009). Tez çalışmasında  $G$  değeri ihmal edilmiştir.

$R$  değeri Denklem 3.24 kullanılarak bulunabilirken  $L$  ve  $C$  değerleri ise Denklem 3.29 ve 3.30 ile hesaplanmaktadır (Paul, 2006).

$$C = \frac{2,64 * 10^{-11}(\epsilon_r + 1,41)}{\ln[5,98h/(0,8w + t)]} [F/m] \quad (3.29)$$

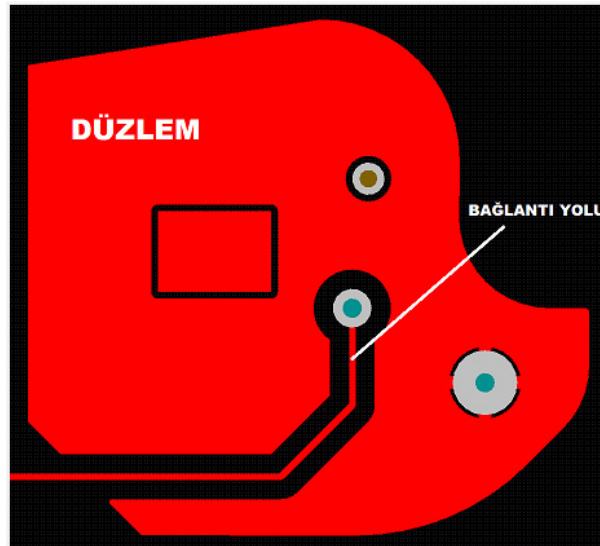
$$L = C \left[ \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \ln \left( \frac{5,98h}{0.8w + t} \right) \right]^2 [H/m] \quad (3.30)$$

Burada  $h$ , dielektrik katmanın yüksekliğini (m),  $\epsilon_r$  katmanlar arasında yer alan yalıtkan malzemenin bağıl dielektrik sabitini ifade etmektedir. Tez çalışmasında yer alan PCB için  $t = 35 \mu\text{m}$  ve  $h = 1,5 \text{ mm}$  olarak ele alınmıştır.

### 3.8.3. Düzlem modeli

PCB kartlarda geniş bir alanın bakır ile kaplanması sonucu Şekil 3.47’de gösterildiği gibi düzlemler oluşturulmaktadır. Kullanım amaçları genellikle dönüş yolunu kısaltmak, akım yoğunluğunu geniş bir alana yayarak gerilim düşüşlerini ve ısınmayı önlemektir. Ayrıca düzlemle bağlantılı tüm bileşenlerin referans potansiyellerinin aynı olması sağlanarak EMC performansında iyileşme sağlanmaktadır.

Bahsedilen düzlemler iletken ile kaplı olduğundan endüktans ve direnç değerine sahiptirler ve bu çalışmada iletken eşdeğer devre modeli ile modellenmişlerdir. Yapıların direnç ve endüktans değerleri Denklem 3.24 ve 3.27 kullanılarak hesaplanmıştır.

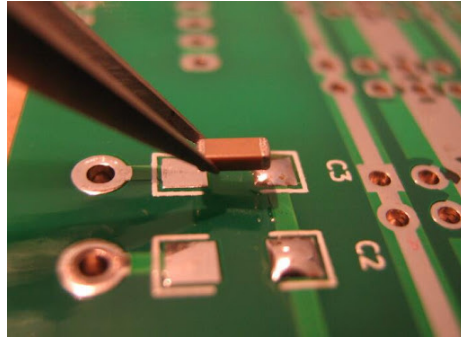


Şekil 3.47. PCB’lerde bir düzlem kullanımı örneği

### 3.8.4. Pad modeli

PCB'de, kullanılan her bileşenin kart yüzeyi ile elektriksel bağlantısının sağlanması gerekmektedir. Bu, Şekil 3.48'de gösterildiği gibi padler aracılığı ile sağlanmakta ve bir elektrik bağlantısı için belirlenmiş yüzey alanı olarak kullanılmaktadır. Kısacası bir PCB padi, bileşenlerin monte edildiği ve lehimlendiği açıkta kalan PCB yüzeyi olarak tanımlanmaktadır.

Bu yapılar da iletken olduğundan endüktans ve direnç değerine sahiptir ve tez çalışmasında iletken eşdeğer modeli ile modellenmiştir. Padlerin endüktans ve direnç değerleri Denklem 3.24 ve 3.27 kullanılarak hesaplanmıştır. Çalışmada direnç değeri hesaplanırken bu bölgelerde iletken olarak lehim kullanıldığından bu malzemenin öz direnci ve sıcaklık katsayısı üzerinden hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. ( $\rho_{lehim} = 10,9 * 10^{-8}$  ohm.m,  $\alpha_{lehim} = 11 * 10^{-3}$  1/C°). Endüktans hesaplanırken lehim ve bakırın manyetik geçirgenlik değerlerinde fark olmadığından değişiklik yapılmamıştır.



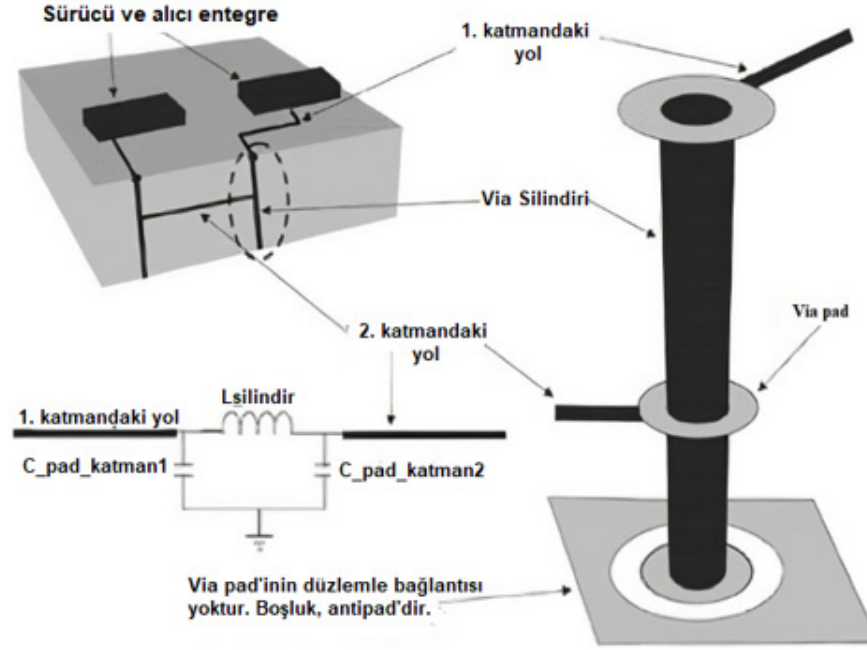
Şekil 3.48. PCB pad örneği

### 3.8.5. Delik içi kaplama modeli

Delik içi kaplamalar (via), çok katmanlı bir PCB'nin farklı katmanları üzerindeki iki iletim hattını birbirine bağlayan yapılardır. Silindir, pad ve antipad kısımlarından meydana gelmektedirler. Silindir, katmanlar arasında elektriksel bir bağlantıya izin vermek için deliği dolduran iletken bir malzemedir. Pad, silindir kısmını bileşene veya iletim hattına bağlamak için kullanılır ve antipad, pad ile bir katman üzerindeki metal arasında bağlantı gerektirmeyen bir boşluk deliğidir. Birkaç farklı delik içi kaplama çeşidi



olmakla birlikte sıklıkla delik yapılı olanı tercih edilir. Şekil 3.49’da buna bir örnek ve eşdeğer devresi gösterilmektedir (Johnson ve Graham, 1993).

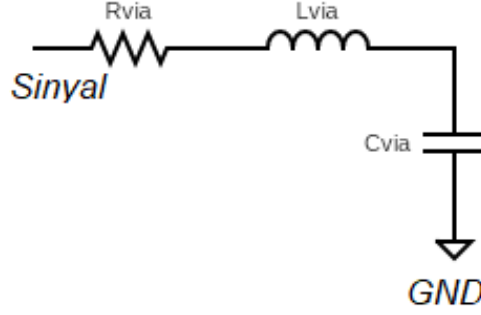


**Şekil 3.49.** Delik içi kaplama ve elektriksel eşdeğer devresi (Johnson ve Graham, 1993)

Eşdeğer devrede yer alan kondansatörler, pad ile toprak hattı arasında oluşan kapasitif kuplajı temsil etmektedir. Tez çalışmasında yer alan PCB’de ikinci katman toprak hattı olduğundan delik içi kaplama modeli tek kondansatör ile modellenenmektedir. Seri endüktans ise, silindiri temsil etmektedir. Ayrıca silindir iletken bir malzeme olduğundan dolayı az da olsa seri bir dirence sahiptir. Geometrisi silindirik bir tele benzediğinden direnci Denklem 3.31’deki gibi hesaplanabilmektedir (Johnson ve Graham, 1993).

$$R_{via} = \frac{\rho h}{\pi \left(\frac{D_1}{2}\right)^2} [\Omega] \quad (3.31)$$

Burada  $D_1$  delik içi kaplamanın pad çapını (m),  $h$  ise yüksekliğini (m) ifade etmektedir. Tez çalışması için öz direnç olarak lehimin değeri alınmıştır. Çalışmada kullanılan PCB’deki bir delik içi kaplamanın eşdeğer devre modeli Şekil 3.50’de belirtilen formu almaktadır.



**Şekil 3.50.** PCB’de yer alan delik içi kaplamanın elektriksel eşdeğer modeli

Bir PCB'nin yüksek frekans davranışının doğru bir şekilde modellenmesi için delik içi kaplamaların da dikkate alınması gerekmektedir. Eşdeğer modelde yer alan kondansatörün bir sinyal üzerindeki ana etkisi, özellikle birkaç geçişten sonra sinyal kenar hızını yavaşlatmasıdır. Kondansatörün yaklaşık değeri Denklem 3.32’deki gibi hesaplanmaktadır (Johnson ve Graham, 1993).

$$C_{via} \approx \frac{1,41 \cdot \epsilon_r D_1 T_{PCB}}{D_2 - D_1} [pF] \quad (3.32)$$

Burada  $D_2$  antipadin çapını (mm),  $T_{PCB}$  PCB kalınlığını (mm) temsil etmektedir. Kullanılan PCB için sırasıyla 0,5 mm ve 0,3 mm’dir.

Delik içi kaplamalar, sinyal bütünlüğünü bozacak ve dekuplaj kondansatörlerinin etkisini azaltabilecek az miktarda seri endüktansa da sahiptirler. Bu endüktansın yaklaşık değeri Denklem 3.33’teki gibi hesaplanmaktadır (Johnson ve Graham, 1993).

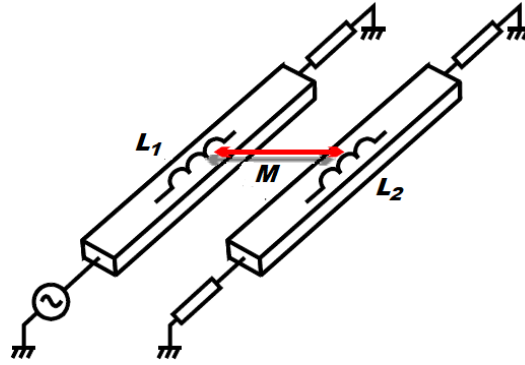
$$L_{via} \approx 5.08h \left[ \ln \left( \frac{4h}{D_1} \right) + 1 \right] [nH] \quad (3.33)$$

### 3.8.6. Kuplaj mekanizmalarının modeli

Doğru bir EMI modeli elde edebilmek için dikkate alınması gereken son kısım, LED sürücü PCB’sinin bileşenleri arasındaki EM bağlantıdır.

İki elektrik devresi arasındaki EM kuplajın, devreler arasındaki endüktif veya kapasitif kuplajdan kaynaklandığı söylenebilmektedir. İndüksiyon alanlarının etkisi, teller arasındaki boşluk artırılarak ve kuplaj açısı dik açığa yaklaştırılarak en aza indirilebilmektedir. Aynı şekilde, kapasitif kuplajın gücü, kurban ile kaynak arasındaki geometriye bağlı olup mesafe, nesnelere geometrisi ve devreler arasındaki malzemenin yalıtkanlık sabiti ile orantılıdır (Karvonen, 2011).

İletkenler arasında, sahip oldukları endüktanslardan kaynaklı endüktif kuplaj mekanizması oluşabilmektedir. Birinci iletkeninden geçen değişen bir akım, Ampere'nin devre yasasına göre, çevresinde değişen bir manyetik alan yaratmaktadır. Değişen manyetik alan, Faraday'ın indüksiyon yasasına göre ikinci telde bir EMK indüklemektedir. PCB'lerde iki iletken arasında oluşan endüktif kuplaj modeli Şekil 3.51'de gösterilmektedir.



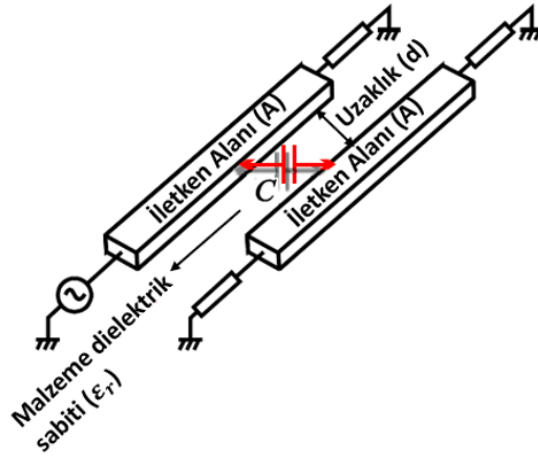
**Şekil 3.51.** İki iletken arasındaki endüktif kuplaj modeli (Karvonen, 2011)

Tez çalışmasında kullanılan benzetim programında endüktif kuplaj mekanizması kuplaj katsayısı kullanılarak modellenmektedir. Endüktans değerleri bilinen iki iletkenin kuplaj katsayısı ( $k$ ) Denklem 3.34 ile hesaplanmaktadır (Karvonen, 2011).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.34)$$

Burada  $M$  karşılıklı endüktansı temsil etmekte olup tez çalışmasında endüktif kuplaj modellenirken Denklem 3.28 kullanılarak hesaplanmıştır.

PCB tabanında yalıtkan malzeme kullanımından (sıklıkla FR-4) veya iletkenler arasındaki hava boşluğu sebebiyle kapasitif kuplaj mekanizmaları oluşabilmektedir. Kapasitif kuplaj, elektrik alanı tarafından indüklenen devre düğümleri arasındaki yer değiştirme akımı aracılığıyla iletkenler arasında enerji aktarımıdır. Bu olay istenmeyen bir durumdur ve kaçak kondansatörler üzerinden gerçekleşmektedir. Kaçak veya parazitik kondansatör, iletkenler arasında, yalnızca birbirlerine yakınlıkları nedeniyle var olan, kaçınılmaz ve genellikle istenmeyen bir kondansatördür. Yakından yerleştirilmiş PCB iletkenleri sanal bir kondansatör oluşturarak parazitik etkiye neden olmaktadır. Parazitik veya kaçak kondansatör, bir dielektrik ile ayrılmış iki iletken arasında oluşan sanal bir kondansatörün sonucudur. PCB’lerde iki iletken arasında oluşan kapasitif kuplaj modeli Şekil 3.52’de gösterilmektedir (Karvonen, 2011).

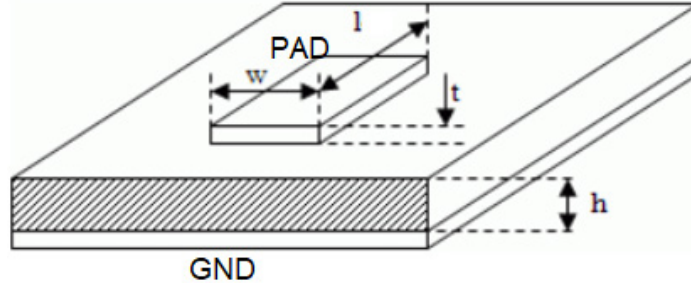


**Şekil 3.52.** İki iletken arasındaki kapasitif kuplaj modeli (Karvonen, 2011)

Burada oluşan kondansatör değeri Denklem 3.35’te belirtilen temel kondansatör denklemini kullanılarak hesaplanabilmektedir ve tez çalışmasında düzlemler arasındaki kapasitif kuplaj mekanizmaları için de denklemden faydalanılmıştır (Montrose, 1998).

$$C = \epsilon \frac{A}{d} [F] \quad (3.35)$$

Ek olarak PCB’lerde Şekil 3.53’teki gösterildiği gibi padlerin toprak düzlemlerle aralarında kapasitif kuplaj mekanizması meydana gelmektedir.



**Şekil 3.53.** Dielektrik katman ile toprak düzleminde ayrılmış pad modeli (Montrose, 1998)

Burada  $w$  pad genişliğini (mm),  $l$  pad uzunluğunu (mm),  $h$  toprak düzlemi ile pad arasındaki mesafeyi (mm),  $t$  pad kalınlığını (mm) ifade etmektedir. Pad ile toprak düzlemi arasındaki kuplaj sonucunda oluşan kondansatör değeri Denklem 3.36'da gösterildiği gibi hesaplanmaktadır (Montrose, 1998).

$$C_{pad} = 8,8542\varepsilon_r \frac{(w-h)(l-h)}{h} + 26,4(\varepsilon_r + 1,41) \frac{(w+l)}{\ln\left(\frac{5,98h}{0,8h+t}\right)} [F] \quad (3.36)$$

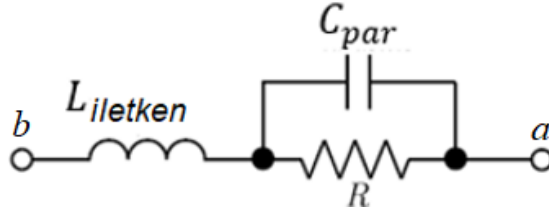
### 3.8.7. Direnç modeli

Bir direncin ideal frekans cevabı, direncin değerine eşit bir büyüklüğe ve tüm frekanslar için  $0^\circ$ lik bir faz açısına sahiptir. Bununla birlikte, gerçek bir direnç için empedans, esas olarak direncin fiziksel özelliklerinden kaynaklanan parazitik bileşenlerden dolayı frekansla değişim göstermektedir (Johannesson ve Fransson, 2008).

Tez çalışmasında Şekil 3.54'te gösterilen SMT direnç yapısı kullanılmış olup yüksek frekans eşdeğer devre modeli Şekil 3.55'te gösterilmektedir. Burada PCB ile bağlantıyı sağlayan iletken yüzeylerden kaynaklı parazitik endüktansa ve yüzeylerin arasında yer alan hava boşluğu nedeniyle de parazitik kondansatöre sahiptir.



**Şekil 3.54.** Tez çalışmasında kullanılan direnç tipi



**Şekil 3.55.** Direnç elemanı yüksek frekans eşdeğer modeli (Johannesson ve Fransson, 2008)

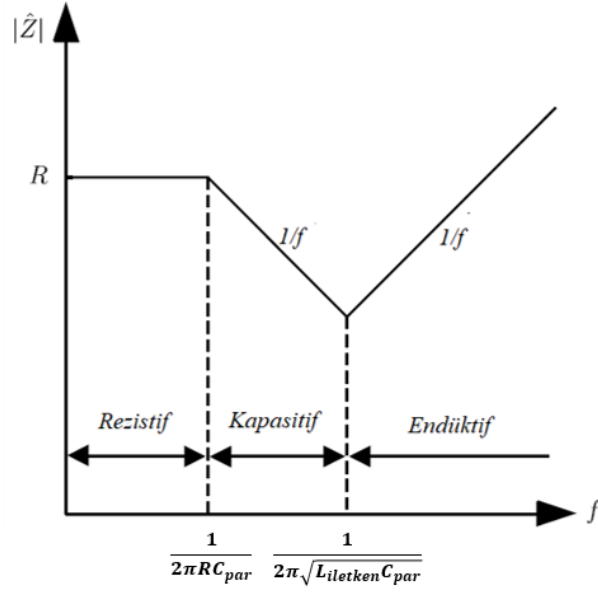
DC çalışmada endüktans kısa devre ve kondansatör açık devre gibi davranmakta ve eşdeğer empedans  $R$  olmaktadır. Bu durum Denklem 3.37’de tanımlanan frekansa ( $f_1$ ) kadar geçerli olmaktadır (Johannesson ve Fransson, 2008).

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC_{par}} [Hz] \quad (3.37)$$

Frekans bu değerin üzerine çıktığında eşdeğer devrede kondansatörden akım akmaya başlar ancak endüktans değeri halen çok küçük olduğundan empedansta kondansatör hakim olmaktadır (Paul, 2006).

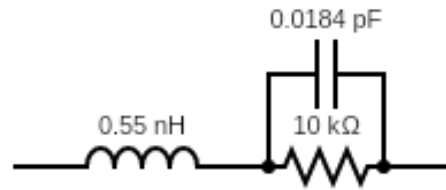
Frekans artırılmaya devam edilirse eşdeğer devrenin empedansı küçülmeye başlamakta ve bu azalış endüktans ve kondansatörün rezonans noktasına kadar sürmektedir. Böylece eşdeğer devre empedansı rezonans frekansında minimum değerini almaktadır. Rezonans frekansı Denklem 3.21 ile hesaplanmaktadır.

Bu frekansın üstünde eşdeğer devre empedansında endüktans etkili olmaya başlar. Direnç elemanı empedansının frekansla değişimi Şekil 3.56’da gösterilmektedir.



**Şekil 3.56.** Direnç elemanı empedansının frekansla değişimi (Paul, 2006)

Tez çalışmasında kullanılan direnç elemanları için endüktans ve kondansatör değerleri üretici tarafından paylaşılan bilgi sayfasından edinilen fiziksel özellikler kullanılarak Denklem 3.27 ve 3.35 ile hesaplanmıştır. Bağlantı iletkeninden kaynaklanan parazitik direnç etkisi elemanın kendi direnç değerine göre çok düşük olduğundan ihmal edilmiştir. Oluşturulan modellere örnek olarak Şekil 3.57’de LED sürücü modülünde kullanılan Vishay firmasının CRCW060310K0FKEA kodlu direncine ait eşdeğer model verilmektedir.



**Şekil 3.57.** CRCW060310K0FKEA kodlu direncin oluşturulan eşdeğer modeli

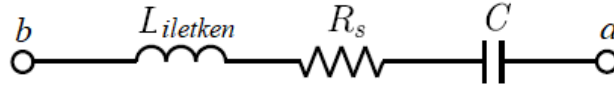
### 3.8.8. Kondansatör modeli

Günümüzde piyasada pek çok kondansatörü türü bulunmakla birlikte tez çalışmasında Şekil 3.58’de gösterilen seramik SMT kondansatör tipi kullanılmıştır.



**Şekil 3.58.** LED sürücü modülünde kullanılan seramik kondansatör

Seramik kondansatörler geleneksel olarak, kondansatör, eşdeğer seri direnci (ESR) ve eşdeğer seri endüktansı (ESL) cinsinden tanımlandığı Şekil 3.59’da gösterilen bir seri RLC ağı olarak modellenmektedirler. Direnç ve endüktans, kondansatörün PCB bağlantı noktalarında yer alan iletkenlerden kaynaklanmaktadır. Bağlantı iletkenleri arasında hava boşluğundan dolayı oluşan parazitik kondansatör esas kondansatörün değerine göre çok küçük olduğundan ihmal edilmektedir (Paul, 2006).



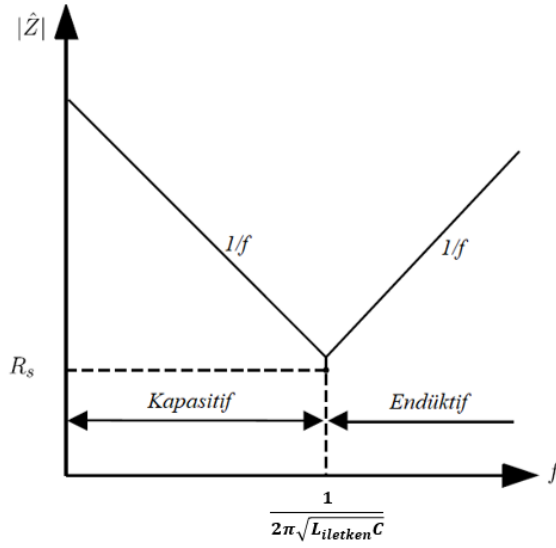
**Şekil 3.59.** Kondansatör elemanı yüksek frekans eşdeğer modeli (Paul, 2006)

DC çalışmada eşdeğer devrede endüktans kısa devre C kapasitesi açık devre gibi davranmaktadır. Bu durumda kapasite eşdeğer devresi açık devre olmaktadır.

Frekans artırıldığında, ideal C kondansatörü tarafından belirlenen empedans doğrusal olarak azalmakta ve bu azalış rezonans noktasında minimum değerini almaktadır. Rezonans frekansı Denklem 3.21 ile hesaplanmaktadır (Paul, 2006).

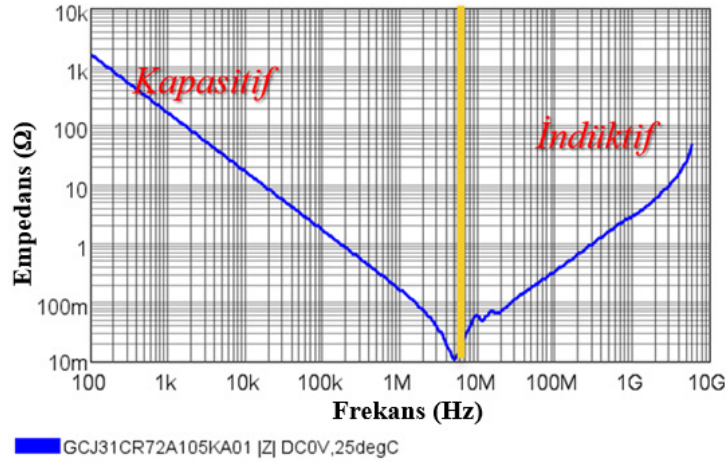
Frekans bu noktadan sonra yükseldiği takdirde artık endüktans empedans üzerinde etkin olmaya başlamakta ve empedans doğrusal olarak artmaktadır. Kondansatör elemanı empedansının frekansla değişimi Şekil 3.60’ta gösterilmektedir.





**Şekil 3.60.** Kondansatör elemanı empedansının frekansla değişimi (Paul, 2006)

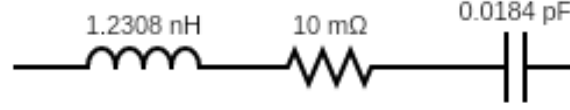
Tez çalışmasında kondansatör elemanlarının modellenmesi için iki farklı yöntem uygulanmıştır. Birinci yöntemde üretici tarafından paylaşılan SPICE modeller kullanılmıştır. İkinci olarak ise ürün bilgi sayfasında paylaşılan kondansatörlere ait empedans eğrileri kullanılarak yüksek frekans eşdeğer devre modelleri oluşturulmuştur. Şekil 3.61’de ise tez çalışmasında yer alan elemanlardan biri olan Murata firmasının GCJ31CR72A105KA01 kodlu kondansatörüne ait empedans eğrisi gösterilmektedir.



**Şekil 3.61.** GCJ31CR72A105KA01 kodlu kondansatörün frekans - empedans eğrisi

Burada endüktif olduğu bölgeden nokta seçilip Denklem 3.19 uygulanarak endüktans değeri yaklaşık olarak belirlenmiştir. Parazitik direnç değeri için ise empedansın

minimumuma düştüğü nokta kullanılmıştır. Şekil 3.62’de bu yöntem kullanılarak oluşturulmuş LED sürücü modülünde yer alan GCJ31CR72A105K kodlu kondansatörün eşdeğer modeli verilmektedir.

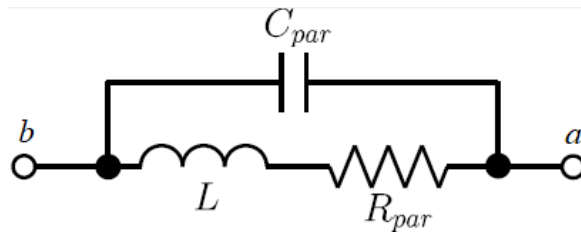


**Şekil 3.62.** GCJ31CR72A105K kodlu kondansatörün oluşturulan eşdeğer modeli

Bu yöntem LED sürücü modülünde yer alan tüm kondansatörler için uygulanmış ve bulunan değerler ile eşdeğer devre şemaları oluşturulmuştur.

### 3.8.9. Bobin modeli

Bobinler genellikle bir telin manyetik olarak geçirgen bir malzeme etrafına sarılmasıyla yapılmaktadır. Bileşenin genel performansını belirleyen, telin DC direnci ve sargı tekniğinin neden olduğu kaçak kapasitans ile manyetik malzemenin performansdır. Bobinin basitleştirilmiş bir eşdeğer devresi Şekil 3.63’te görülmektedir. Modelde PCB bağlantı iletkenleri arasındaki hava boşluğundan kaynaklanan kaçak kondansatör parazitik kondansatörden oldukça küçük olduğundan ihmal edilmektedir. Ayrıca iletkenlerin endüktans etkisi de bobinin kendi endüktans değerinden küçük olduğundan ihmal edilmektedir (Karvonen, 2011).



**Şekil 3.63.** Bobin elemanı yüksek frekans eşdeğer modeli (Paul, 2006)

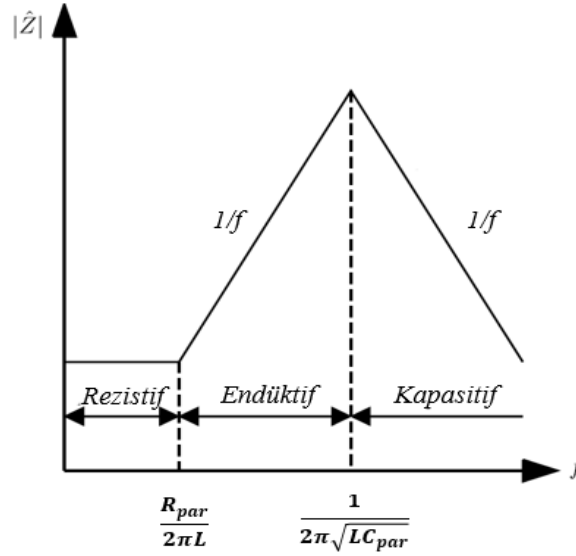
DC çalışmada eşdeğer devrede endüktans kısa devre ve kondansatör açık devre gibi davranmaktadır. Bu durumda devrede yalnızca  $R_{par}$  etkili olmaktadır. Bu durum Denklem 3.38’de belirtilen frekansa ( $f_1$ ) kadar geçerli olmaktadır (Paul, 2006).

$$f_1 = \frac{R_{par}}{2\pi L} \text{ [Hz]} \quad (3.38)$$

Bu noktadan sonra  $C_{par}$  değeri halen çok büyük olduğu için empedans üzerinde L etkin olmaya başlar.

Frekans artışı sürdürüldüğü takdirde  $C_{par}$ 'ın empedans değeri  $L$ 'nin empedans değerine eşit oluncaya kadar azalmakta ve bu durum devre rezonansa girene kadar devam etmektedir. Rezonans frekansında eşdeğer devre empedansı en büyük değerine ulaşmaktadır. Frekans değeri Denklem 3.21 ile hesaplanmaktadır (Paul, 2006).

Rezonans frekansının ardından bobin elemanında  $C_{par}$ 'ın reaktansı çok küçüldüğünden akım akmaya başlamakta ve empedans üzerinde etkin olmaktadır. Bobin elemanı empedansının frekansla değişimi Şekil 3.64'te gösterilmektedir.



**Şekil 3.64.** Bobin elemanı empedansının frekansla değişimi (Paul, 2006)

Tez çalışmasındaki LED sürücü modülünde Panasonic firmasının ETQP4M470KFM kodlu  $47 \mu\text{H}$  değerindeki bobin elemanı kullanılmıştır. Bu elemana ait görsel Şekil 3.65'te verilmektedir.



**Şekil 3.65.** ETQP4M470KFM kodlu bobin elemanı

Belirtilen elemanın modellenmesi için iki farklı yöntem uygulanmıştır. Birinci yöntemde üretici tarafından paylaşılan SPICE model kullanılmıştır. İkinci yöntemde ise üretici tarafından paylaşılan bilgi sayfasında yer alan direnç ve kondansatör değerleri kullanılarak yüksek frekans eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur. Tez çalışması kapsamında ETQP4M470KFM kodlu endüktans için oluşturulan eşdeğer model Şekil 3.66'da verilmektedir.



**Şekil 3.66.** ETQ-P4M470KFM kodlu bobinin oluşturulan eşdeğer modeli

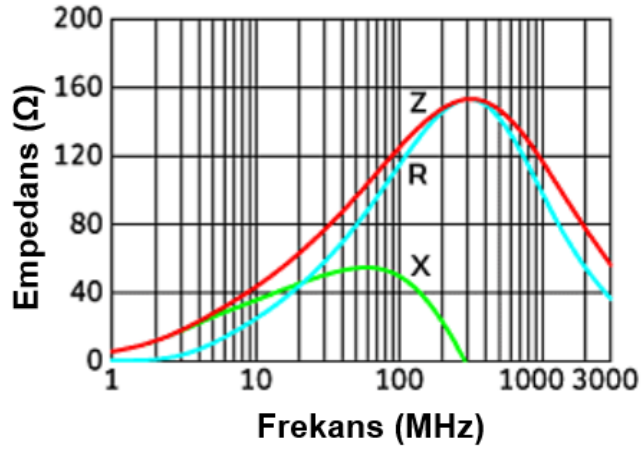
### 3.8.10. FB modeli

Tez çalışması kapsamında incelenen LED sürücü modülünde FB olarak Şekil 3.67'de verilen Murata firmasının BLM31PG121SZ1L kodlu elemanı kullanılmıştır.



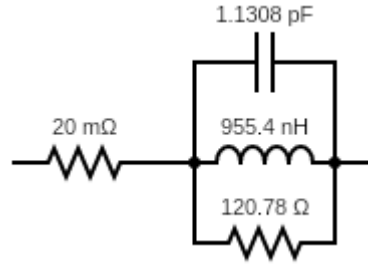
**Şekil 3.67.** BLM31PG121SZ1L kodlu FB elemanı

Modelleme için iki yöntem uygulanmıştır. İlkinde üretici tarafından paylaşılan SPICE model dosyası kullanılmıştır. İkinci olarak ise Bölüm 3.6.1'de verilen FB eşdeğer devre modeli kullanılmıştır. Burada eşdeğer devre elemanlarının değerleri Şekil 3.68'te verilen ürüne ait empedans grafiği üzerinden Denklem 3.19 ve 3.20 kullanılarak hesaplanmıştır.



**Şekil 3.68.** BLM31PG121SZ1L kodlu FB'nin frekans - empedans grafiği

Hesaplamalar ve ürün bilgi sayfasından elde edilen bilgilerle BLM31PG121SZ1L kodlu FB'nin eşdeğer modeli Şekil 3.69'da gösterildiği gibi oluşturulmuştur.



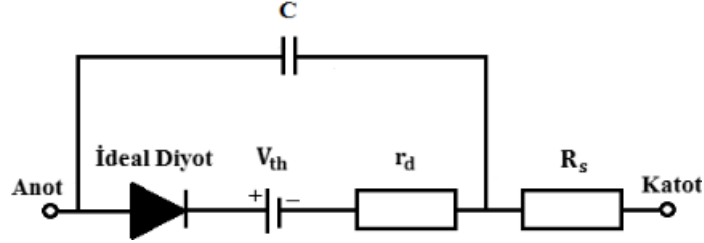
**Şekil 3.69.** BLM31PG121SZ1L kodlu FB'nin oluşturulan eşdeğer modeli

### 3.8.11. Diyot modeli

Tez çalışması kapsamında incelenen LED sürücü modülünde diyot, Schottky diyot, TVS diyot ve LED kullanılmıştır. İlgili elemanların modellenmesinde iki farklı yöntem izlenmiştir. Bunlardan ilki elemanların üretici tarafından paylaşılan SPICE model dosyalarının kullanılmasıdır. İkinci olarak ise üretici tarafından paylaşılan bilgi sayfalarında yer alan elektriksel ve fiziksel özellikler kullanılarak benzetim ortamında ideal elemanlarla model dosyaları oluşturulmuştur.

Diyot yüksek frekans eşdeğer devresi Şekil 3.70'te gösterilmektedir. Burada C ileri yön kutuplamada difüzyon kapasitesini temsil ederken ters yön kutuplamada eklem kapasitesini ifade etmektedir.  $V_{th}$  bariyer gerilimini,  $r_d$  dinamik direnci ve  $R_s$  p ve n

eklemlerindeki azınlık ve çoğunluk taşıyıcılarından dolayı oluşan parazitik direnç etkisini ifade etmektedir.  $R_s$   $r_d$ 'ye kıyasla oldukça küçük olduğundan modellere dahil edilmemiştir (Alexander ve Sadiku, 2007).



**Şekil 3.70.** Diyot yüksek frekans eşdeğer modeli

LED sürücü modülünde yer alan diyot, Schottky diyot ve LED için Şekil 3.70'te belirtilen eşdeğer model kullanılmıştır.

Modeller, diyotların kullanım yönü dikkate alınarak oluşturulmuştur. İleri yönlü kutuplanan diyotlarda difüzyon kapasitesi çok küçük bir değer olduğundan ihmal edilerek dahil edilmemiştir (Alexander ve Sadiku, 2007).

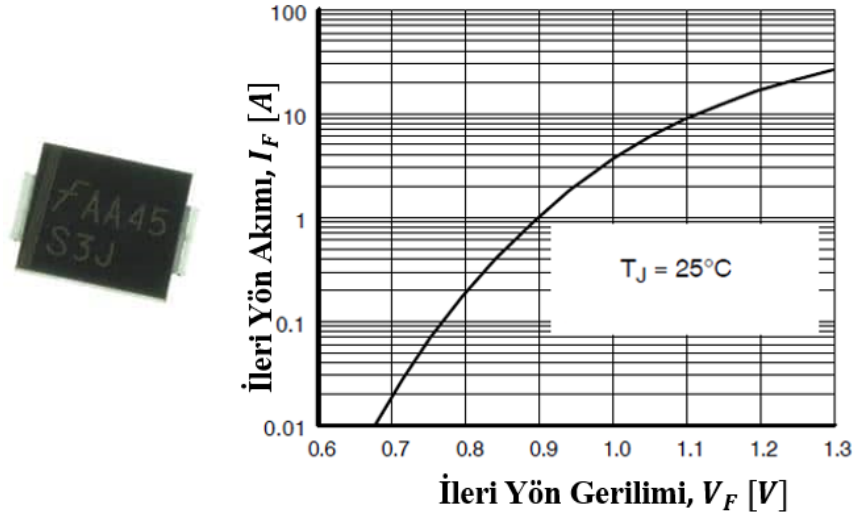
Modelde yer alan ideal diyot için bariyer gerilimi 0 V olan eleman kullanılması gerekmektedir. Bunu ayarlayabilmek adına öncelikle diyot akım denklemi düzenlenerek bariyer gerilimi ( $V_{th}$ ),

$$V_{th} = NV_t \left( \ln \left( \frac{I_D}{I_S} \right) + 1 \right) [V] \quad (3.39)$$

olarak elde edilmiştir. Burada  $N$  emisyon katsayısını,  $I$  diyot akımını,  $I_S$  diyot doyum akımını ve  $V_t$  termal gerilimi temsil etmektedir. Denklemden  $V_{th}$ 'ı istenen değerde ayarlayabilmek için  $N$  değeri benzetim programı kütüphanesinde yer alan standart diyot modelinin SPICE dosyasında yaklaşık sıfır olarak düzenlenmiştir.

Modellerde yer alan, eklem kapasitesi için ürün bilgi sayfasında yer alan değerler kullanılırken bariyer gerilimi ve dinamik direnç için ise diyot gerilim - akım grafikleri kullanılmıştır.

Şekil 3.71’de LED sürücü modülünde kullanılan diyotlardan biri olan S3J kodlu elemana ait görsel ve akım-gerilim grafiği verilmektedir.



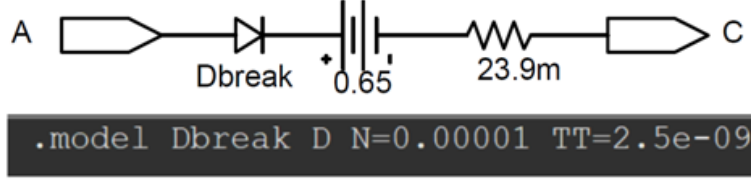
**Şekil 3.71.** S3J kodlu diyot ve gerilim - akım grafiği

Bariyer gerilimi grafik üzerinden yaklaşık 0,65 V olarak ayarlanmıştır. Dinamik direnç ise gerilimdeki küçük bir değişikliğin akımdaki küçük bir değişikliğe oranı olarak tanımlanır ve bir diyotun ileri yön polarma altındaki gerilim-akım karakteristiğinden Denklem 3.40'taki gibi elde edilebilir.

$$r_d = \frac{\Delta V}{\Delta I} [\Omega] \quad (3.40)$$

Schottky diyot haricindeki diyotlar belli bir ters toparlanma süresine sahip olduklarından benzetim programındaki standart diyot modeli SPICE dosyasına geçiş süresi (TT) parametresi eklenmiş ürün bilgi sayfasında verilen süreye ayarlanmıştır.

Hesaplamalar ve ürün bilgi sayfasından elde edilen bilgilerle S3J kodlu diyotun eşdeğer modeli Şekil 3.72’de gösterildiği gibi oluşturulmuştur.



**Şekil 3.72.** S3J kodlu diyotun oluşturulan eşdeğer modeli

LED modeli oluşturmak için de aynı adımlar tekrarlanmıştır. Modülde yer alan NRVTS260ESFT1G kodlu Schottky diyot için ise SPICE dosyasındaki TT parametresi 0 olarak ayarlanmıştır.

LED sürücü modülünde TVS diyot için SM6T36CA kodlu eleman kullanılmıştır. Bu diyot çift yönlü olup yaklaşık eşdeğer devresi zener diyot çiftinden oluşmaktadır (Alexander ve Sadiku, 2007). Şekil 3.73’te ürün ve yaklaşık eşdeğer devresi birlikte verilmektedir.

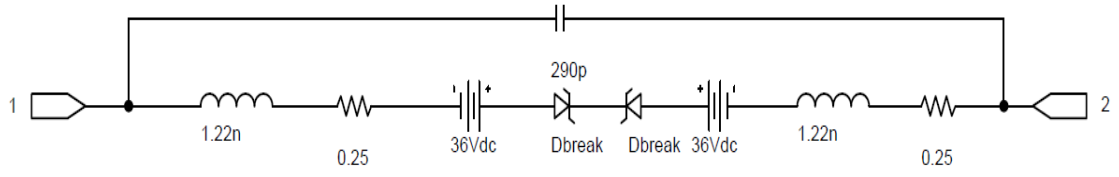


**Şekil 3.73.** SM6T36CA kodlu TVS diyot ve yaklaşık eşdeğer modeli

Zener diyota ait eşdeğer devre modeli Şekil 3.72’de verilen yapı uygundur. Burada bariyer geriliminde kullanılan kaynağın kutupları değiştirilerek ve ürün bilgi sayfasında verilen 36 V değerine ayarlanarak TVS diyot modeli oluşturulmuştur. Dinamik direnç ve eklem kapasitesi ürün bilgi sayfası üzerinden elde edilmiştir. PCB bağlantı iletkenlerinin oluşturduğu endüktanslar için ise Denklem 3.27 kullanılmıştır.

Hesaplamalar ve ürün bilgi sayfasından elde edilen bilgilerle SM6T36CA kodlu TVS diyotun eşdeğer modeli Şekil 3.74’te gösterildiği gibi oluşturulmuştur.





**Şekil 3.74.** SM6T36CA kodlu TVS diyotun oluşturulan eşdeğer modeli

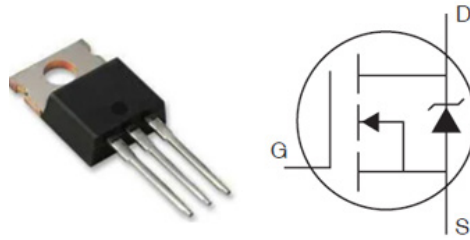
### 3.8.12. MOSFET modeli

Tez çalışması kapsamında incelenen LED sürücü modülünde dönüştürücü olarak görev yapan Diodes firmasına ait AL8860Q kodlu entegre iki farklı yöntemle modellenmiştir. İlk olarak diğer aktif elemanlarda olduğu gibi SPICE model dosyası yöntemi uygulanmak istense de entegre şifreli bir dosyaya sahip olduğundan alternatif bir çözüm yöntemi önerilmiştir.

Dönüştürücü devrelerinde en önemli EMI kaynağı anahtarlama elamanı olduğundan entegrenin EMC modelinin oluşturulması amacıyla sadece içerisinde dahili olarak bulunan MOSFET elemanı araştırılmıştır.

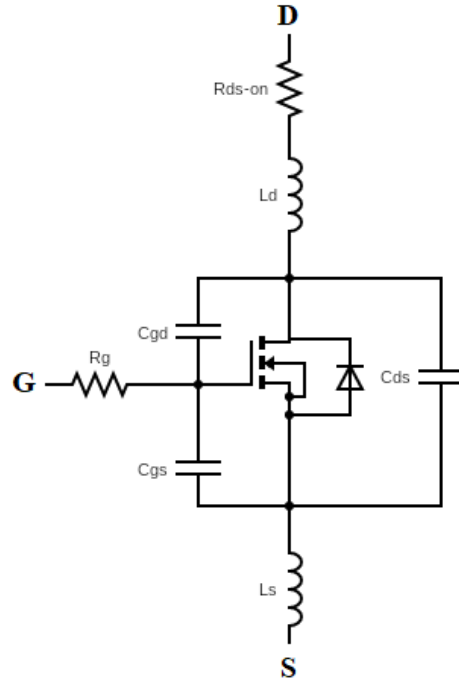
Ürün bilgi sayfası verileri incelendiğinde entegrede n kanallı güç MOSFET’i (NMOS) kullanıldığı gözlemlenmiştir. İlgili MOSFET’in kapı bacağı (G) girişinin 4.5 V olduğu belirtilmiştir. Ek olarak kanal bacağı (D) için izin verilen en yüksek gerilim değerinin entegre giriş sınırı olan 40 V olduğu ifade edilmiştir.

Belirtilen özelliklere göre literatürde NMOS güç MOSFETi araştırılması yapılmış olup benzer özelliklere sahip Şekil 3.75’te gösterilen Infenion firmasının IRF2804 kodlu MOSFET elemanının SPICE dosyası modellemede kullanılmıştır.



**Şekil 3.75.** IRF2804 elemanı ve gösterimi

İkinci yöntem olarak ise IRF2804'ün ürün bilgi sayfasında verilen bilgiler ve gerilim-akım grafiği kullanılarak ideal elemanlarla Şekil 3.76'da verilen MOSFET yüksek frekans eşdeğer devresi kullanılarak modelleme gerçekleştirilmiştir.



**Şekil 3.76.** NMOS MOSFET yüksek frekans eşdeğer devre modeli (Cui vd., 2012)

Burada  $R_g$  kapı bacağı direncini,  $R_{ds-on}$  MOSFET iletimdeyken kanal ve kaynak (S) arasında oluşan direnci temsil etmektedir.  $L_d$  ve  $L_s$  sırasıyla dahili kanal ve kaynak endüktanslarıdır.  $C_{GD}$  kapı ve kanal arasındaki kondansatörü,  $C_{GS}$  kapı ve kaynak arasındaki kondansatörü ve  $C_{DS}$  kanal ve kaynak arasındaki kondansatörü ifade etmektedir. Dirençler ve endüktanslara ait değerler ürün bilgi sayfası verilerinden elde edilmiştir. Kondansatörler ise ürün bilgi sayfasında giriş ve çıkış cinsinden ifade edilmektedir. Denklem 3.41 ve 3.42 ile eşdeğer modelde yer alan kondansatör değerleri hesaplanmıştır (Cui vd., 2012).

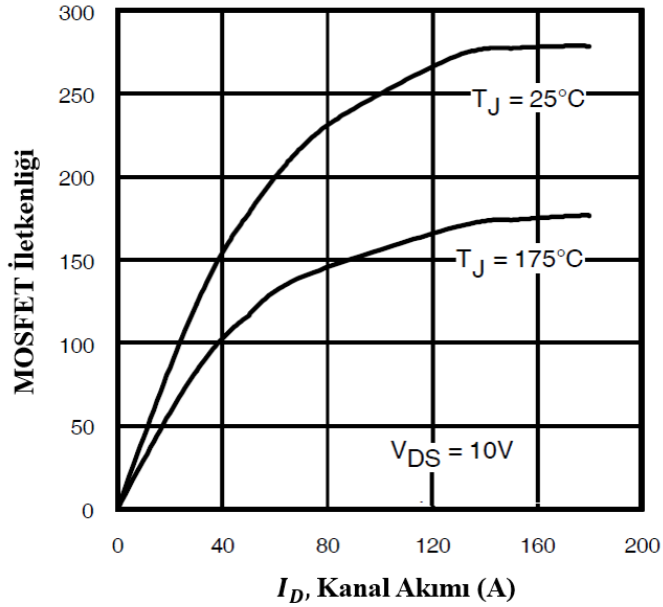
$$C_{giriş} = C_{gd} + C_{gs} \quad (3.41)$$

$$C_{çıkış} = C_{ds} + C_{gd} \quad (3.42)$$

Eşdeğer modelde yer alan MOSFET'in istenilen performansı sağlayabilmesi adına gerilim ve akım parametrelerinin doğru bir şekilde ayarlanması gerekmektedir. MOSFET'in kanalındaki akım ifadesi Denklem 3.43'te verilmektedir.

$$I_d = K_p(V_{GS} - V_{TH})^2 [A] \quad (3.43)$$

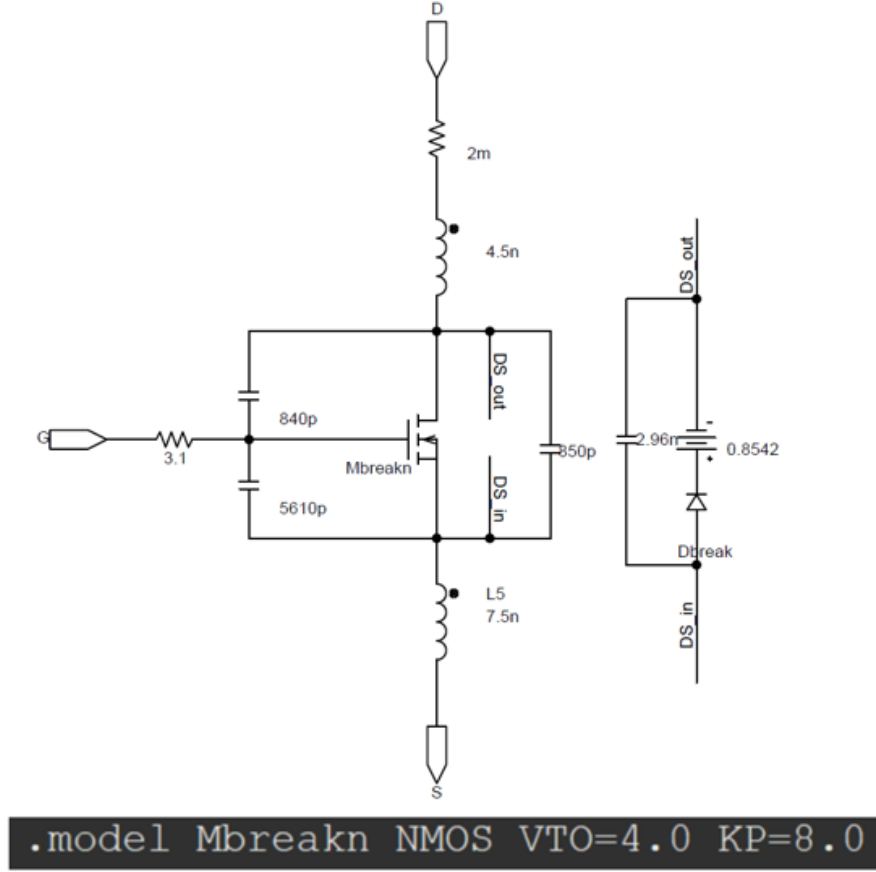
Burada  $K_p$  MOSFET iletkenliğini,  $V_{TH}$  ise bariyer gerilimini temsil etmekte olup akımı ayarlayan iki parametredir.  $V_{TH}$ , IRF2804 ürün bilgi sayfasında 4 V olarak belirtilmiştir.  $K_p$  için ise ürün bilgi sayfasında yer alan Şekil 3.77'de verilen akım-iletkenlik grafiği kullanılmış olup, LED sürücü modülünün çalıştığı 0,8 A'de yaklaşık 8 olarak belirlenmiştir. İlgili değerler ile alakalı parametreler ( $V_{TO}$  ve  $K_p$ ) benzetim programı kütüphanesinde yer alan standart MOSFET modeli SPICE dosyasına eklenmiştir.



**Şekil 3.77.** IRF2804'in ürün bilgi sayfasında verilen akım-iletkenlik grafiği

Eşdeğer devrede yer alan diyot için ise Şekil 3.70'te verilen model kullanılmış olup parametreler IRF2804 ürün bilgi sayfası üzerinden sağlanmıştır.

Hesaplamalar ve ürün bilgi sayfasından elde edilen bilgilerle IRF2804 kodlu NMOS MOSFET elemanının eşdeğer modeli Şekil 3.78'de gösterildiği gibi oluşturulmuştur.

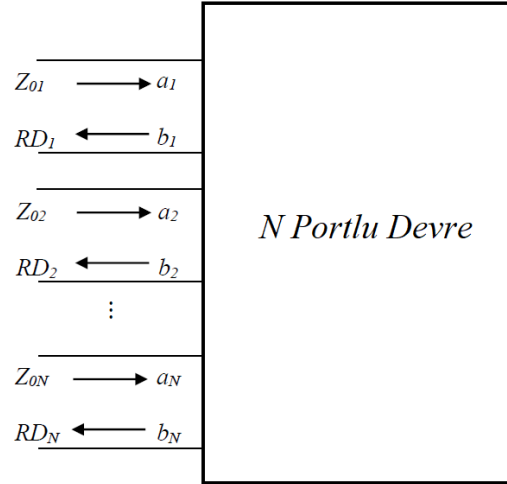


Şekil 3.78. IRF2804 kodlu NMOS MOSFET elemanın eşdeğer devre modeli

### 3.8.13. PCB'nin saçılma parametreleri ile modellenmesi

Bölüm 3.8'de bahsedildiği üzere RE testi için PCB fiziksel yapısının saçılma parametreleri (veya s parametreleri) modelinin oluşturulması gerekmektedir. S parametreleri, gelen dalga ve yansıyan dalga kavramlarına dayalı bir N-port devresinin tanımıdır ve matrislerle ifade edilmektedir (Nayak, 2020).

Şekilde 3.79'da N portlu bir devre yapısı gösterilmektedir. Burada  $RD_i$  her bir portun referans düzlemini,  $Z_{0i}$  ise her bir portun karakteristik empedansını temsil etmektedir.



**Şekil 3.79.** N porta sahip bir devre yapısı

Ek olarak devrede  $a_i$  portlara gelen dalgayı,  $b_i$  ise portlardan yansıyan dalgayı temsil etmektedir. Bu değerler, gelen ve yansıyan gerilim ( $V_i^+$ ,  $V_i^-$ ) veya akım ( $I_i^+$ ,  $I_i^-$ ) dalgaları ile karakteristik empedanslar kullanılarak Denklem 3.44 ve 3.45'teki gibi hesaplanmaktadır (Nayak, 2020).

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} = I_i^+ \sqrt{Z_{0i}} \quad (3.44)$$

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} = I_i^- \sqrt{Z_{0i}} \quad (3.45)$$

Buradan hareketle Şekil 3.79'da verilen N portlu devrenin genelleştirilmiş saçılma matrisini ve matrisin her bir elemanı Denklem 3.46 ve 3.47 ile ifade edilebilir (Nayak, 2020).

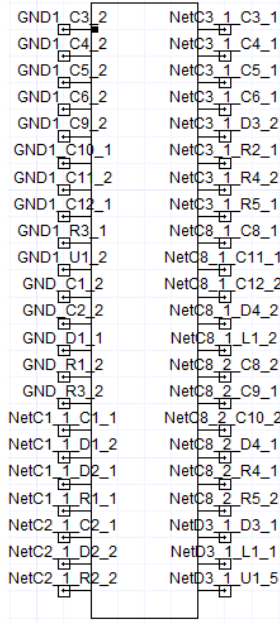
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, k \neq j} = \left. \frac{V_i^- / \sqrt{Z_{0i}}}{V_j^+ / \sqrt{Z_{0j}}} \right|_{V_k^+=0, k \neq j} = \left. \frac{I_i^- \sqrt{Z_{0i}}}{I_j^+ \sqrt{Z_{0j}}} \right|_{I_k^+=0, k \neq j} \quad (3.47)$$

PCB gibi çok sayıda porta sahip yapılarda hesaplamaların gerçekleştirilmesi uzun zaman alacağından, yazılımlardan faydalanılmaktadır. Bu amaçla tez çalışmasında Altium Designer yazılım aracında çizimi yapılan PCB'nin dosyaları ANSYS SIWave yazılımına aktarılmıştır.

SIWave'de, güç ve toprak hattı için, portların referans düzlemi toprak olarak ayarlanarak ve karakteristik empedansı  $50 \Omega$  seçilerek 0 Hz – 1 GHz frekans aralığında s parametre benzetimi tam dalga EM analizle gerçekleştirilmiş ve yapının frekansa göre davranışı modellenmiştir. Burada analizin gerçekleştirildiği maksimum frekans, ECE R10'da tanımlanan RE ölçüm aralığına göre belirlenmiştir.

Oluşan model, analizlerde kullanılması amacıyla Şekil 3.80'de gösterildiği gibi 44 bacaklı bir entegre formatına dönüştürülmüştür.

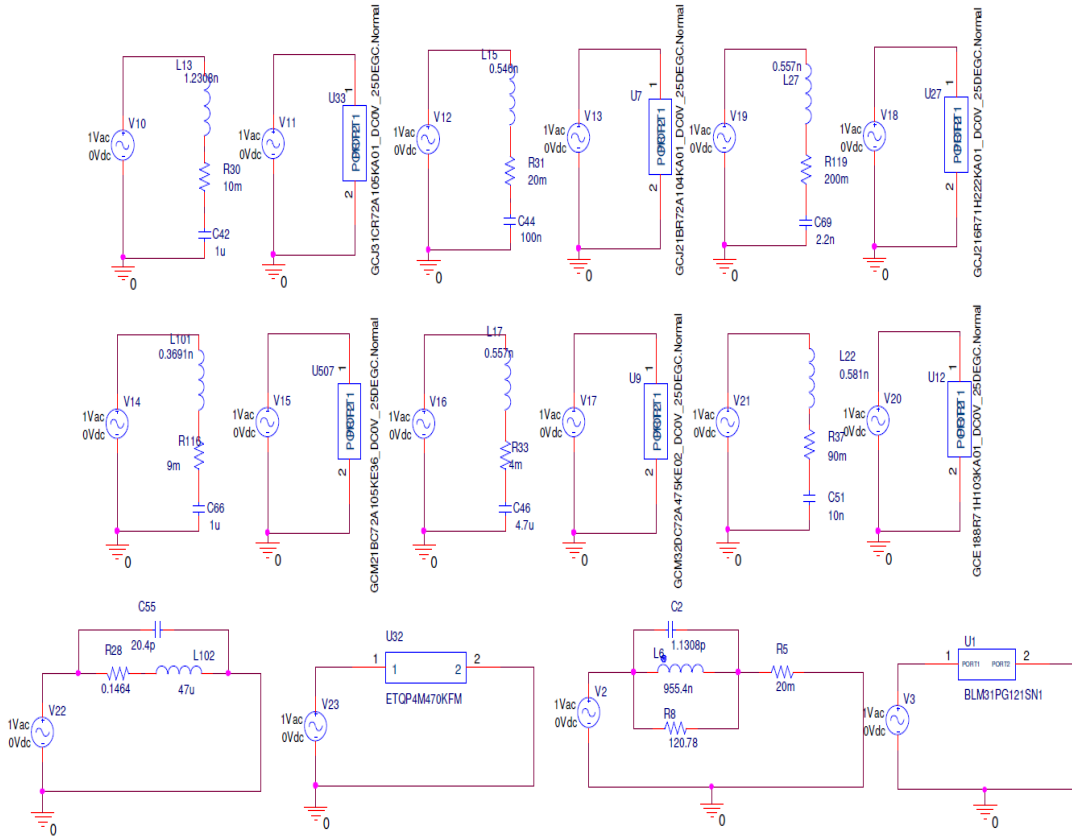


Şekil 3.80. LED sürücü modülü PCB'sinin s parametre modeli

### 3.9. LED Sürücü Modülü PCB'sinde Eleman Modellerinin Performans Analizi

LED sürücü modülü pasif ve aktif devre elemanlarının Bölüm 3.8'de anlatılan tekniklerle oluşturulan modellerinin üretici tarafından paylaşılan SPICE model dosyalarıyla karşılaştırılması amacıyla benzetim modelleri oluşturulmuştur.

LED sürücü modülünde yer alan pasif elemanlardan yalnızca dirençler için SPICE model dosyası bulunmadığından geriye kalan elemanlar için Şekil 3.81’de gösterildiği gibi karşılaştırmalı benzetim modeli hazırlanmıştır. Hazırlanan modeller için 100 Hz – 3 GHz frekans aralığında AC tarama analizi benzetimi gerçekleştirilmiş ve empedans eğrileri oluşturulmuştur. Burada analizin gerçekleştirildiği frekans aralığı ürün bilgi sayfası ile belirlenmiştir.

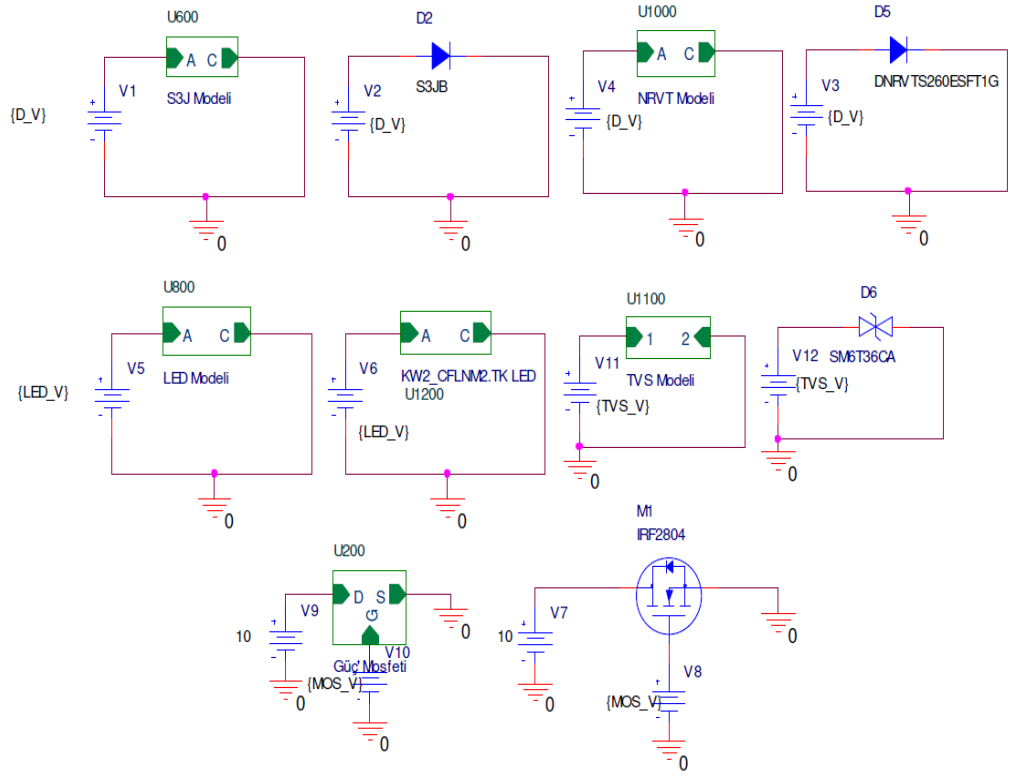


Şekil 3.81. Pasif elemanlar için hazırlanan AC tarama analizi modeli

LED sürücü modülünde yer alan aktif elemanlardan yalnızca AL8860Q entegresi SPICE model dosyası bulunmadığından geriye kalan elemanlar için karşılaştırmalı benzetim modelleri oluşturulmuştur. İlgili entegre için ise IRF2804 MOSFET’i ve bunun ürün bilgi sayfası verilerinden oluşturulan eşdeğer model karşılaştırmalı benzetimde kullanılmıştır. Tüm elemanlar için hazırlanan benzetim modeli Şekil 3.82’de gösterilmektedir. Modellere değişken DC gerilim aralığında DC tarama analizi benzetimi uygulanmış ve gerilim – akım eğrileri oluşturulmuştur.

#### PARAMETERS:

LED\_V = 6.8  
MOS\_V = 4.5  
TVS\_V = 36  
D\_V = 1.5



Şekil 3.82. Aktif elemanlar için hazırlanan DC tarama analizi modeli

### 3.10. LED Sürücü Modülü PCB'si CE Test Modeli ve Benzetimi

Bu bölümde, tez çalışması kapsamında Bölüm 3.8'de anlatılan modelleme teknikleri kullanılarak LED sürücü modülü PCB'sinin CE testi benzetim modelinin oluşturulma yöntemi anlatılmaktadır.

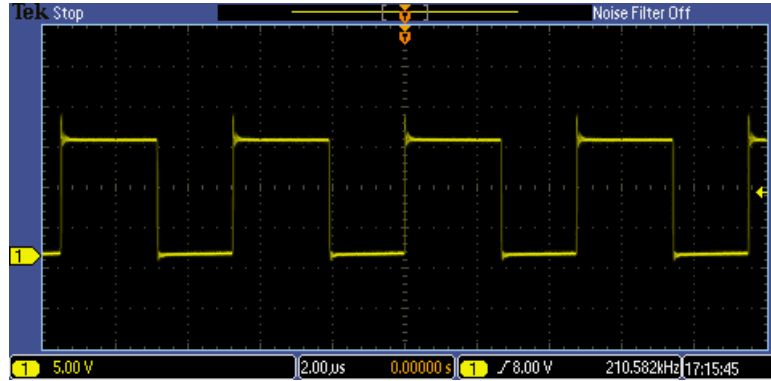
LED sürücü modülünün elektriksel eşdeğer modeli, Şekil 3.39'da verilen devre şeması referans alınarak, eleman parametreleri ve PCB bileşenlerinin etkilerini gözlemlemek ve karşılaştırmak amacıyla dört farklı konfigürasyonda benzetim programı yardımıyla tasarlanmıştır. Eleman parametrelerinin etkilerini gözlemlemek amacıyla ürün bilgi sayfası baz alınarak oluşturulan modeller ve bunların yerine üretici tarafından paylaşılan SPICE modeller kullanılmıştır. PCB bileşenlerinin (yol, delik içi kaplama, pad, düzlem ve kuplaj mekanizmaları) elektriksel eşdeğer devreleri de modele dahil edilerek gerçeğe daha yakın bir yapı oluşturulması hedeflenmiştir.



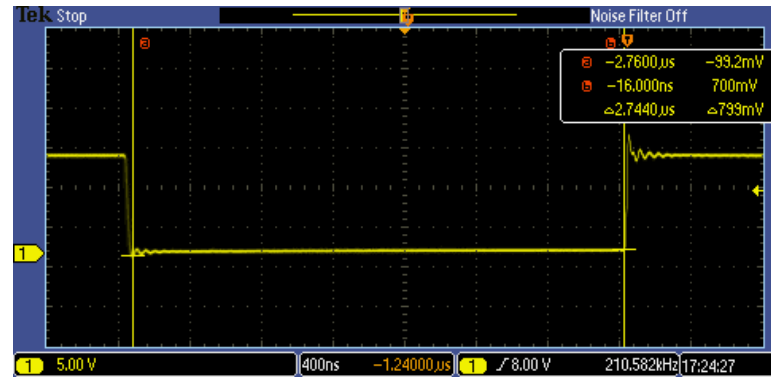
Ek olarak, FB elemanından kaynaklı oluşabilecek rezonansların CE seviyesine etkisini gözlemlemek amacıyla her bir model, SMT FB'nin yer aldığı ve almadığı iki ayrı konfigürasyonda incelenmiştir. Yer almayan konfigürasyonda FB yerine  $0 \Omega$  (0R) değerine sahip direnç elemanı kullanılmıştır.

Tasarlanan modeller için düşürücü dönüştürücü anahtarlama frekansı ve darbe genişliği süresi AL8860Q entegresi SW bacağı üzerinden alınan ölçümlerle belirlenmiştir. İlgili bacak entegre içerisinde MOSFET'in kanalına bağlı olduğundan darbe genişliği süresi ölçümü için darbenin düşük seviyede olduğu bölge referans alınmıştır. Ölçüm düzeneği Ek 3'te verilmektedir.

FB'nin yer aldığı konfigürasyonda anahtarlama frekansı Şekil 3.83'te görüldüğü üzere 210,582 kHz olarak ölçülürken darbe genişliği süresi ise Şekil 3.84'te gösterildiği gibi 2,744  $\mu$ s olarak gözlemlenmiştir.

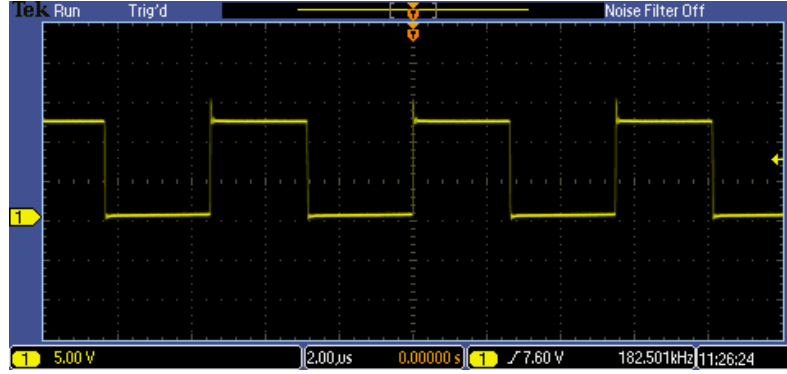


Şekil 3.83. FB yer alan konfigürasyonda anahtarlama sinyal frekansı ölçümü

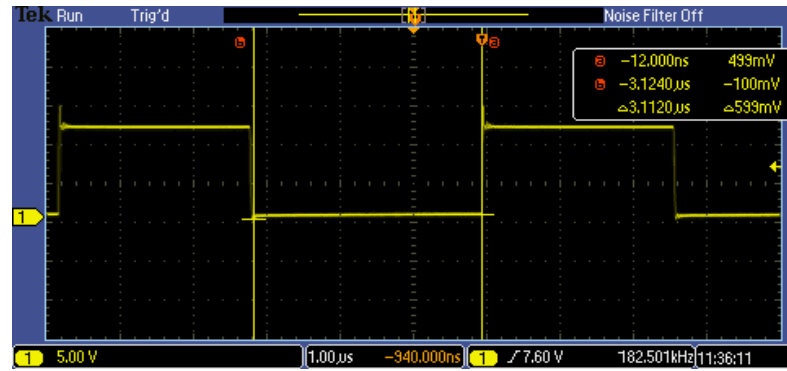


Şekil 3.84. FB yer alan konfigürasyonda darbe genişliği süresi ölçümü

FB'nin yer almadığı konfigürasyonda ise anahtarlama frekansı Şekil 3.85'te görüldüğü üzere 182,501 kHz olarak ölçülürken darbe genişliği süresi ise Şekil 3.86'da gösterildiği gibi 3,112  $\mu$ s olarak gözlemlenmiştir.



Şekil 3.85. FB yer almayan konfigürasyonda anahtarlama sinyal frekansı ölçümü

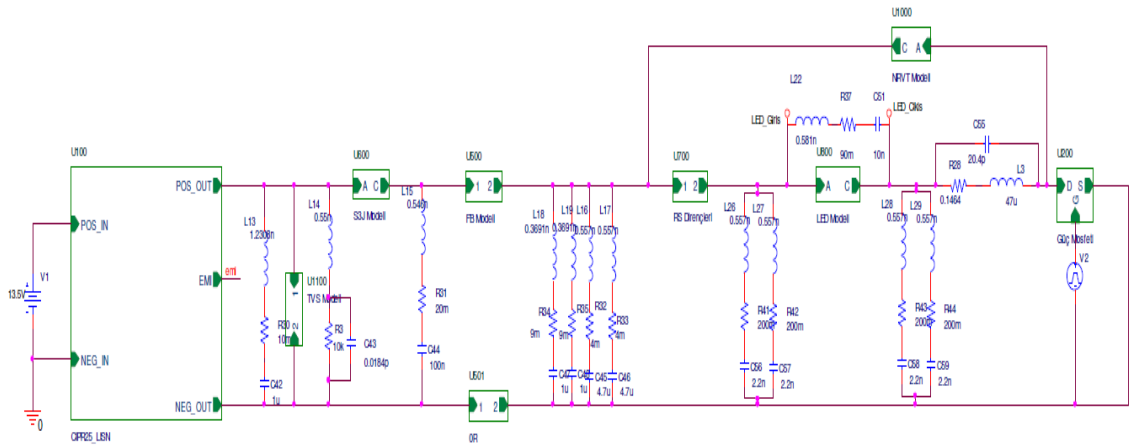


Şekil 3.86. FB yer almayan konfigürasyonda darbe genişliği süresi ölçümü

Belirtilen parametrelerin iki konfigürasyonda farklılık göstermesinin nedeni ise modülde kullanılan AL8860Q düşürücü dönüştürücü entegresinin anahtarlama frekansının giriş gerilimine duyarlı olmasıdır. İkinci konfigürasyonda FB'nin tasarımdan çıkarılmasıyla değişen empedans entegre giriş geriliminde farklılığa neden olmuş olup, bu da anahtarlama frekansı ve buna bağlı olarak darbe genişliğini süresini etkilemiştir.

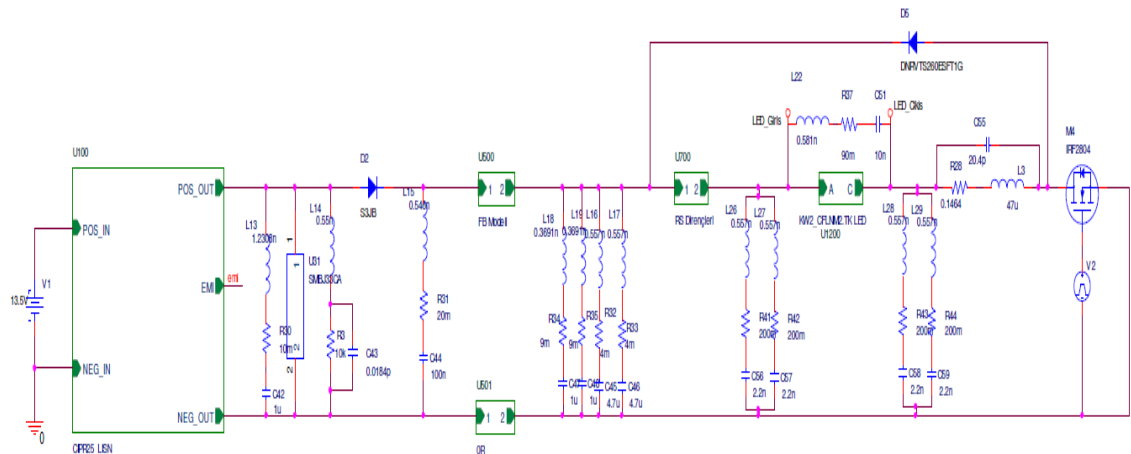
Tasarlanan yapılar LISN cihazının CISPR 25'te tanımlanan elektriksel eşdeğer modeli ve 13,5 V batarya bağlantısı da eklenerek dört konfigürasyon için de CE testi benzetim modelleri oluşturulmuştur.

İlk model aktif ve pasif elemanların ürün bilgi sayfalarında paylaşılan veriler kullanılarak oluşturulan eşdeğer devre şemaları ile tasarlanmıştır. Eşdeğer devreler Bölüm 3.8’de anlatılan yöntemler referans alınarak hazırlanmıştır. Burada ürün bilgi sayfası ile oluşturulan modellerin başarımının ölçülmesi amaçlanmıştır. Görselliğin iyileştirilmesi amacıyla hazırlanan devreler bloklarla ifade edilmiştir. Oluşan model Şekil 3.87’de verilmektedir.



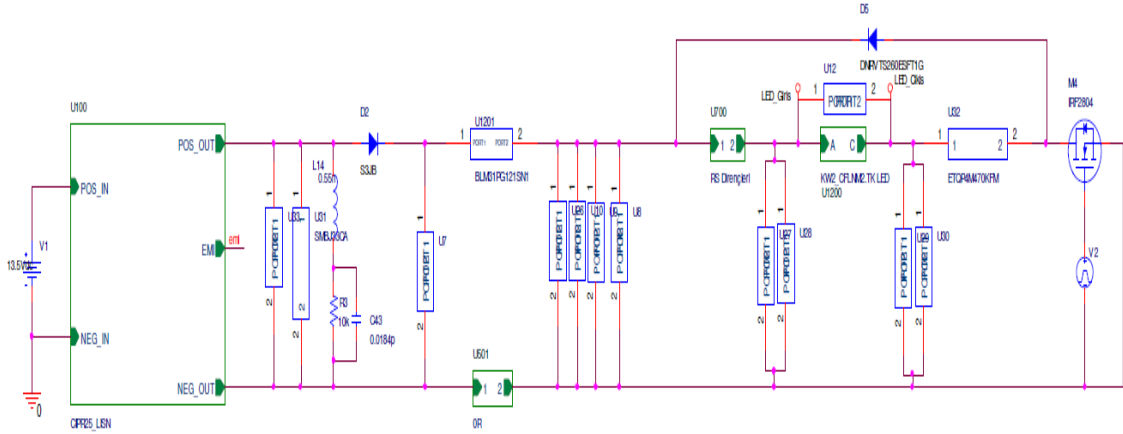
Şekil 3.87. Birinci model konfigürasyonu

İkinci modelde, ilk modeldeki aktif elemanlar SPICE model dosyalarıyla değiştirilirken pasif elemanların modellerinde değişiklik yapılmamıştır. Burada aktif elemanların SPICE modellerinde yer alıp oluşturulan eşdeğer modellerde yer almayan parametrelerin etkilerinin gözlemlenmesi amaçlanmıştır. Oluşan model Şekil 3.88’de gösterilmektedir.



Şekil 3.88. İkinci model konfigürasyonu

Üçüncü model, aktif ve pasif elemanların her ikisi için de SPICE modeller kullanılarak oluşturulmuştur. Burada pasif elemanların SPICE modellerinde yer alıp oluşturulan eşdeğer modellerde yer almayan parametrelerin etkilerinin gözlemlenmesi amaçlanmıştır. Oluşan model Şekil 3.89’da verilmektedir.



**Şekil 3.89.** Üçüncü model konfigürasyonu

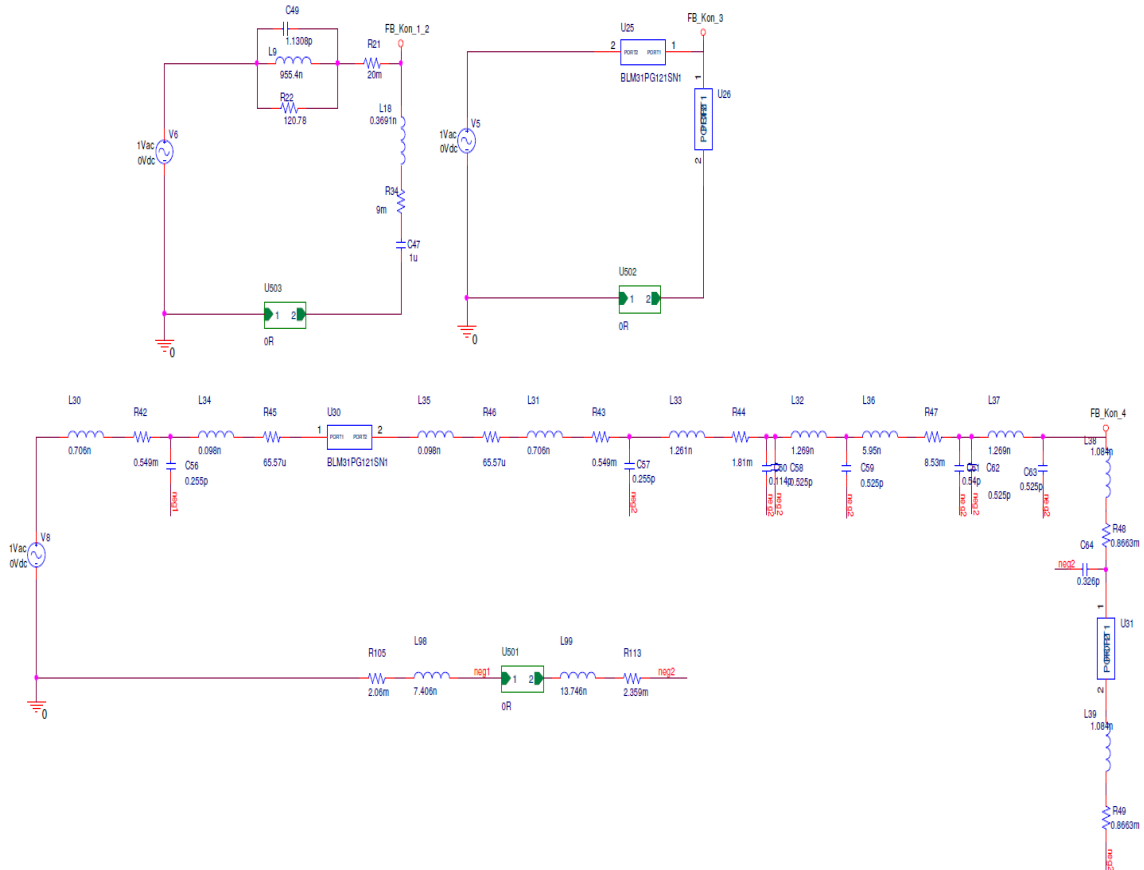
Dördüncü ve son modelde ise üçüncü modele PCB bileşenlerinin (yollar, padler, düzlemler, delik içi kaplamalar, kuplaj mekanizmaları, eleman iletken bağlantı yüzeyleri) elektriksel eşdeğer devreleri eklenmiş ve nihai tasarım hazırlanmıştır. Burada PCB’de yer alan parazitik bileşenlerin etkilerinin gözlemlenmesi amaçlanmıştır. Oluşan model Şekil 3.90’da gösterilmektedir.



Her modelin SMT FB'nin yer aldığı ve olmadığı konfigürasyonları için 1 ms süren ve 1 ns adım aralıklı geçici hal analizi benzetimi gerçekleştirilmiştir.

### 3.11. FB Rezonans Analizi Modeli ve Benzetimi

CE seviyesi üzerinde FB'nin rezonans etkisinin anlaşılabilmesi adına güç hattında yer alan FB – kondansatör yapıları incelenmiştir. FB'nin devamında yer alan dekuplaj kondansatörleri ile oluşturduğu rezonansların frekansı Denklem 3.21 kullanılarak yaklaşık olarak hesaplanmıştır. Burada 1  $\mu$ F ile oluşan rezonansın frekansı 162,830 kHz olarak bulunurken 4,7  $\mu$ F ile oluşan rezonansın frekansı 75,107 kHz olarak hesaplanmıştır. GCM21BC72A105KE36 kodlu 1  $\mu$ F kondansatör ile oluşan rezonans, anahtarlama frekansına daha yakın gerçekleştiğinden bu yapı incelenmiştir. Bu amaçla Şekil 3.91'de gösterildiği gibi dört modelde oluşan rezonans devrelerinin benzetim modeli oluşturulmuştur.



Şekil 3.91. Modellerde oluşan FB – kondansatör devre yapıları

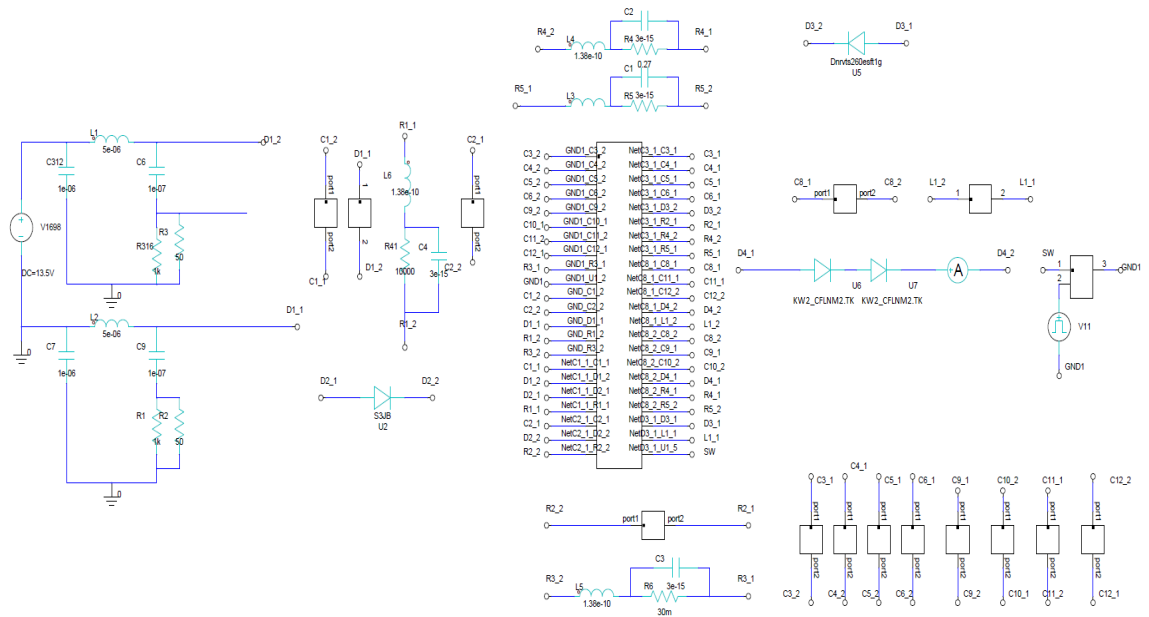
İlk iki konfigürasyonda FB ve kondansatör elemanları için ürün bilgi sayfası verileri ile oluşturulan eşdeğer devre modelleri kullanıldığından toplamda 3 farklı yapı oluşmuştur. Oluşturulan modellerin 100 Hz – 500 kHz frekans aralığında AC tarama analizi benzetimleri gerçekleştirilerek anahtarlama frekansı bölgesindeki davranışları incelenmiştir.

### 3.12. LED Sürücü Modülü PCB'si RE Test Modeli ve Benzetimi

Bu bölümde tez çalışması kapsamında Bölüm 3.8.13'te anlatılan modelleme tekniği kullanılarak LED sürücü modülü PCB'sinin RE testi benzetim modelinin oluşturulma yöntemi anlatılmıştır.

FB'nin yayılan emisyonları filtreleme performansını değerlendirmek için yer aldığı ve almadığı iki konfigürasyon oluşturulmuştur.

SIWave programında saçılma parametreleri analizleri ile oluşturulan modeller Electronic Desktop yazılımına aktarılmış ve portlara modülde yer alan aktif ve pasif elemanların SPICE ve eşdeğer modellerinin bağlantıları gerçekleştirilmiştir. Oluşan model Şekil 3.92'de verilmektedir.



Şekil 3.92. RE testi benzetimi için oluşturulan model

Hazırlanan modelin geçici hal analizi ile portlarda oluşan gerilim-akım değerleri elde edilmiştir. Daha sonra geçici hal analiz sonuçları uzak alan analizi benzetimi için SIWave'e aktarılmıştır. Burada ECE R10'da belirtilen 30 MHz – 1 GHz frekans aralığı için benzetim her iki konfigürasyona uygulanmış ve PCB'den yayılan maksimum elektrik alan şiddeti seviyesi ölçülmüştür.

### 3.13. LED Sürücü Modülü PCB'sinin EMC Testleri

İncelenen ürün için CE testi, CISPR 25'te belirtilen deney düzeneğinde, MBN10284-4'te belirtilen 150 kHz - 108 MHz frekans aralığı için Şekil 3.93'te gösterildiği gibi yarı yankısız odada gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.93. Yarı yankısız odada gerçekleştirilen CE testi

RE testi için ise CISPR 25'te belirtilen deney düzeneğinde, ECE R10'da belirtilen 30 MHz – 1 GHz frekans aralığı için Şekil 3.94'te gösterildiği gibi yarı yankısız odada log-periyodik anten ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.94. Yarı yankısız odada gerçekleştirilen RE testi



## **4. BULGULAR ve TARTIŞMA**

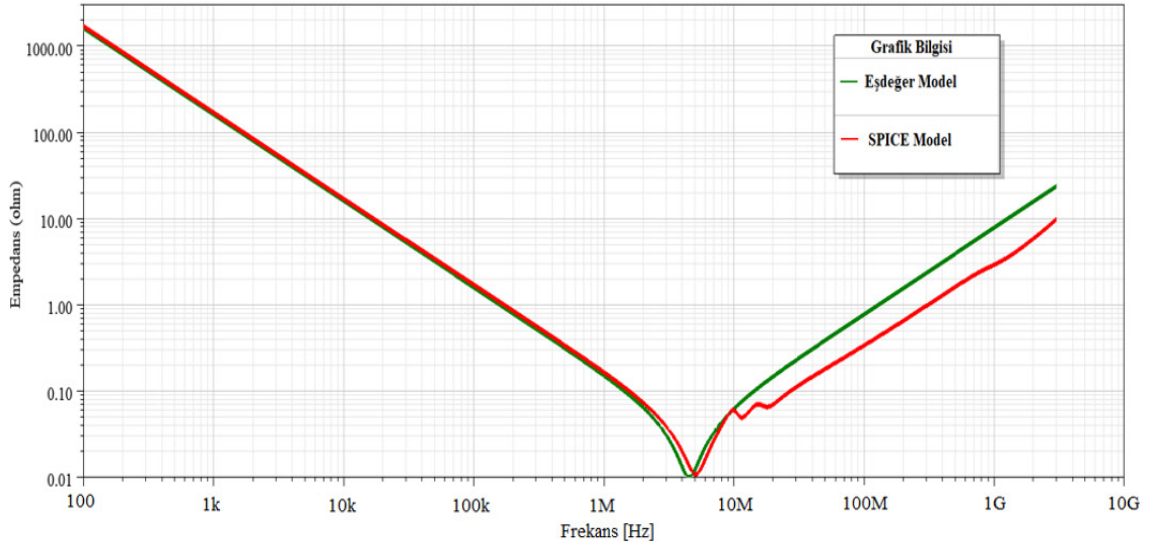
Bu bölümde öncelikle ürün bilgi sayfası verileriyle oluşturulan pasif ve aktif eleman modellerinin benzetimler sonucu oluşan karakteristikleri incelenip elemanlara ait SPICE modellerle karşılaştırılarak performans değerlendirmesi yapılmaktadır. Ardından LED sürücü modülü için oluşturulan dört modelin benzetim sonuçlarıyla elde edilen LED gerilim - akım grafikleri verilip performansları incelenmektedir. Daha sonra SMT FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlar için gerçekleştirilen CE testi benzetim sonuçları değerlendirilmektedir. Sonrasında modellerde oluşan FB – kondansatör yapılarının benzetim sonuçları verilerek CE seviyesine etkileri yorumlanmaktadır. Ayrıca LED sürücü modülü PCB'sinin s parametreler ile oluşturulan modelinin benzetimle elde edilen LED gerilim - akım grafiği verilip performansı değerlendirilmekte ve FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonları için gerçekleştirilen RE testi benzetim sonuçları incelenmektedir. Son olarak, ürün için gerçekleştirilen CE ve RE EMC test sonuçları verilmekte ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmaktadır.

### **4.1. LED Sürücü Modülü PCB'sinin Eleman Modellerinin Benzetim Bulguları**

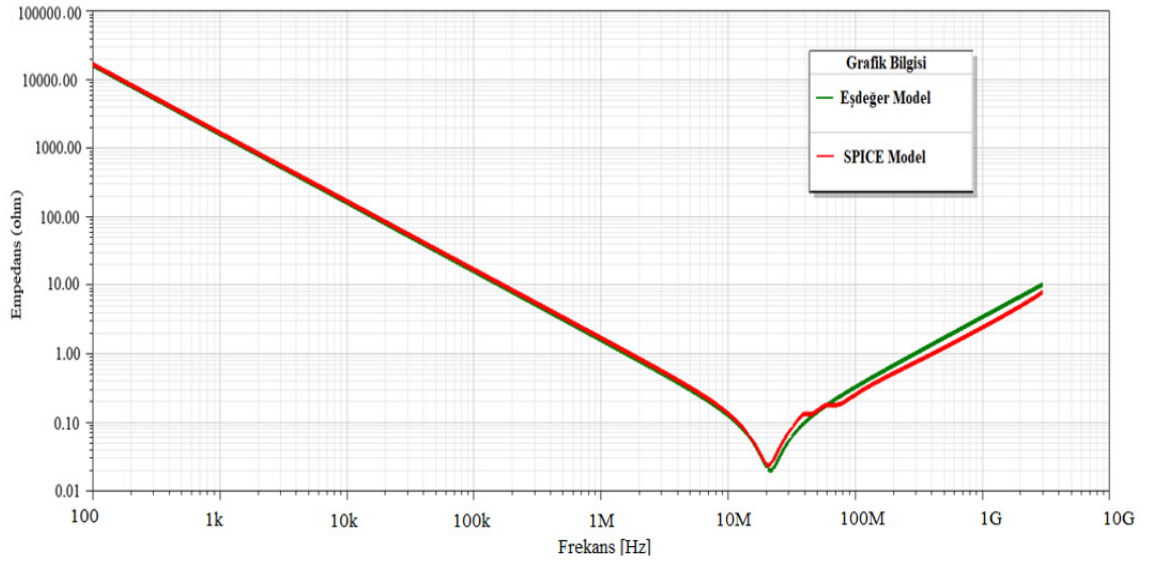
#### **4.1.1. Pasif eleman modelleri bulguları**

Ürün bilgi sayfası verileriyle oluşturulan pasif eleman modellerinin SPICE dosyalarıyla gerçekleştirilen AC tarama benzetimleri aracılığıyla performansları incelenmiştir. Burada her bir elemana ait frekans – empedans eğrisi elde edilerek karşılaştırma gerçekleştirilmiştir.

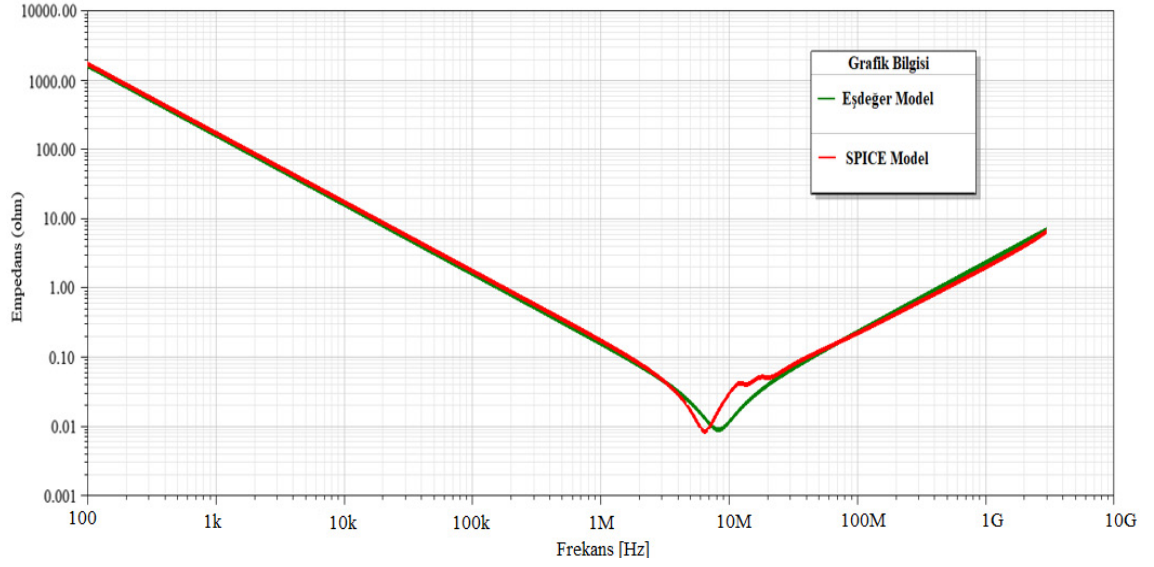
Kondansatör elemanlarının empedanslarına ait karşılaştırma grafikleri Şekil 4.1 – 4.6 aralığında verilmektedir. Yeşil renk üretici tarafından paylaşılan verilerle hesaplanarak oluşturan modelleri temsil ederken, kırmızı renk ise SPICE modelleri ifade etmektedir.



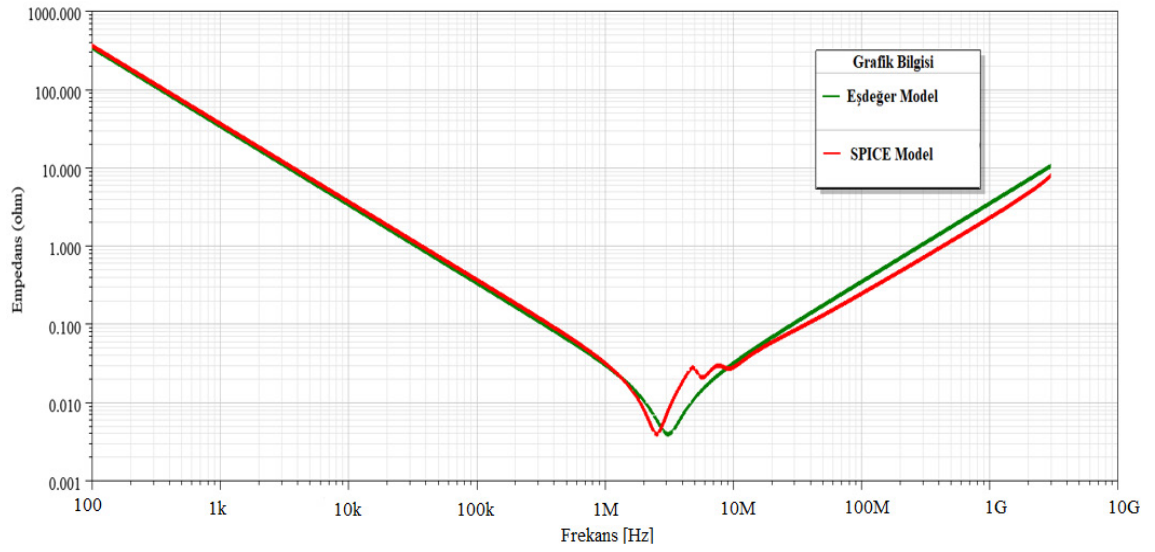
**Şekil 4.1.** GCJ31CR72A105K 1  $\mu$ F kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği



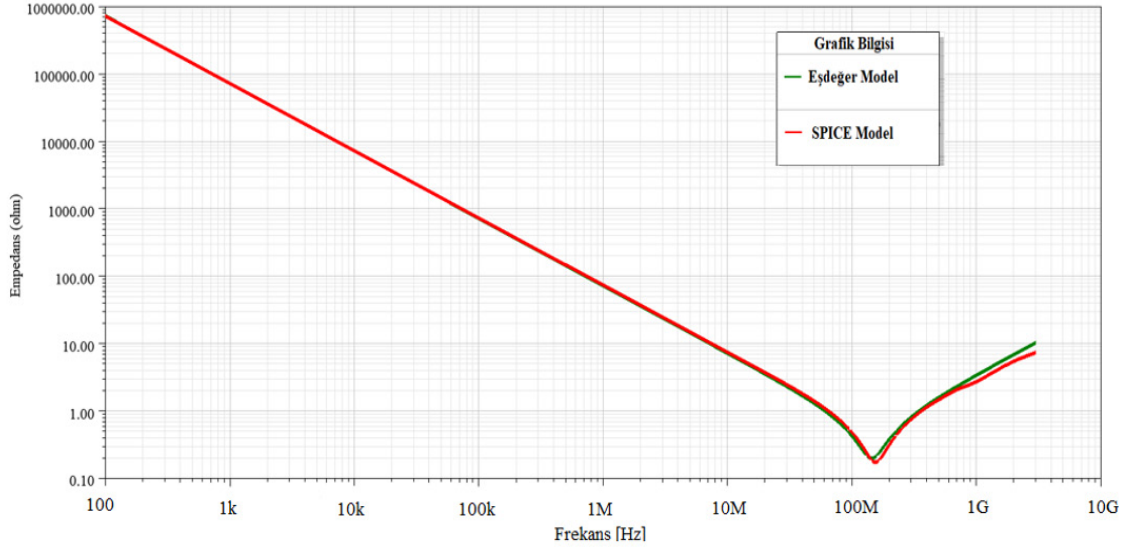
**Şekil 4.2.** GCJ21BR72A104K 100 nF kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği



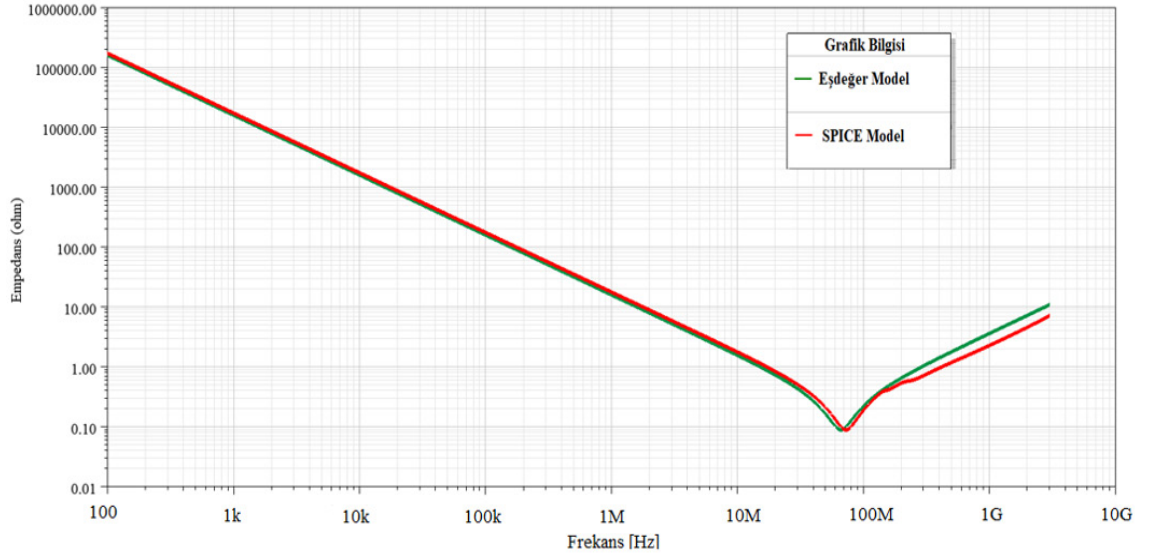
**Şekil 4.3.** GCM21BC72A105K 1  $\mu$ F kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği



**Şekil 4.4.** GCM32DC72A475K 4,7  $\mu$ F kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği



**Şekil 4.5.** GCJ216R71H222KA 2,2 nF kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği

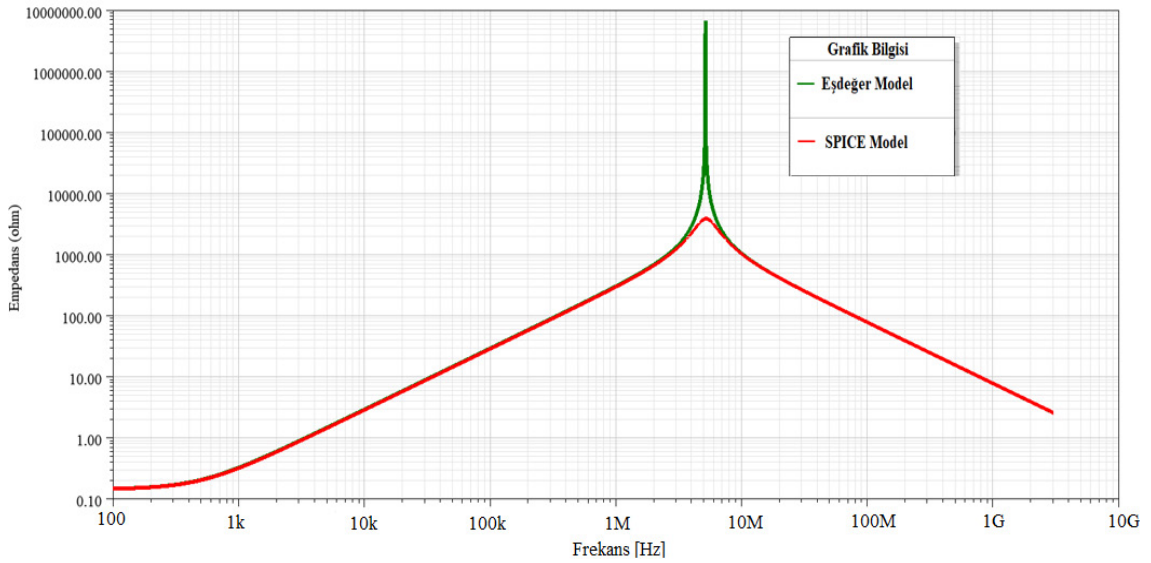


**Şekil 4.6.** GCE188R71H103K 10 nF kondansatör eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği

Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere, kondansatör elemanlarının basitleştirilmiş eşdeğer modellerinin frekansa göre değişen empedans değerleri SPICE modellerle benzerlik göstermektedir. Üreticiler, kondansatörler için VNA'larla belirtilen frekans aralıklarında ölçümler gerçekleştirerek SPICE model dosyalarını oluşturmaktadırlar. Bu durum SPICE modellerin basit eşdeğer modellere kıyasla daha fazla endüktif ve kapasitif parazitik bileşen içermesine neden olmaktadır. Parazitik bileşenler sonucunda ise

elemanın rezonansa girdiği frekans ve davranışında eşdeğer modele kıyasla farklılıklar oluşmaktadır.

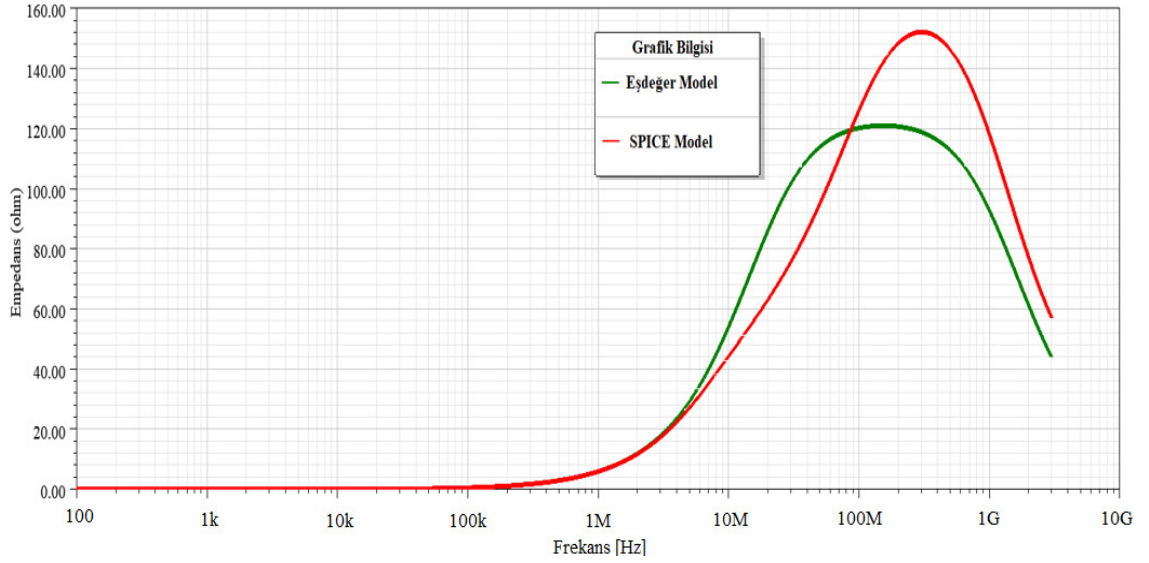
Bobin elemanına ait karşılaştırma grafiği Şekil 4.7’de verilmektedir. Yeşil renk üretici tarafından paylaşılan verilerle hesaplanarak oluşturulan modeli temsil ederken kırmızı renk ise SPICE modeli ifade etmektedir.



**Şekil 4.7.** ETQ-P4M470KFM 47 µH bobin eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği

Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere bobin elemanının basitleştirilmiş eşdeğer modelinin frekansa göre değişen empedans değeri SPICE modelle benzerlik göstermektedir. Burada, SPICE model dosyasında bobin elemanı için çekirdek kayıplarından kaynaklı AC direnç de modele dahil edilirken, basitleştirilmiş eşdeğer modelde yer almamaktadır. Bu durum Denklem 3.22’den de anlaşılacağı üzere eşdeğer modelin Q faktörünü yükseltmiş ve sonucunda da rezonans frekansında SPICE modele kıyasla daha yüksek empedans görülmüştür.

FB elemanına ait karşılaştırma grafiği Şekil 4.8’de verilmektedir. Yeşil renk üretici tarafından paylaşılan verilerle hesaplanarak oluşturulan modeli temsil ederken, kırmızı renk ise SPICE modeli ifade etmektedir.



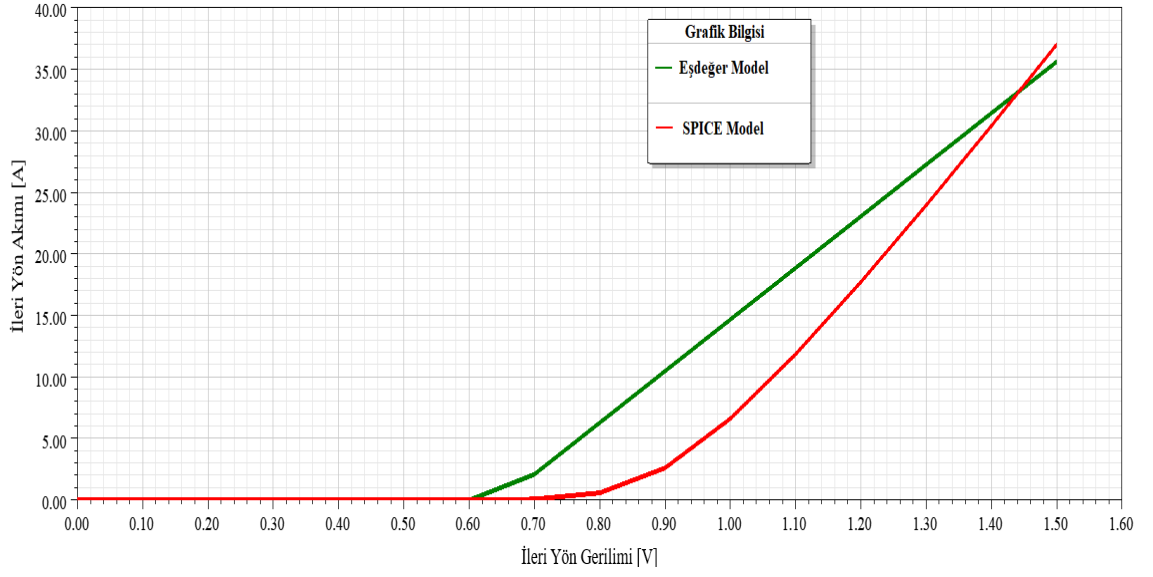
**Şekil 4.8.** BLM31PG121SZ1L FB eşdeğer ve SPICE modeli frekans – empedans grafiği

Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere, FB elemanın basitleştirilmiş eşdeğer modelinin empedansı anahtarlama frekans bölgesinde SPICE modelle uyuşmakta ve bu da modelleme başarısını göstermektedir. Üretici, FB için VNA’larla, belirtilen frekans aralıklarında ölçümler gerçekleştirerek SPICE model dosyalarını oluşturmaktadır. Bu durum SPICE modellerin basit eşdeğer modellere kıyasla daha fazla endüktif ve kapasitif parazitik bileşen içermesine neden olur. Parazitik bileşenler sonucunda ise elemanın maksimum empedansında, rezonansa girdiği frekans ve davranışında eşdeğer modele kıyasla farklılıklar oluşmaktadır.

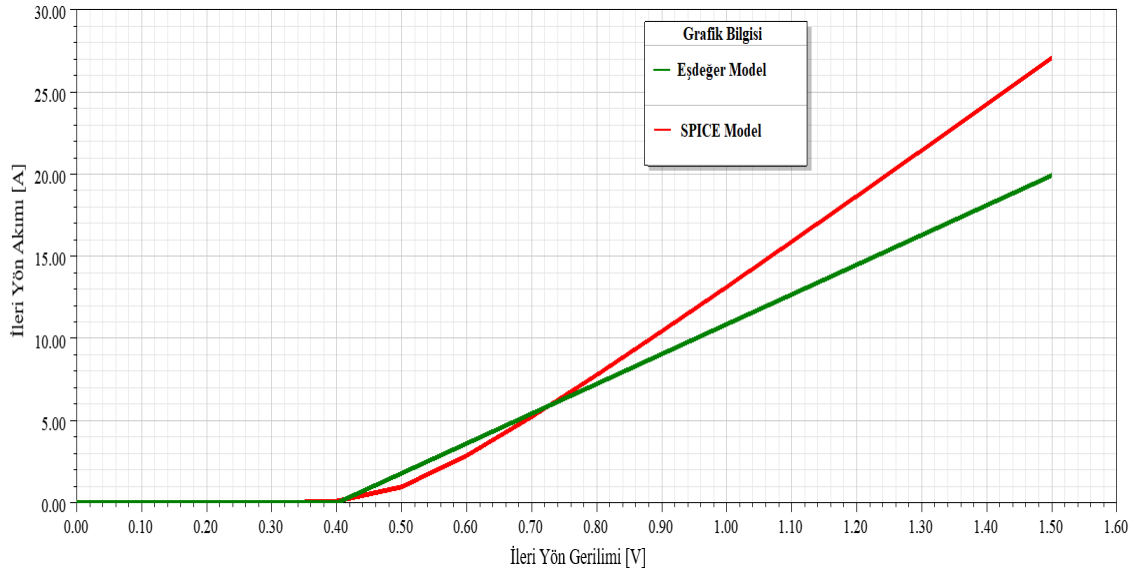
#### 4.1.2. Aktif eleman modelleri bulguları

Ürün bilgi sayfası verileriyle oluşturulan aktif eleman modellerinin SPICE dosyalarıyla gerçekleştirilen DC tarama benzetimleriyle performansları incelenmiştir. Burada her bir elemanın değişken DC gerilim değerlerine göre oluşan gerilim – akım eğrileri elde edilerek karşılaştırma gerçekleştirilmiştir.

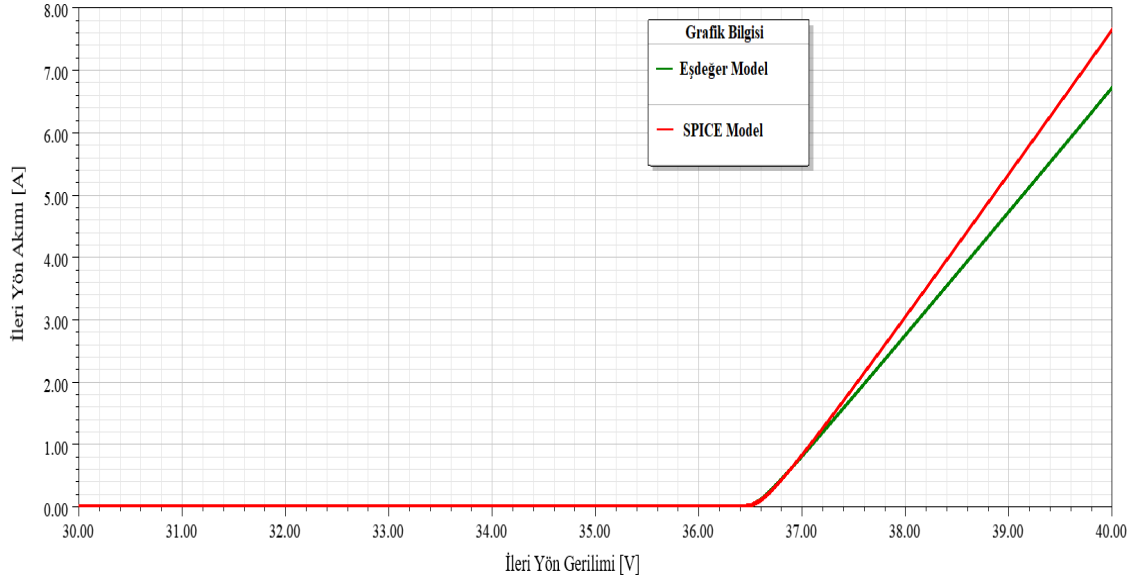
Diyot, Schottky diyot, TVS diyot ve LED için değişen ileri yön geriliminde oluşan akım grafikleri Şekil 4.9 – 4.12 aralığında verilmektedir. Yeşil renk üretici tarafından paylaşılan verilerle hesaplanarak oluşturulan modelleri temsil ederken kırmızı renk ise SPICE modelleri ifade etmektedir.



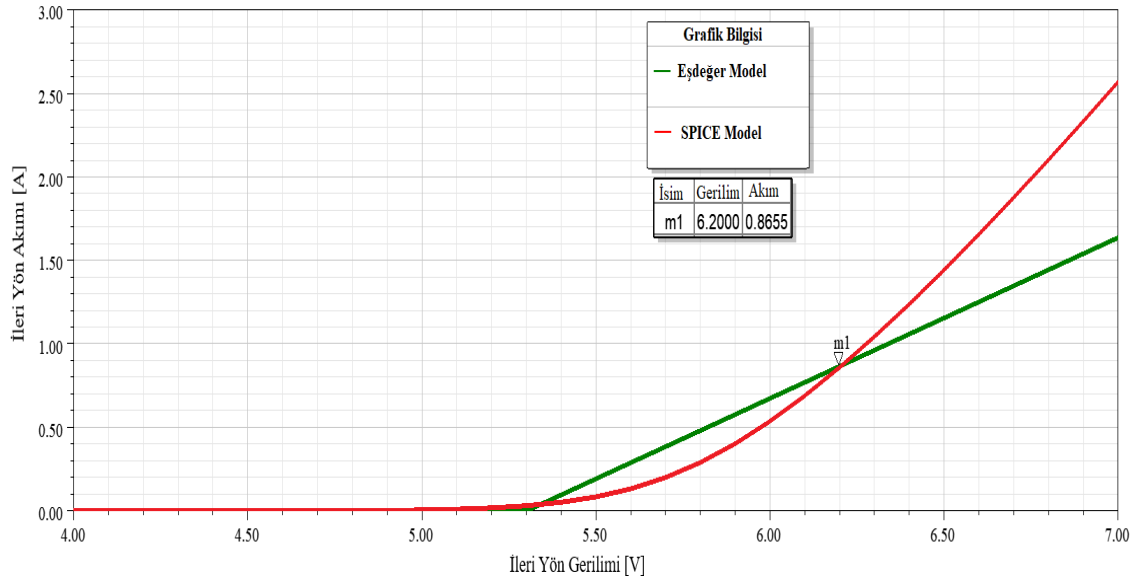
**Şekil 4.9.** S3J diyot eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği



**Şekil 4.10.** NRVTS260ESFT1G Schottky diyot eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği



**Şekil 4.11.** SM6T36CA TVS diyot eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği



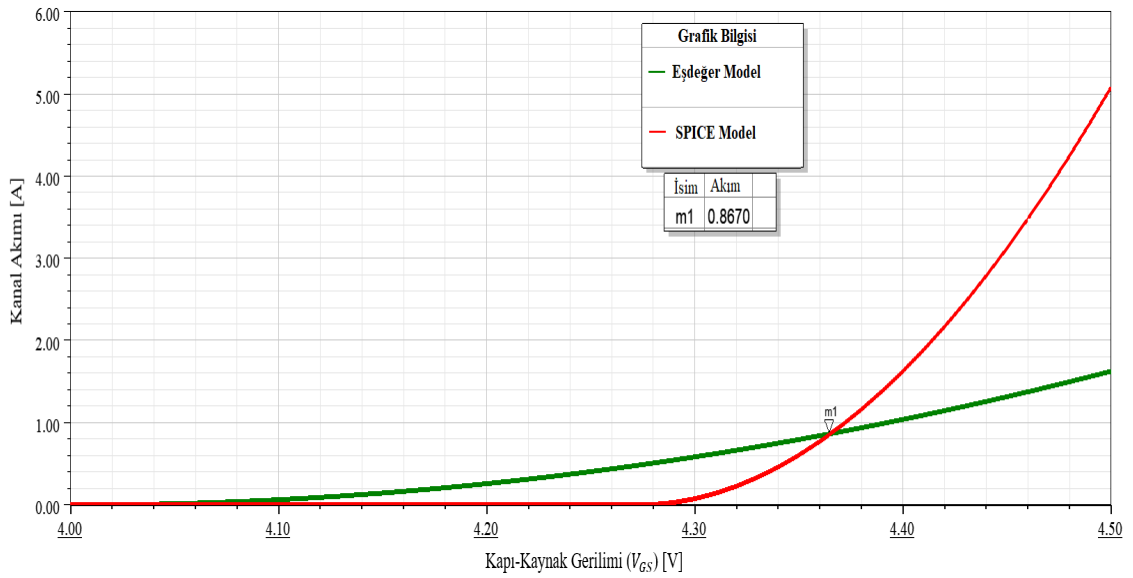
**Şekil 4.12.** KW2 CFLNM2.TK LED eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği

Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere, diyot elemanlarının basitleştirilmiş eşdeğer modellerinin gerilime göre değişen akım değerleri SPICE model dosyalarıyla benzerlik göstermektedir. Modeller arasında görülen farklılıklar, SPICE model dosyasında yer alıp eşdeğer modelde yer almayan parametrelerin etkilerinden kaynaklanmaktadır.



Tasarımda en kritik role sahip LED elemanı için istenen 6,2 V gerilim değerinde her iki modelin akım değerleri uyuşmakta ve beklenen performansı sağlamaktadırlar. Bu durum modellemenin başarısını ortaya koymaktadır.

AL8860Q'nun modellenmesinde kullanılan MOSFET elemanı için değişen  $V_{GS}$  gerilim değerlerinde oluşan kanal akım eğrisi Şekil 4.13'te verilmektedir. Yeşil renk üretici tarafından paylaşılan verilerle hesaplanarak oluşturulan modeli temsil ederken kırmızı renk ise SPICE modeli ifade etmektedir.



**Şekil 4.13.** IRF2804 MOSFET eşdeğer ve SPICE modeli gerilim – akım grafiği

Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere MOSFET elemanının basitleştirilmiş eşdeğer modellerinin gerilime göre değişen akım değerleri, çalışmada LED için istenen 0,8 A'de kesişmektedir. Bu durum modellemenin başarısını ortaya koymaktadır.

Modeller arasında görülen farklılık ise Bölüm 3.8.12'de anlatıldığı üzere eşdeğer model parametrelerinin sadece LED için istenen kriterlere göre ayarlanmış olmasından kaynaklanmaktadır.

## 4.2. LED Sürücü Modülü PCB'sinin CE Testi ve Rezonans Benzetimi Bulguları

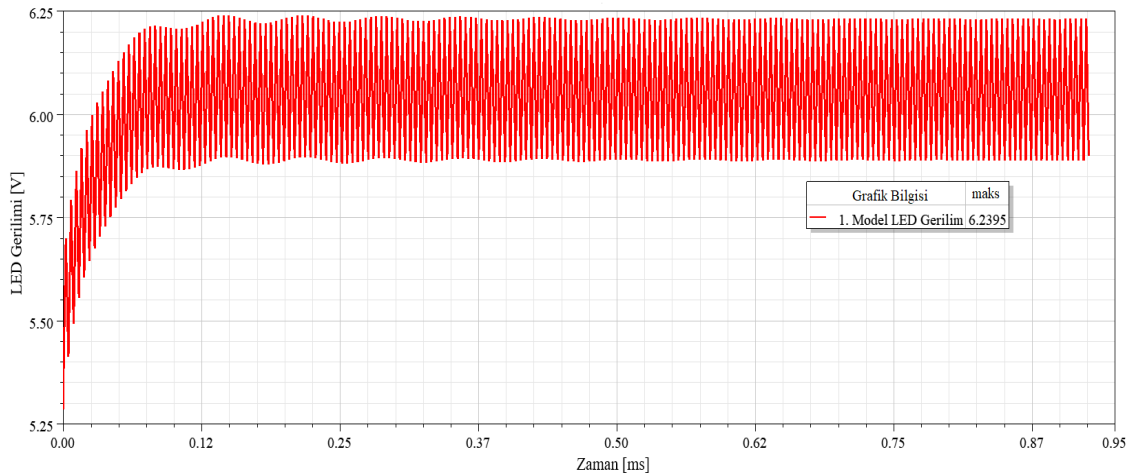
Ürün bilgi sayfası ve SPICE modellerle oluşturulan dört modelin CE test benzetimi için gerçekleştirilen geçici hal analizleri incelenmiştir. Bu analizler ile öncelikle LED gerilim - akım grafikleri elde edilmiş ve modellerin performansları değerlendirilmiştir.

Daha sonra FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlar için LISN'ın EMI portundan alınan ölçümlerle de CE seviyeleri MBN10284-4'te belirtilen 150 kHz – 108 MHz frekans aralığı için incelenmiş ve karşılaştırılmıştır.

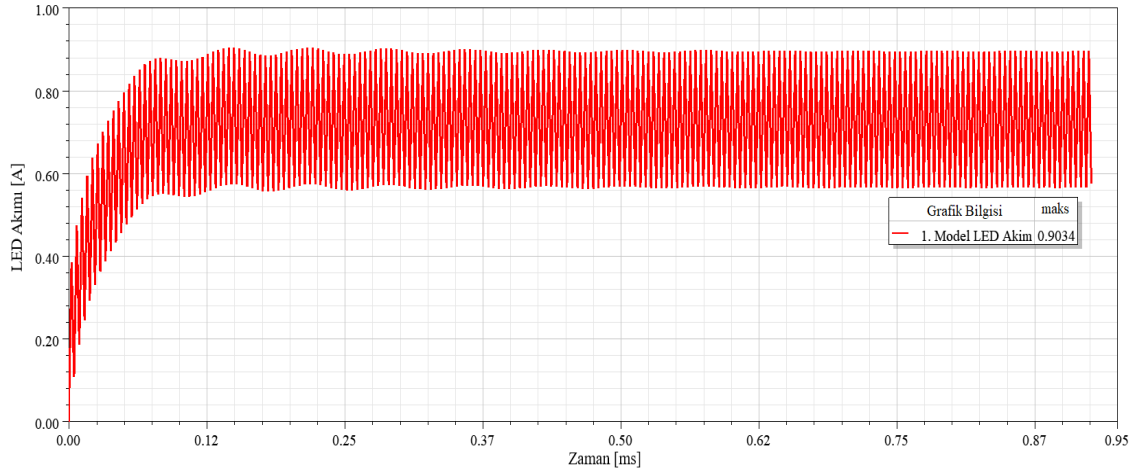
Son olarak FB elemanının CE seviyesine etkisini incelemek amacıyla BLM31PG121SN1 kodlu FB ile GCM21BC72A105KE36 kodlu 1  $\mu$ F dekaplaj kondansatörünün dört modelde oluşturduğu LC rezonans devrelerinin benzetimleri incelenmiştir. Etkinin anlaşılması amacıyla rezonans, anahtarlama frekansı olan 210,583 kHz için araştırılmıştır.

### 4.2.1. Birinci model bulguları

İlk modelin benzetim sonuçlarından elde edilen LED gerilim ve akım grafiği Şekil 4.14 ve 4.15'te verilmektedir.



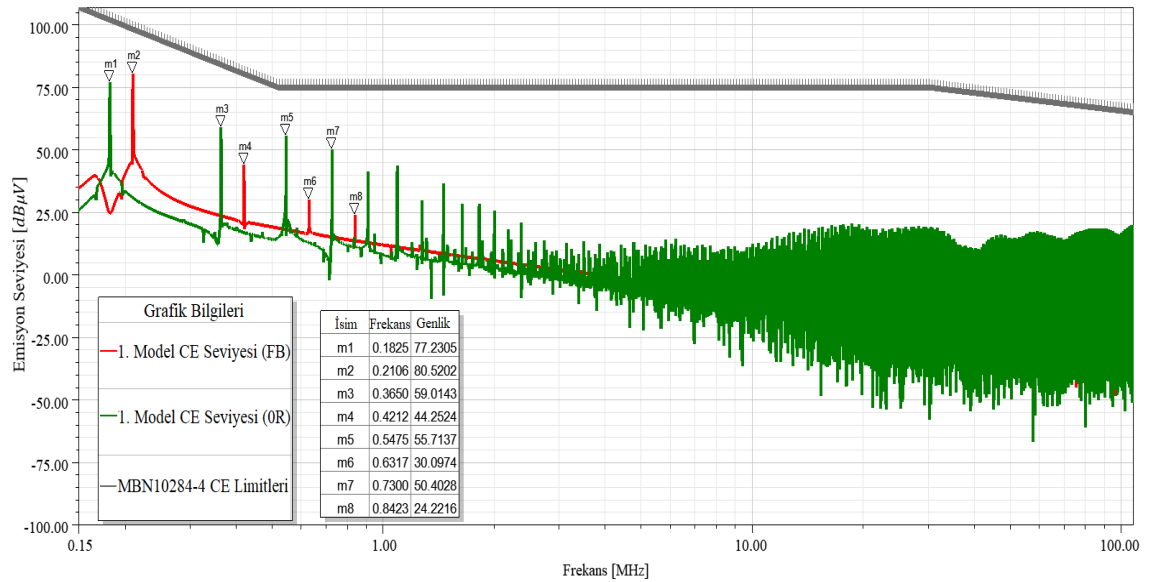
Şekil 4.14. Birinci model için LED gerilim



**Şekil 4.15.** Birinci model için LED akımı

Sonuçlar incelendiğinde, LED gerilimi maksimum 6,239 V olarak ölçülürken, LED akımı 0,903 A olarak tespit edilmiştir. Bulguların LED için istenen değerleri sağladığı görülmüş ve modelin doğruluğu tespit edilmiştir.

Birinci modelin FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlarına ait CE testi benzetim sonuçları Şekil 4.16'da birlikte verilmiştir. Kırmızı renk FB'nin yer aldığı konfigürasyonu, yeşil renk ise FB'nin yer almadığı konfigürasyonu ifade etmektedir.



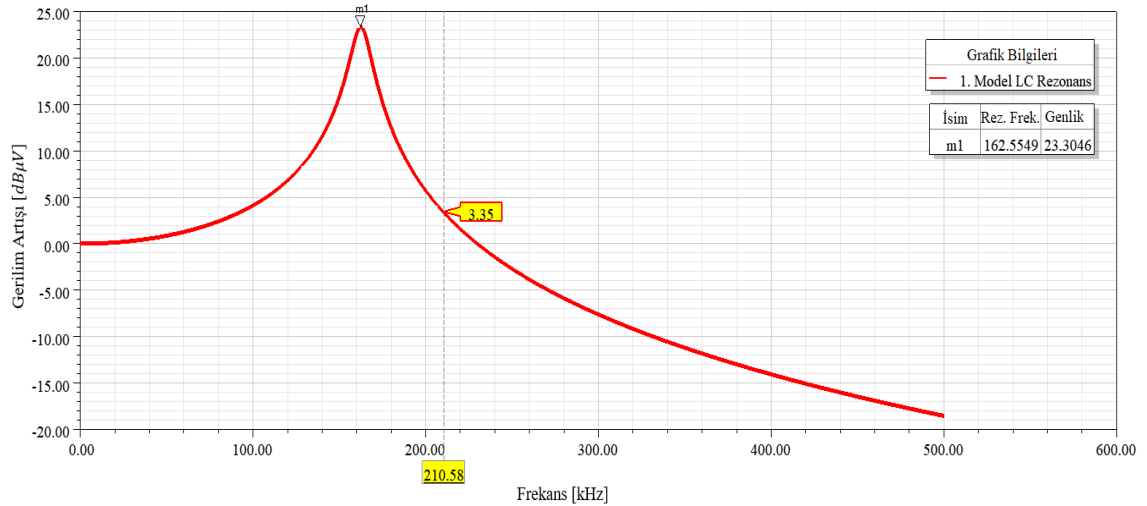
**Şekil 4.16.** Birinci modele ait iki konfigürasyonun CE testi benzetim sonuçları

En yüksek CE seviyesi, beklenildiği gibi anahtarlama frekanslarında gerçekleşmiş olup, FB'nin yer aldığı konfigürasyonda, 210,583 kHz'de görülürken yer almadığı konfigürasyonda ise 182,505 kHz'de gözlemlenmiştir. FB'nin yer aldığı konfigürasyon için maksimum emisyon seviyesi, 80,520 dB $\mu$ V olarak ölçülürken, yer almadığı konfigürasyonda 77,231 dB $\mu$ V olarak tespit edilmiştir.

Anahtarlama sinyalinin tek ve çift harmoniklerinin, CE seviyesinde Denklem 3.16'dan da anlaşılacağı üzere frekans yükseldikçe genlik değeri azalan pikler oluşturduğu gözlemlenmiştir.

Sonuçlardan görüldüğü üzere, FB'nin yer aldığı konfigürasyon anahtarlama sinyalinin temel bileşeni dışındaki frekanslarda, yer almadığı konfigürasyona göre daha düşük emisyon seviyesine sahip tasarım olmuştur. FB elemanının empedans değerinin frekans yükseldikçe büyümesi sebebiyle yer aldığı konfigürasyonun CE seviyesinde düşüş yaşanmıştır.

Anahtarlama sinyalinin temel bileşeninde gözlemlenen duruma, FB'nin kondansatörle oluşturduğu LC devresi rezonansının etkisini incelemek amacıyla yapılan benzetim sonucu Şekil 4.17'de verilmektedir.

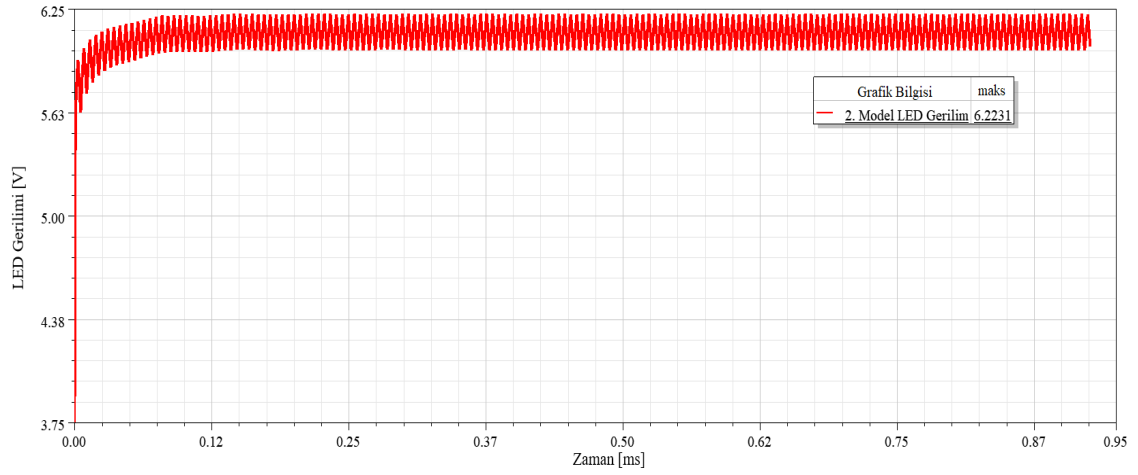


**Şekil 4.17.** Birinci modelde oluşan FB – kondansatör devresinin rezonans analizi

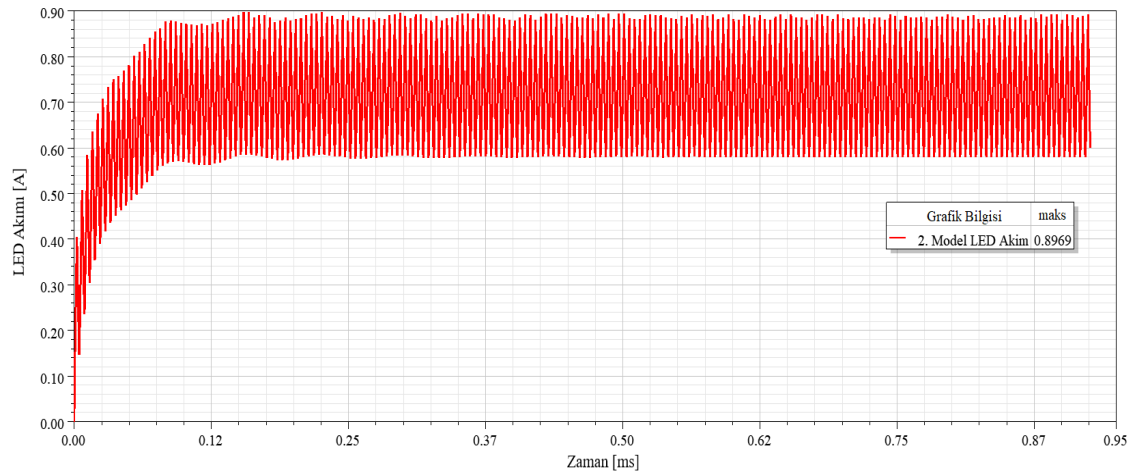
Benzetim sonucunda görüldüğü üzere, merkez frekans 162,555 kHz’de tespit edilmiştir. Rezonansın etkisiyle anahtarlama frekansında 3,353 dB $\mu$ V gerilim artışı yaşandığı gözlemlenmiştir. Bu değer FB’nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonların maksimum emisyon seviyeleri arasındaki fark ile örtüşmüş ve rezonansın emisyon üzerinde etkili olduğunu göstermiştir.

#### 4.2.2. İkinci model bulguları

İkinci modelin benzetim sonuçlarından elde edilen LED gerilim ve akım grafikleri Şekil 4.18 ve 4.19’da verilmektedir.



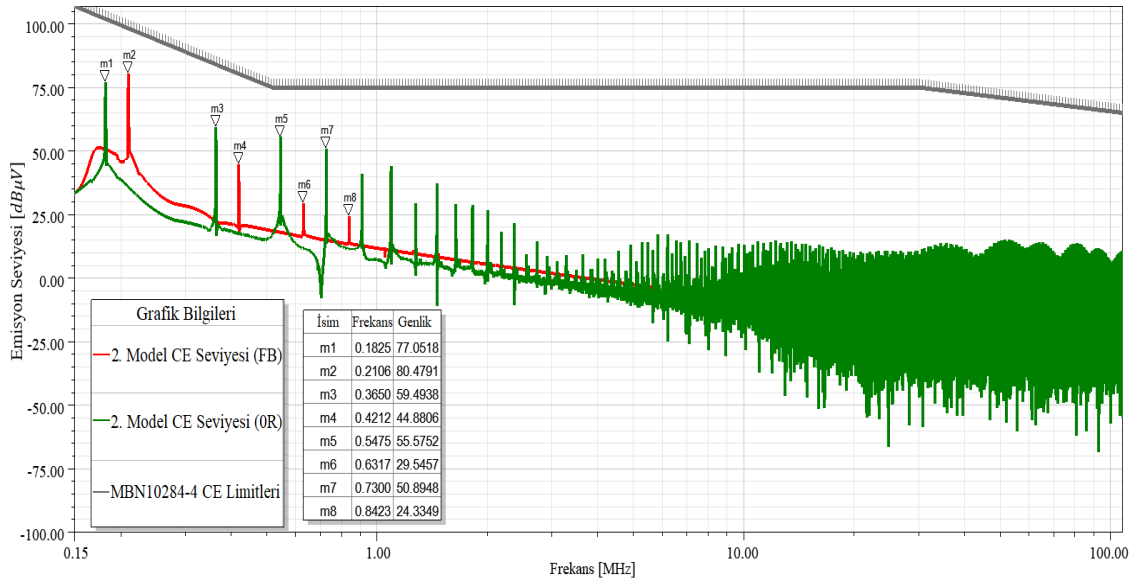
Şekil 4.18. İkinci model için LED gerilimi



Şekil 4.19. İkinci model için LED akımı

Sonuçlar incelendiğinde, LED gerilimi maksimum 6,223 V olarak ölçülürken, LED akımı 0,895 A olarak tespit edilmiştir. Bulguların LED için istenen değerleri sağlandığı görülmüş ve modelin doğruluğu tespit edilmiştir.

İkinci modelin FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlarına ait CE testi benzetim sonuçları Şekil 4.20'de birlikte verilmiştir. Kırmızı renk FB'nin yer aldığı konfigürasyonu, yeşil renk ise FB'nin yer almadığı konfigürasyonu ifade etmektedir.



**Şekil 4.20.** İkinci modele ait iki konfigürasyonun CE testi benzetim sonuçları

En yüksek CE seviyesi, beklenildiği gibi anahtarlama frekanslarında gerçekleşmiş olup, FB'nin yer aldığı konfigürasyonda, 210,583 kHz'de görülürken yer almadığı konfigürasyonda ise 182,505 kHz'de gözlemlenmiştir. FB'nin yer aldığı konfigürasyon için maksimum emisyon seviyesi 80,479 dBµV olarak ölçülürken, yer almadığı konfigürasyonda 77,052 dBµV olarak tespit edilmiştir.

Anahtarlama sinyalinin tek ve çift harmoniklerinin, CE seviyesinde Denklem 3.16'dan da anlaşılacağı üzere frekans yükseldikçe genlik değeri azalan pikler oluşturduğu gözlemlenmiştir.

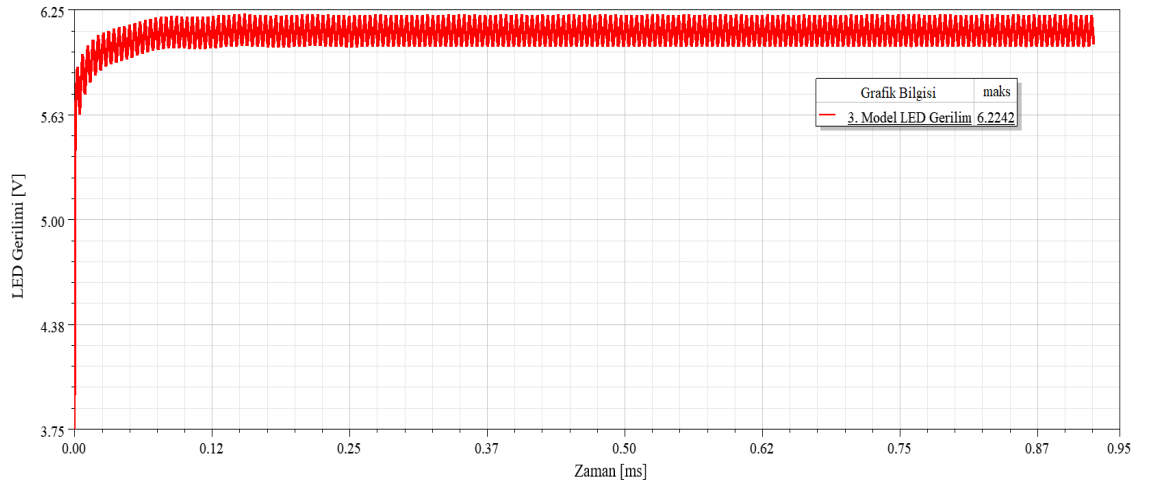
Sonuçlardan görüldüğü üzere, FB'nin yer aldığı konfigürasyon anahtarlama sinyalinin temel bileşeni dışındaki frekanslarda, yer almadığı konfigürasyona göre daha düşük emisyon seviyesine sahip tasarım olmuştur. FB elemanının empedans değerinin frekans yükseldikçe büyümesi sebebiyle yer aldığı konfigürasyonun CE seviyesinde düşüş yaşanmıştır.

Ayrıca sonuçlar ilk modelin emisyon seviyeleriyle de örtüşmektedir. Burada aktif elemanlarda, eşdeğer model ile SPICE model değişiminin emisyon değerlerinde etki oluşturmadığı gözlemlenmiştir.

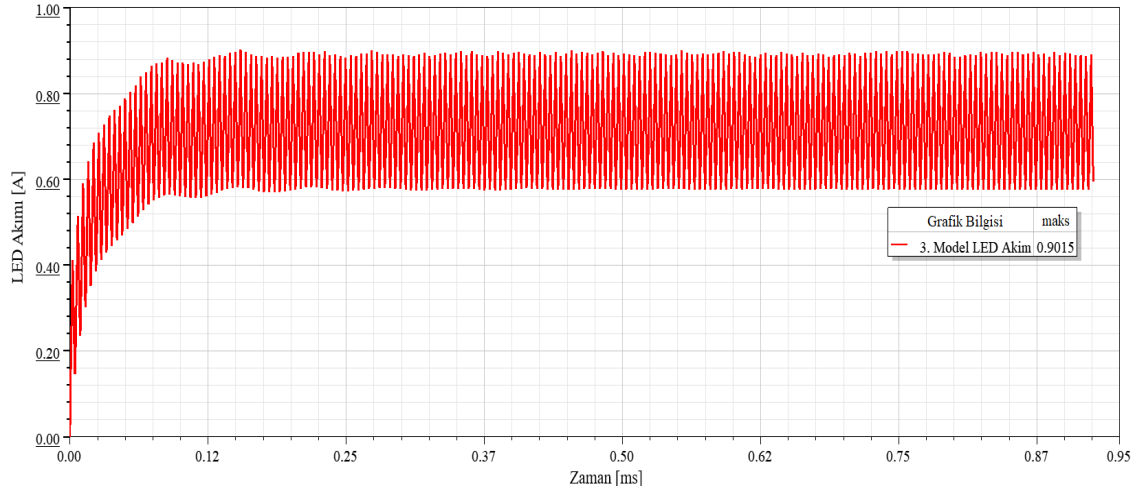
İlgili konfigürasyondaki LC devresi de eşdeğer modellerle oluşturulduğundan, rezonans benzetimi sonuçları birinci modelle aynı değerlerdedir. Birinci modelde olduğu gibi alçak frekanslarda FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlar arasındaki emisyon farkı LC rezonansı ile elde edilen bulgularla örtüşmektedir.

#### 4.2.3. Üçüncü model bulguları

Üçüncü modelin benzetim sonuçlarından elde edilen LED gerilim ve akım grafikleri Şekil 4.21 ve 4.22'de verilmektedir.



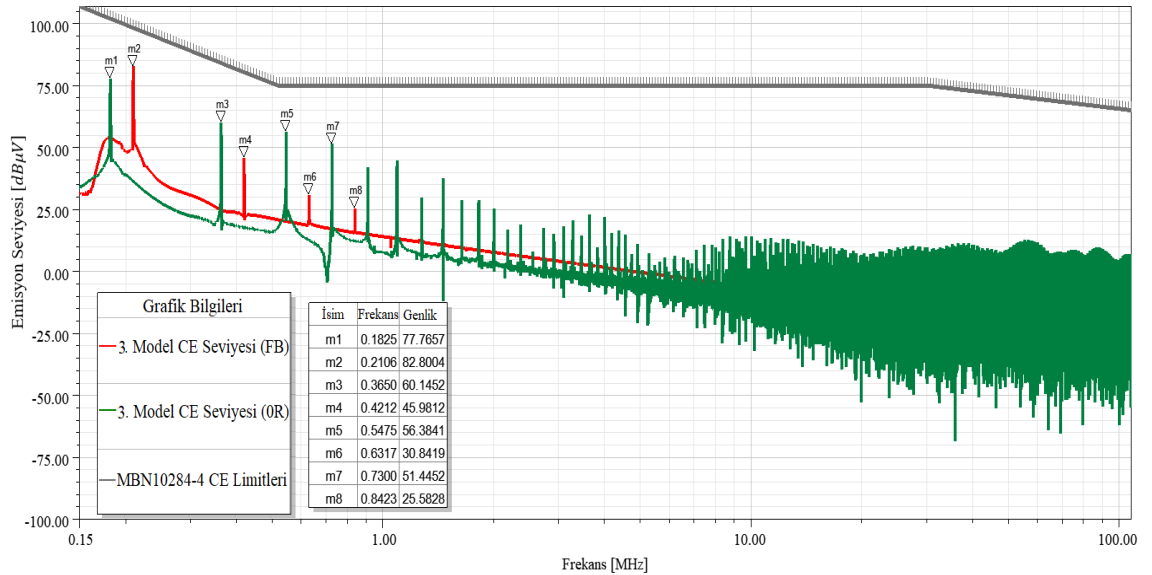
Şekil 4.21. Üçüncü model için LED gerilimi



**Şekil 4.22.** Üçüncü model için LED akımı

Sonuçlar incelendiğinde, LED gerilimi maksimum 6,224 V olarak ölçülürken, LED akımı 0,902 A olarak tespit edilmiştir. Bulguların LED için istenen değerleri sağladığı görülmüş ve modelin doğruluğu tespit edilmiştir.

Üçüncü modelin FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlarına ait CE testi benzetim sonuçları Şekil 4.23'te birlikte verilmiştir. Kırmızı renk FB'nin yer aldığı konfigürasyonu, yeşil renk ise FB'nin yer almadığı konfigürasyonu ifade etmektedir.



**Şekil 4.23.** Üçüncü modele ait iki konfigürasyonun CE testi benzetim sonuçları



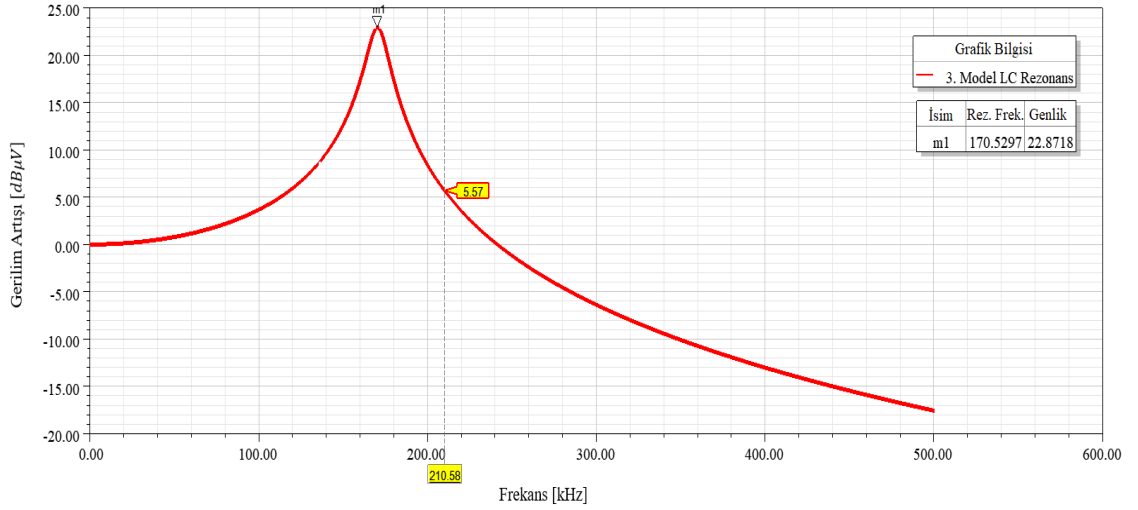
En yüksek CE seviyesi, beklenildiği gibi anahtarlama frekanslarında gerçekleşmiş olup, FB'nin yer aldığı konfigürasyonda, 210,583 kHz'de görülürken yer almadığı konfigürasyonda ise 182,505 kHz'de gözlemlenmiştir. FB'nin yer aldığı konfigürasyon için maksimum emisyon seviyesi 82,800  $dB\mu V$  olarak ölçülürken, yer almadığı konfigürasyonda 77,766  $dB\mu V$  olarak tespit edilmiştir.

Anahtarlama sinyalinin tek ve çift harmoniklerinin, CE seviyesinde Denklem 3.16'dan da anlaşılacağı üzere frekans yükseldikçe genlik değeri azalan pikler oluşturduğu gözlemlenmiştir.

Sonuçlardan görüldüğü üzere, FB'nin yer aldığı konfigürasyon anahtarlama sinyalinin temel bileşeni dışındaki frekanslarda, yer almadığı konfigürasyona göre daha düşük emisyon seviyesine sahip tasarım olmuştur. FB elemanın empedans değerinin frekans yükseldikçe büyümesi sebebiyle yer aldığı konfigürasyonun CE seviyesinde düşüş yaşanmıştır.

Bulgular ilk iki modelle karşılaştırıldığında FB'nin yer almadığı konfigürasyonlara göre emisyon seviyesinde artış olduğu tespit edilmiştir. Pasif elemanlar için SPICE model kullanımı daha fazla parazitik bileşene ve sonucunda da daha fazla DM ve CM gürültülerine neden olduğundan emisyon seviyesinde yükseliş yaşanmıştır.

Anahtarlama sinyalinin temel bileşeninde gözlemlenen duruma, FB'nin kondansatörle oluşturduğu LC devresi rezonansının etkisini incelemek amacıyla yapılan benzetim sonucu Şekil 4.24'te verilmektedir.



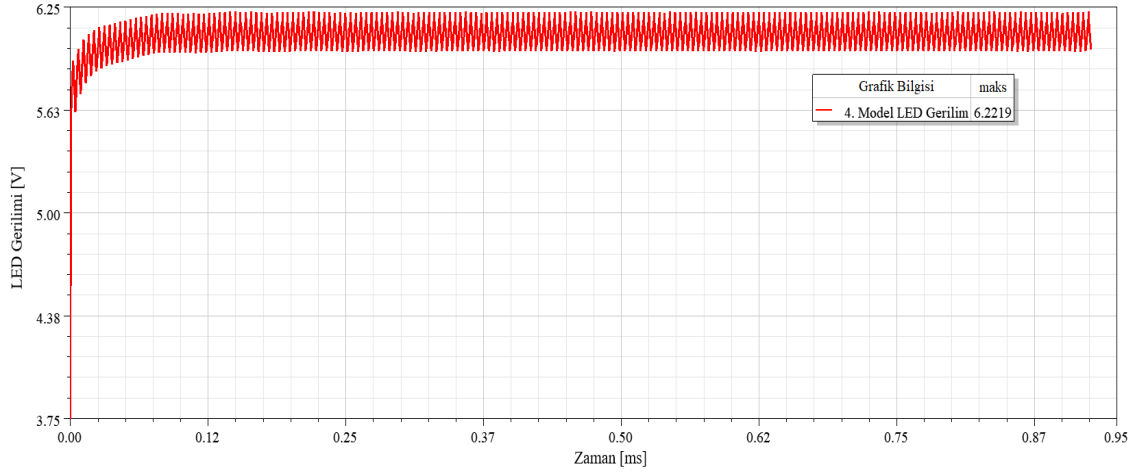
**Şekil 4.24.** Üçüncü modelde oluşan FB – kondansatör devresinin rezonans analizi

Benzetim sonucunda görüldüğü üzere, merkez frekans 170,530 kHz’de tespit edilmiştir. Rezonans etkisiyle anahtarlama frekansında 5,570  $dB\mu V$  gerilim artışı yaşandığı gözlemlenmiştir. Bu değer FB’nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonların maksimum emisyon seviyeleri arasındaki fark ile örtüşmüş ve rezonansın emisyon üzerinde etkili olduğunu göstermiştir.

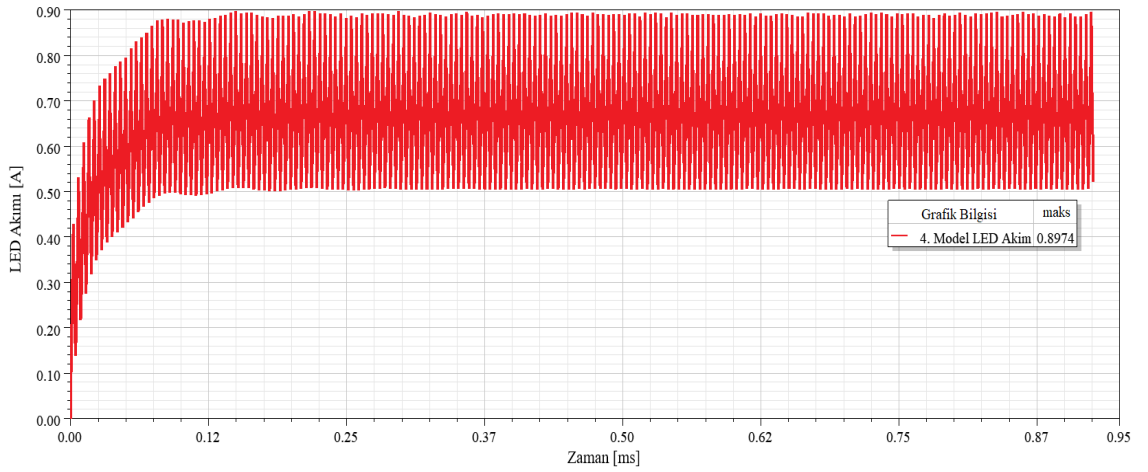
SPICE model dosyalarında parazitik endüktans ve kapasitansların varlığı rezonans frekansında ilk iki modele kıyasla farklılık oluşturmuş ve gerilim artış miktarını etkilemiştir. Ayrıca rezonans sonucunda oluşan gerilim artış miktarı, ilk iki modelle karşılaştırıldığında CE seviyesindeki değişim miktarını açıklamaktadır.

#### 4.2.4. Dördüncü model bulguları

Dördüncü modelin benzetim sonuçlarından elde edilen LED gerilim ve akım grafikleri Şekil 4.25 ve 4.26’da verilmektedir.



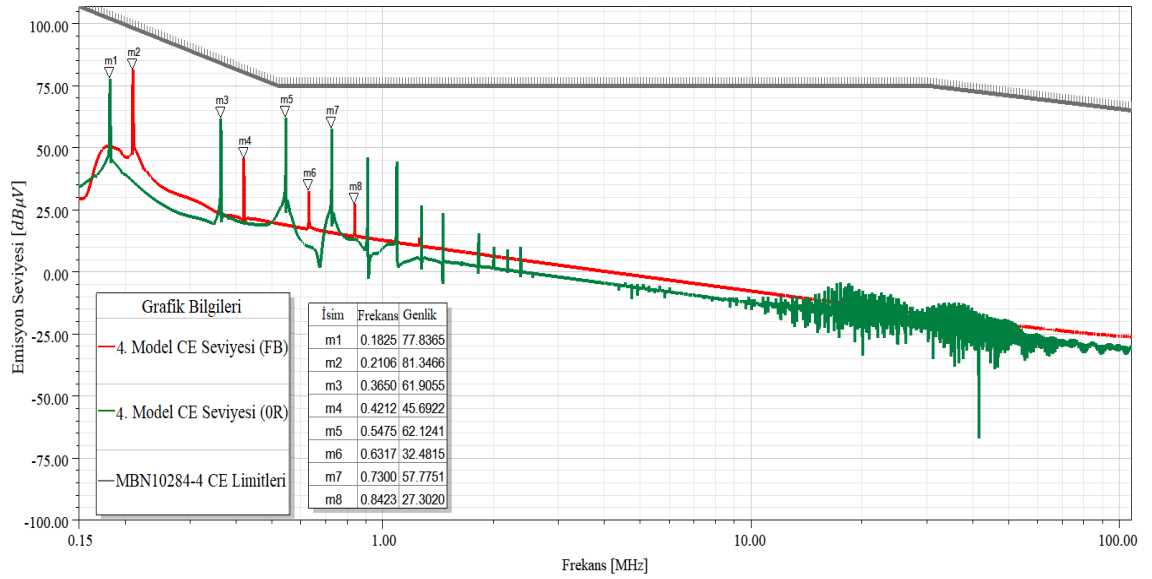
**Şekil 4.25.** Dördüncü model için LED gerilimi



**Şekil 4.26.** Dördüncü model için LED akımı

Sonuçlar incelendiğinde LED gerilimi maksimum 6,222 V olarak ölçülürken, LED akımı 0,897 A olarak tespit edilmiştir. Bulguların LED için istenen değerleri sağladığı görülmüş ve modelin doğruluğu tespit edilmiştir.

Dördüncü modelin FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlarına ait CE testi benzetim sonuçları Şekil 4.27'de birlikte verilmiştir. Kırmızı renk FB'nin yer aldığı konfigürasyonu, yeşil renk ise FB'nin yer almadığı konfigürasyonu ifade etmektedir.



**Şekil 4.27.** Dördüncü model CE testi benzetim sonuçları (FB)

En yüksek CE seviyesi, beklenildiği gibi anahtarlama frekanslarında gerçekleşmiş olup, FB'nin yer aldığı konfigürasyonda, 210,583 kHz'de görülürken yer almadığı konfigürasyonda ise 182,505 kHz'de gözlemlenmiştir. FB'nin yer aldığı konfigürasyon için maksimum emisyon seviyesi 81,347 dB $\mu$ V olarak ölçülürken, yer almayan konfigürasyonda 77,837 dB $\mu$ V olarak tespit edilmiştir.

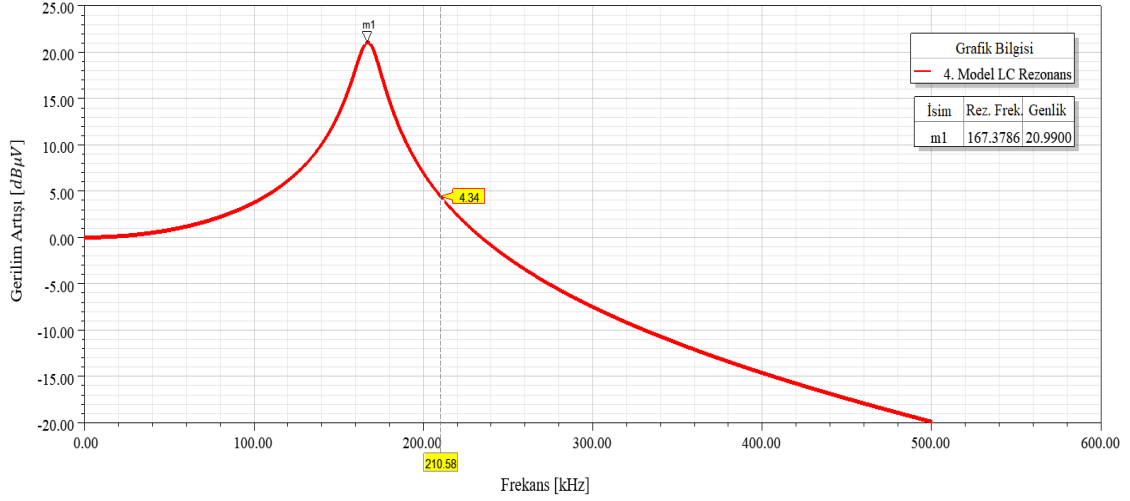
Anahtarlama sinyalinin tek ve çift harmoniklerinin, CE seviyesinde Denklem 3.16'dan da anlaşılacağı üzere frekans yükseldikçe genlik değeri azalan pikler oluşturduğu gözlemlenmiştir.

Sonuçlardan görüldüğü üzere, FB'nin yer aldığı konfigürasyon anahtarlama sinyalinin temel bileşeni dışındaki frekanslarda, yer almadığı konfigürasyona göre daha düşük emisyon seviyesine sahip tasarım olmuştur. FB elemanın empedans değerinin frekans yükseldikçe büyümesi sebebiyle yer aldığı konfigürasyonun CE seviyesinde düşüş yaşanmıştır.

Bulgular diğer modellerle karşılaştırıldığında FB'nin yer almadığı konfigürasyonlar arasında en yüksek emisyon seviyesine sahip tasarım dördüncü model olarak gözlemlenmiştir. Bu duruma PCB bileşenleri sonucu artan parazitik endüktanslar,

kapasitanslar ve kuplaj mekanizmaları kaynaklı oluşan DM ve CM gürültüleri neden olarak gösterilebilir.

Anahtarlama sinyalinin temel bileşeninde gözlemlenen duruma, FB'nin kondansatörle oluşturduğu LC devresi rezonansının etkisini incelemek amacıyla yapılan benzetim sonucu Şekil 4.28'de verilmektedir.



**Şekil 4.28.** Dördüncü modelde oluşan FB – kondansatör devresinin rezonans analizi

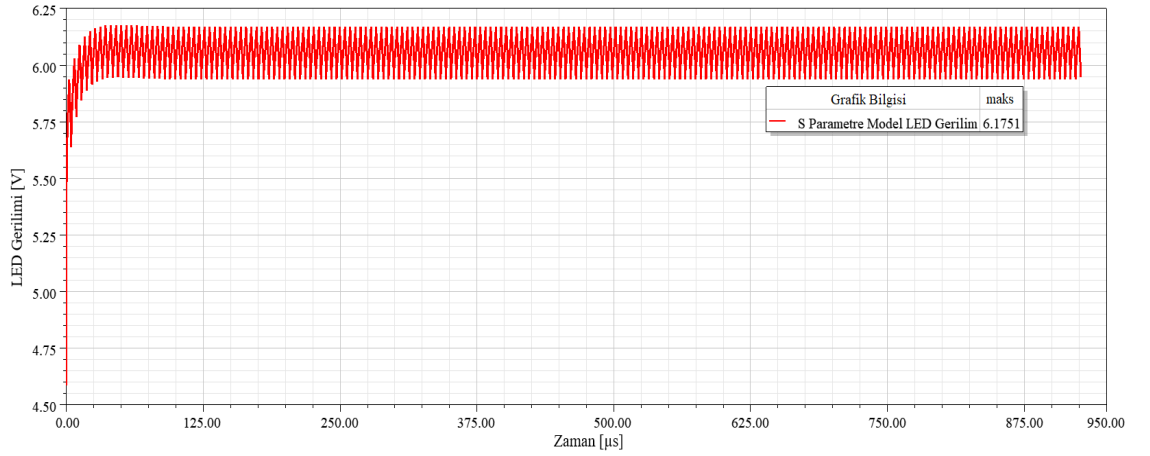
Benzetim sonucunda görüldüğü üzere, merkez frekans 167,379 kHz'de tespit edilmiştir. Rezonans sonucunda anahtarlama frekansında 4,337 dBµV gerilim artışı yaşandığı gözlemlenmiştir. Bu değer FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonların maksimum emisyon seviyeleri arasındaki fark ile örtüşmüş ve rezonansın emisyon üzerinde etkili olduğunu göstermiştir.

PCB bileşenlerinden kaynaklı parazitik endüktans ve kapasitansların modele dahil edilmesiyle rezonans frekansında diğer modellere kıyasla farklılık oluşmuştur. Ayrıca rezonans sonucunda oluşan gerilim artış miktarı, üç modelle karşılaştırıldığında CE seviyesindeki değişim miktarını da açıklamaktadır. Ek olarak gerilim artış miktarında, PCB bileşenlerinden kaynaklı eklenen direnç etkilerinden dolayı diğer modellere kıyasla düşüş yaşanmıştır.

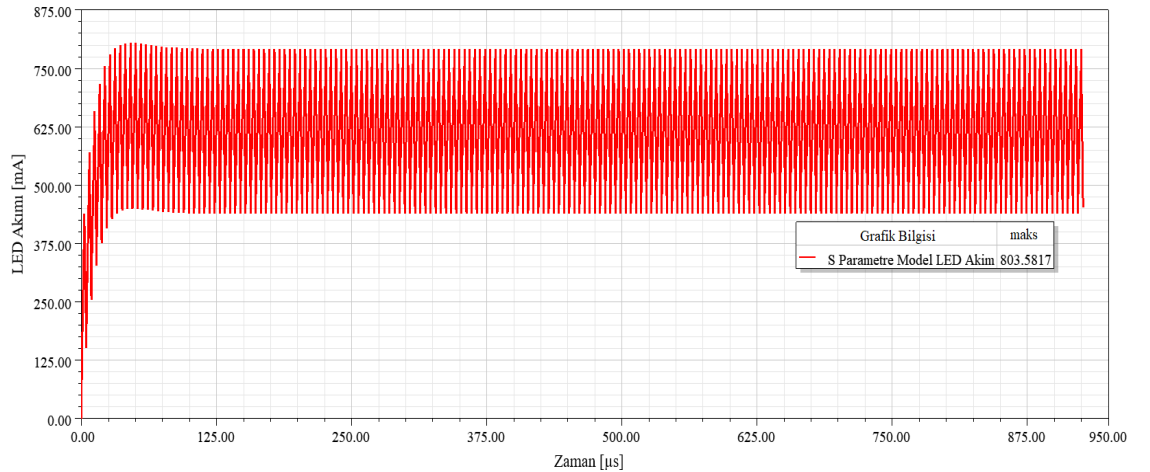
### 4.3. LED Sürücü Modülü PCB'sinin RE Testi Benzetim Bulguları

Bu bölümde öncelikle Bölüm 3.8.13'te verilen teknikle modellenen LED sürücü modülü PCB'sine SPICE modellerin dahil edilmesiyle oluşan yapı için gerçekleştirilen geçici hal benzetimi incelenmektedir. Bu analizler sayesinde LED akım ve gerilim grafikleri elde edilerek model performansı değerlendirilmiştir.

Modele ait benzetim sonuçlarından elde edilen LED gerilim ve akım grafikleri Şekil 4.29 ve 4.30'da verilmektedir.



Şekil 4.29. S parametre modeli için LED gerilimi

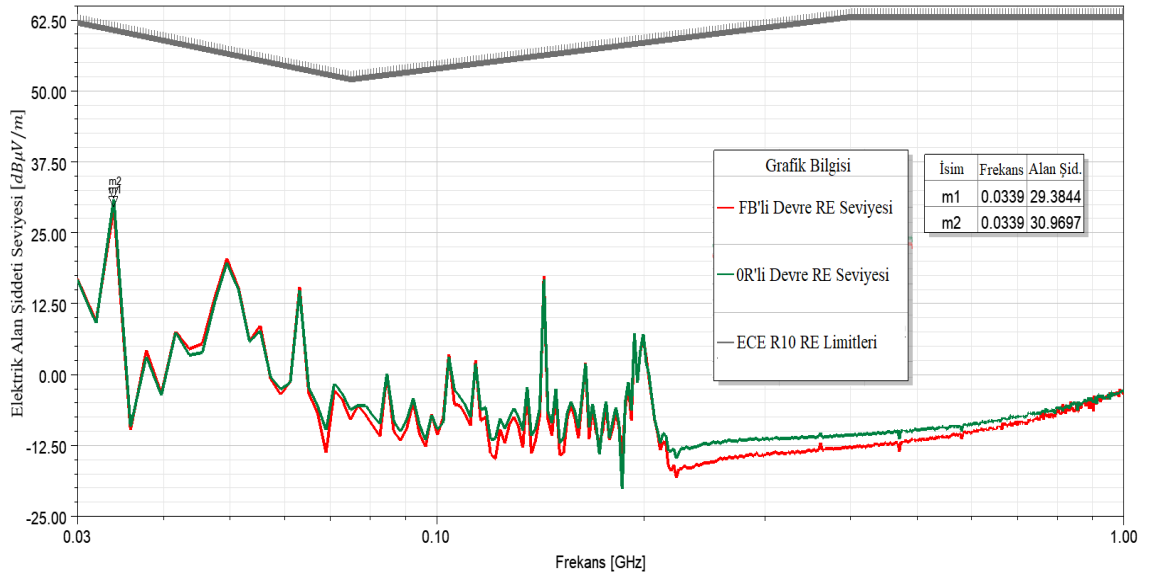


Şekil 4.30. S parametre modeli için LED akımı

Sonuçlar incelendiğinde, LED gerilimi maksimum 6,175 V olarak ölçülürken LED akımı 0,803 A olarak tespit edilmiştir. Bulguların LED için istenen değerleri sağladığı görülmüş ve modelin doğruluğu tespit edilmiştir.

Daha sonra FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlar için SIWave yazılımında gerçekleştirilen uzak alan analizi sonuçları ile elde edilen RE seviyeleri ECE R10'da belirtilen 30 MHz – 1 GHz frekans aralığı için incelenmiş ve karşılaştırılmıştır.

FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlara ait RE testi benzetim sonuçları Şekil 4.31'de birlikte verilmiştir. Kırmızı renk FB'nin yer aldığı konfigürasyonu, yeşil renk ise FB'nin yer almadığı konfigürasyonu ifade etmektedir.



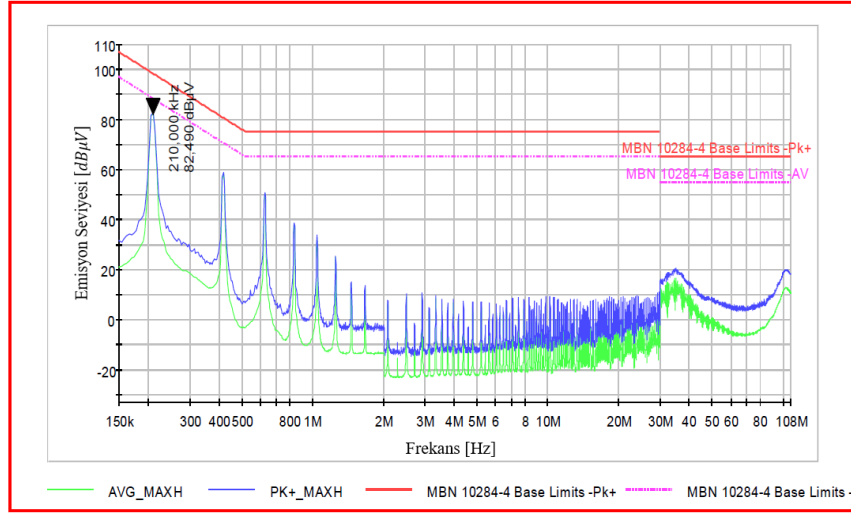
**Şekil 4.31.** FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlara ait RE testi benzetim sonuçları

Benzetim sonuçları incelendiğinde, en yüksek RE seviyesi FB'nin yer aldığı modelde 33,9 MHz'de 29,374 dBµV/m olarak ölçülürken yer almadığı modelde 33,9 MHz'de 30,970 dBµV/m olarak tespit edilmiştir. Burada FB elemanının, yayılan emisyon seviyesini 1,596 dBµV/m düşürdüğü gözlemlenmiştir. Buna sebep olarak kullanılan FB'nin RE'nin etkin olduğu frekans bölgesinde yüksek empedans değerine sahip olması gösterilebilir.

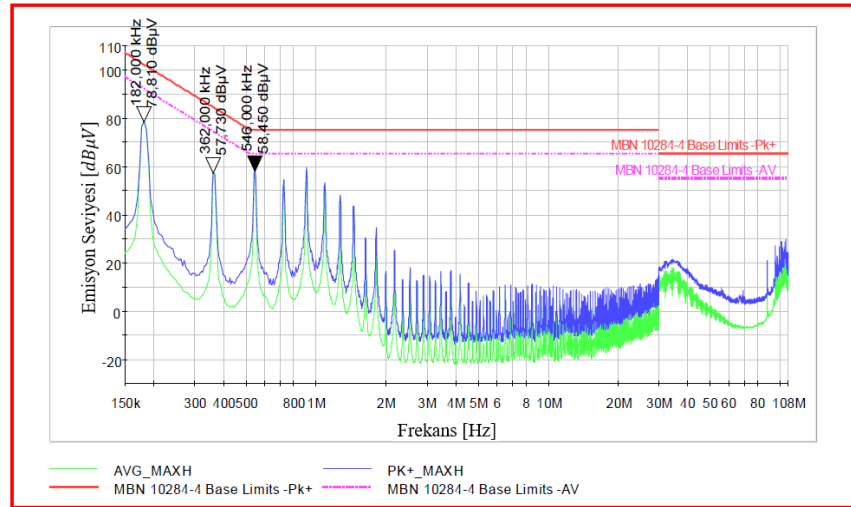
#### 4.4. Ürün EMC Test Sonuçları ve Benzetimlerle Karşılaştırılması

Bu bölümde, tez çalışması kapsamında incelenen bir binek araca ait ön sis lambası ürünü için gerçekleştirilen EMC testlerinin sonuçları incelenmektedir. Elde edilen bulgular benzetimlerle karşılaştırılarak model performansları ve benzetim başarıları değerlendirilmiştir.

FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlar için CE testi sonuçları Şekil 4.32 ve 4.33'te verilmektedir.



Şekil 4.32. CE testi sonuçları (FB)

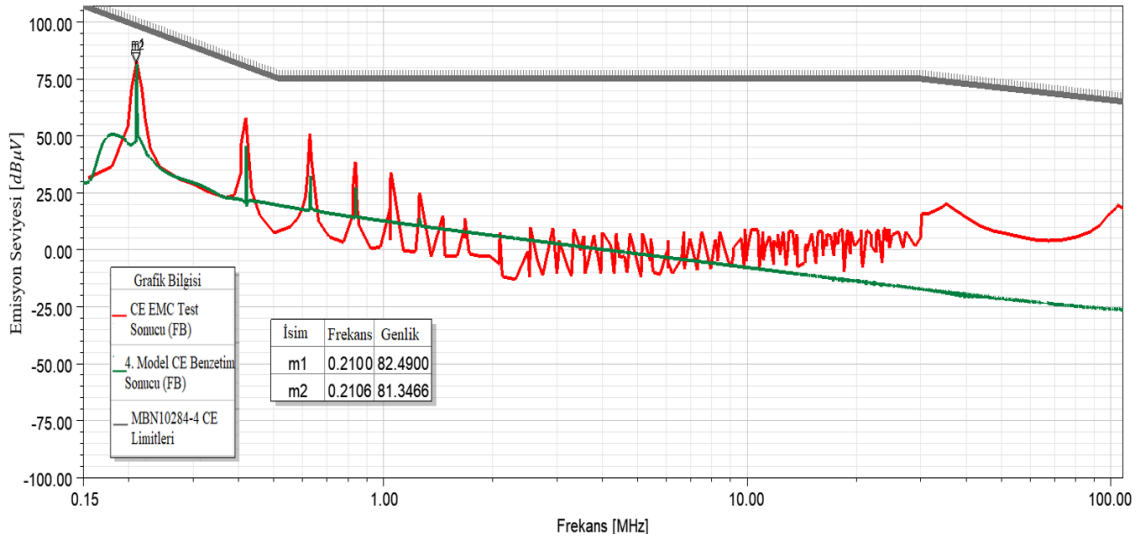


Şekil 4.33. CE testi sonuçları (0R)

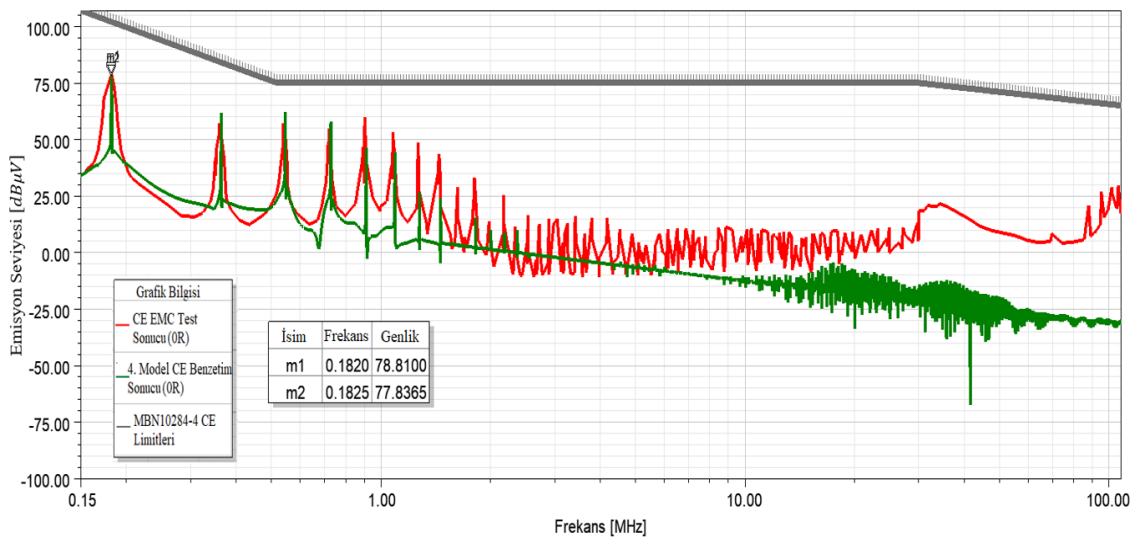


Sonuçlar incelendiğinde, FB'nin yer aldığı konfigürasyon için en yüksek CE değeri 210 kHz'de 82,490 dB $\mu$ V olarak ölçülürken yer almadığı konfigürasyonda 182 kHz'de 78,810 dB $\mu$ V olarak ölçülmüştür. Sonuçların müşteri şartnamesi olan MBN10284-4'te belirtilen limit değerlerin altında kaldığı gözlemlenmiştir.

Test sonuçları, PCB bileşenlerini içerdiğinden gerçeğe en yakın model olan dördüncü modelin benzetim sonuçları ile Şekil 4.34 ve 4.35'te karşılaştırılmıştır. Kırmızı renk EMC test sonuçlarını temsil ederken yeşil renk ise benzetim sonuçlarını ifade etmektedir.



**Şekil 4.34.** CE EMC testi ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması (FB)

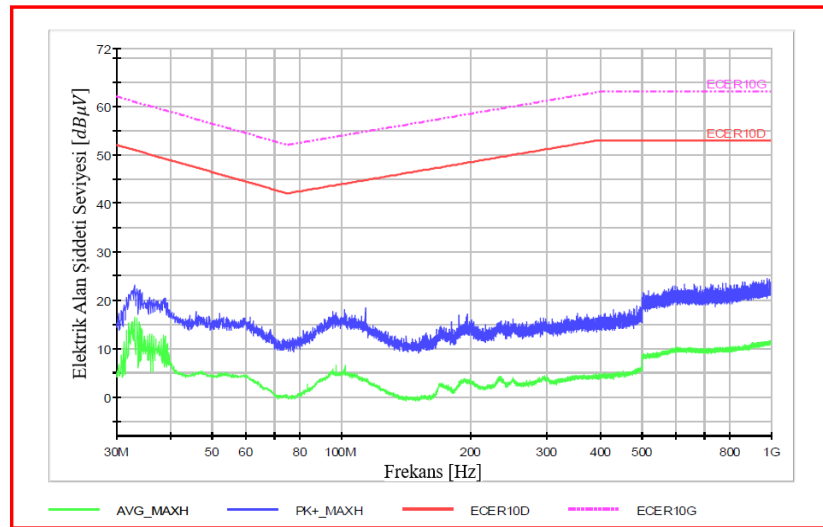


**Şekil 4.35.** CE EMC testi ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması (OR)

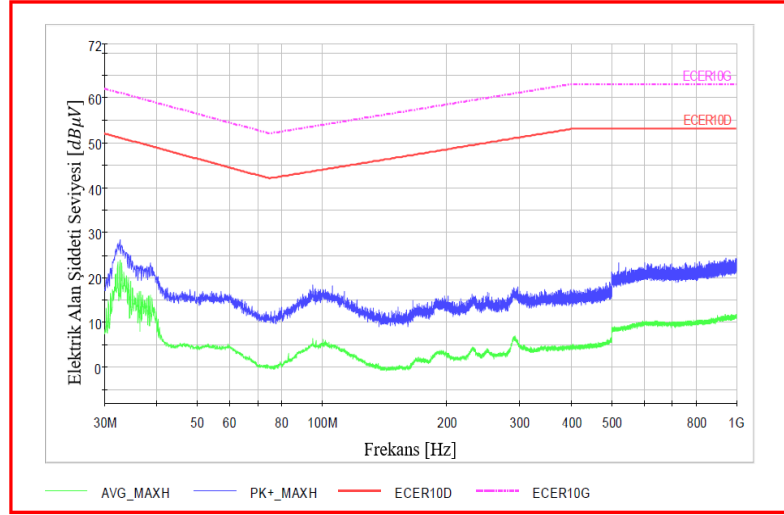
Her iki konfigürasyon için maksimum emisyon seviyesinin gözlemlendiği frekanslar ve harmonik frekansları aynıdır. Maksimum emisyon seviyeleri arasında FB'nin yer aldığı konfigürasyonda 1,143  $dB\mu V$ , yer almadığı konfigürasyonda ise 0,973  $dB\mu V$  fark tespit edilmiştir. Sonuçlar arasında oluşan farklara neden olarak ise, konektörlerin, PCB muhafazasının, testte kullanılan kablo ve ölçüm ekipman modellerinin benzetime dahil edilmemiş olması gösterilebilir. Bulgular CE ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçları ile paralel olduğunu göstermekte ve bu da benzetim başarısını ortaya koymaktadır.

Ayrıca FB'nin yer aldığı konfigürasyonun daha yüksek CE seviyesine sahip tasarım olduğu test sonuçlarıyla da gözlemlenmiştir. Bu durum neticesinde de güç hattında yer alan FB - kondansatör kaynaklı oluşan LC rezonansının CE seviyesini artırdığı doğrulanmıştır.

FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlar için RE testi sonuçları Şekil 4.36 ve 4.37'de verilmektedir.



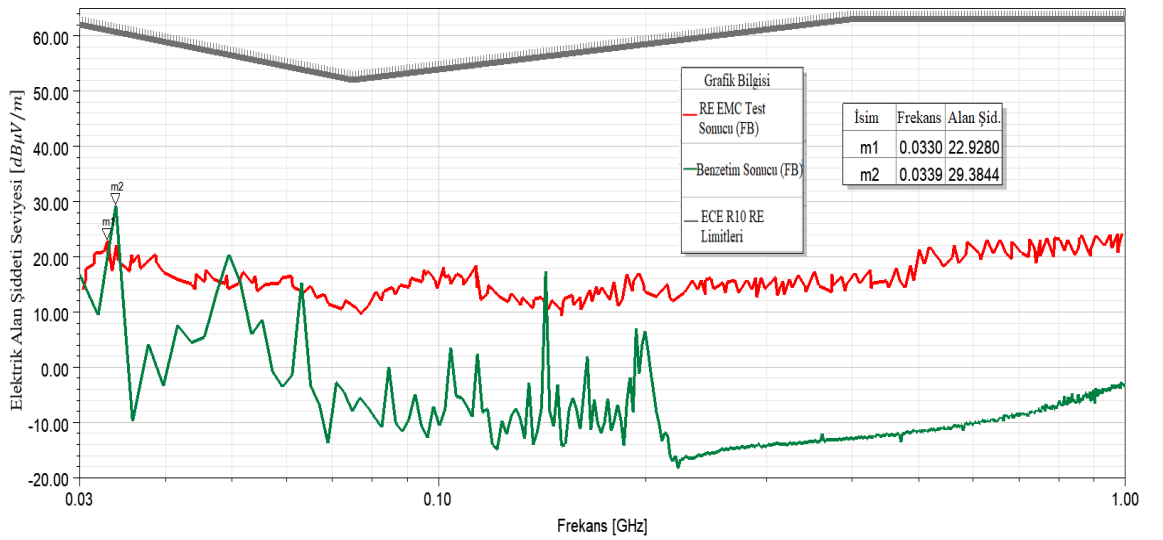
Şekil 4.36. RE testi sonuçları (FB)



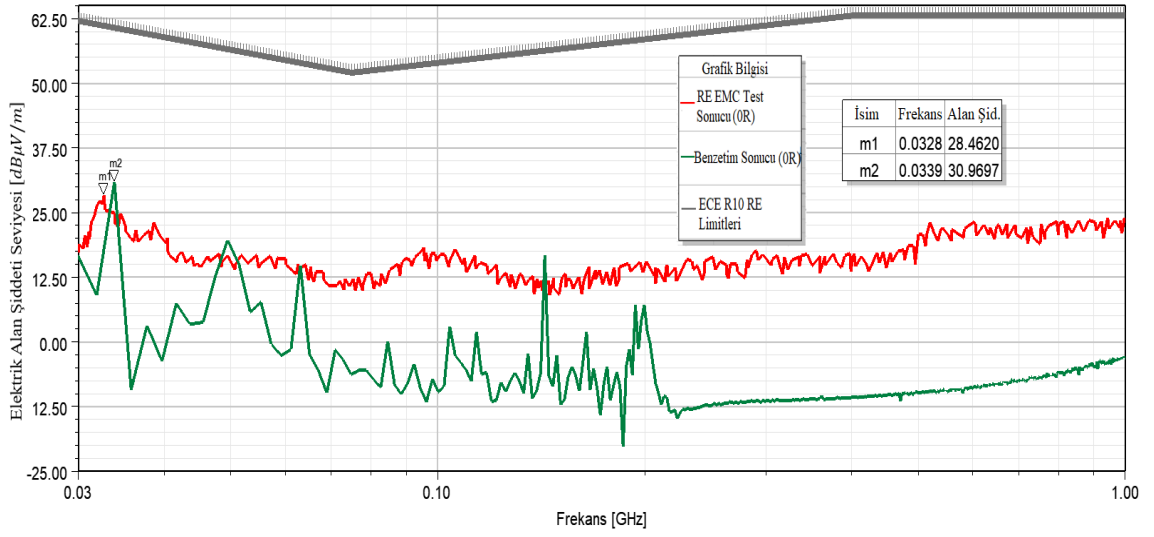
Şekil 4.37. RE testi sonuçları (0R)

Sonuçlar incelendiğinde, FB'nin yer aldığı konfigürasyon için en yüksek RE değeri 33,023 MHz'de 22,928 dBµV/m olarak ölçülürken yer almadığı konfigürasyonda 32,758 MHz'de 28,462 dBµV/m olarak ölçülmüştür. İki konfigürasyon için de sonuçlar ECE R10 şartnamesinde belirtilen limit değerlerin altında kalmıştır.

Test sonuçları benzetim sonuçları ile Şekil 4.38 ve 4.39'da karşılaştırılmıştır. Kırmızı renk EMC test sonuçlarını temsil ederken yeşil renk ise benzetim sonuçlarını ifade etmektedir.



Şekil 4.38. RE EMC testi ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması (FB)



**Şekil 4.39.** RE EMC testi ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması (OR)

En yüksek emisyon değerlerinin ölçüldüğü frekanslar arasında FB'nin yer aldığı konfigürasyon için 0,877 MHz, yer almadığı konfigürasyon için ise 1,142 MHz fark olduğu gözlemlenmiştir. Emisyon değerleri incelendiğinde ise FB'nin yer aldığı konfigürasyon için 6,446  $dB\mu V/m$ , yer almadığı konfigürasyon için ise 2,507  $dB\mu V/m$  fark tespit edilmiştir. Sonuçlar arasında oluşan farklara neden olarak ise yarı yankısız odanın, testte kullanılan anten ve kabloların üç boyutlu (3D) modellerinin benzetime dahil edilmemiş olması gösterilebilir. Bulgular RE ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçları ile paralel olduğunu göstermekte ve bu da benzetim başarısını ortaya koymaktadır.

Ayrıca FB'nin yer aldığı konfigürasyonun daha düşük RE seviyesine sahip tasarım olduğu test sonuçları ile de gözlemlenmiştir. Elde edilen bulgular FB elemanının RE seviyesini azaltmada rol oynayabileceğini doğrulamıştır.

## 5. SONUÇ

Bu tez çalışması kapsamında bir binek araca ait ön sis lambasının anahtarlama güç dönüştürücü içeren LED sürücü modülü PCB'sinin elektriksel eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur. Sonrasında CISPR 25'te tanımlanan CE ve RE testleri benzetim programlarında analiz edilmiş ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

Literatürden farklı olarak, EMI filtre görevindeki SMT FB'nin çalışma frekansından daha düşük frekans bölgesindeki endüktif davranışı sonucu kondansatörlerle oluşturabileceği rezonansların CE üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bu amaçla, sürücü modülü güç hattında FB'nin yer aldığı ve almadığı iki farklı devre konfigürasyonu tasarlanmış ve üretilmiştir. CE testleri benzetim programında analiz edilerek ve deneysel olarak gerçekleştirilerek karşılaştırılmış ve yorumlanmıştır. Ek olarak, FB'nin RE üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu amaçla FB'nin yer aldığı ve almadığı iki ayrı devre konfigürasyonunun benzetim programında modelleri oluşturulmuştur. RE testleri benzetim programında analiz edilerek ve deneysel olarak gerçekleştirilerek karşılaştırılmış ve yorumlanmıştır.

LED sürücü modülü PCB'sinde yer alan pasif ve aktif elemanlar ürün bilgi sayfası verileri kullanılarak yapılan hesaplamalarla modellenmiştir. Oluşturulan modellerin performansı, üretici tarafından paylaşılan SPICE modellerle gerçekleştirilen benzetimler sonucu elde edilen frekans - empedans ve gerilim - akım eğrileri üzerinden değerlendirilmiştir. Karşılaştırma sonuçları, SPICE modeli paylaşılmayan elemanların eşdeğer devre modellerinin ürün bilgi sayfasında verilen elektriksel ve fiziksel özellikler kullanılarak oluşturulabileceğini göstermiştir.

İncelenen kartın elektriksel eşdeğer modeli, eleman parametreleri ve PCB bileşenlerinin etkilerini gözlemlemek ve karşılaştırmak amacıyla dört farklı konfigürasyonda benzetim programında tasarlanmıştır. Ek olarak her bir model, FB'nin yer aldığı ve almadığı iki ayrı konfigürasyon için incelenmiştir.

İlk model, aktif ve pasif elemanların ürün bilgi sayfalarında paylaşılan veriler kullanılarak oluşturulan eşdeğer devre şemalar ile tasarlanmıştır. İkinci modelde, ilk modeldeki aktif

elemanlar için SPICE modeller kullanılırken pasif elemanların modellerinde değişiklik yapılmamıştır. Üçüncü model, aktif ve pasif elemanların her ikisi için de SPICE modeller kullanılarak oluşturulmuştur. Dördüncü ve son modelde ise üçüncü modele PCB bileşenlerinin (yollar, padler, düzlemler, delik içi kaplamalar ve kuplaj mekanizmaları) elektriksel eşdeğer devreleri eklenmiş ve nihai tasarım oluşturulmuştur. Burada incelenen PCB’de kullanılan AL8860Q entegresinin SPICE modeli şifreli olduğundan ürün bilgi sayfası referans alınarak MOSFET elemanı ile modelleme gerçekleştirilmiştir. İkinci, üçüncü ve dördüncü modelde MOSFET için SPICE dosyası kullanılırken, birinci modelde MOSFET eşdeğer devre modelinden faydalanılmıştır.

Tasarlanan modeller için düşürücü dönüştürücü anahtarlama frekansı ve darbe genişliği süresi LED sürücü modülü üzerinden alınan ölçümlerle belirlenmiştir. Anahtarlama frekansı FB’nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlar için sırasıyla 210,582 kHz ve 182,501 kHz olarak ölçülmüştür. Darbe genişliği süresi ise iki konfigürasyon için sırasıyla 2,744  $\mu$ s ve 3,112  $\mu$ s olarak ölçülmüştür.

Çalışmada kullanılan dört model, CADENCE şirketinin OrCAD PSpice yazılım ortamında oluşturulmuştur. LISN cihazının CISPR 25’te tanımlanan elektriksel eşdeğer modeli ve 13,5 V batarya bağlantısı da tasarımlara eklenmiştir. Öncelikle geçici hal analizi benzetimi ile LED gerilim ve akım grafikleri elde edilmiştir. Sonuçlar sürücü modülünde yer alan LED için belirlenen gereksinimlerle karşılaştırılmış, 6,2 V gerilim 0,8 A akım değerlerinin sağlandığı gözlemlenmiştir. Bulgular neticesinde dört modelin doğruluğu tespit edilmiştir.

Daha sonra her modelin FB’nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonları için CE testi benzetimleri 1 ms süren ve 1 ns adım aralıklı geçici hal analizi ile gerçekleştirilmiş ve CISPR 25’te belirtilen 150 kHz – 108 MHz frekans aralığı için incelenmiştir. Tüm modellerde en yüksek CE seviyesi beklenildiği gibi anahtarlama frekanslarında gerçekleşmiştir. FB’nin yer aldığı konfigürasyonda 210,583 kHz’de görülürken yer almadığı konfigürasyonda ise 182,505 kHz’de gözlemlenmiştir. Oluşturulan devrelerde, FB’nin yer aldığı konfigürasyonlarda maksimum emisyon seviyeleri ilk model için 80,520  $dB\mu V$ , ikinci model için 80,479  $dB\mu V$ , üçüncü model için 82,800  $dB\mu V$  ve

dördüncü model için  $81,347 \text{ dB}\mu\text{V}$  olarak bulunmuştur. FB'nin yer almadığı konfigürasyonlarda ise ilk model için  $77,231 \text{ dB}\mu\text{V}$ , ikinci model için  $77,052 \text{ dB}\mu\text{V}$ , üçüncü model için  $77,766 \text{ dB}\mu\text{V}$  ve dördüncü model için  $77,837 \text{ dB}\mu\text{V}$  olarak tespit edilmiştir.

FB'nin yer almadığı konfigürasyonlarda CE seviyesinin en yüksek dördüncü modelde olduğu gözlemlenmiştir. Bu duruma, PCB bileşenleri sonucu artan parazitik endüktanslar, kapasitanslar ve kuplaj mekanizmaları kaynaklı oluşan istenmeyen DM ve CM gürültüleri neden olarak gösterilmiştir.

FB'nin yer aldığı modellerin, yer almayan modellere kıyasla yüksek frekanslarda daha düşük, alçak frekanslarda ise daha yüksek emisyon seviyelerine sahip olduğu gözlemlenmiştir. Yüksek frekanslarda FB rezistif karakteristiğe sahip olduğundan, FB'nin yer almadığı konfigürasyona göre emisyon bastırma performansı daha iyi sonuç vermiştir.

Düşük frekanslarda yaşanan durumu açıklamak amacıyla BLM31PG121SN1 kodlu FB ile GCM21BC72A105KE36 kodlu  $1 \mu\text{F}$  dekuplaj kondansatörünün dört modelde oluşturduğu LC rezonans devrelerinin benzetimleri incelenmiştir. İlk iki modelde pasif elemanlarda değişiklik yapılmadığından toplamda üç farklı LC rezonans eşdeğer devresi oluşmuştur. Modellerin  $1 \text{ Hz} - 500 \text{ kHz}$  aralığı için AC tarama analizi ile benzetimleri gerçekleştirilmiş ve frekans tepkileri araştırılmıştır. Benzetim sonuçları incelendiğinde LC rezonansları  $210,583 \text{ kHz}$ 'de, ürün bilgi sayfası verileriyle modellenen elemanlardan oluşan ilk devrede %335,3'lük gerilim artışına neden olurken SPICE modellerden oluşan ikinci devrede %557'lik gerilim artışı oluşturmuştur. PCB bileşenlerinin dahil edilmesiyle oluşan üçüncü devrede ise rezonans sonucu %433,7'lik gerilim artışı yaşanmıştır.

Elde edilen bulgular, dört model için de FB – kondansatör yapısından ortaya çıkan LC rezonanslarının anahtarlama frekansında gürültü gerilimlerini artırdığını ve bunun sonucunda da CE seviyelerinin yükseldiğini göstermiştir. Aynı zamanda bulgular, dört modelin FB'nin yer aldığı ve almadığı konfigürasyonlarında ve modellerin FB'nin yer

aldığı konfigürasyonları arasında ölçülen emisyon seviyeleri arasındaki değer farklarını açıklamaktadır.

LED sürücü modülünün RE testi benzetimi için ANSYS şirketinin 3D analizleri destekleyen SIWave ve Electronic Desktop yazılımlarından faydalanılmıştır. SIWave yazılımında, incelenen PCB'nin güç ve toprak hattı için portlar oluşturularak 1 Hz – 1 GHz frekans aralığında s parametre benzetimi gerçekleştirilmiş ve yapının frekansa göre davranışı modellenmiştir. Oluşturulan model Electronic Desktop yazılımına aktarılmış ve portlara modülde yer alan aktif ve pasif elemanların bağlantıları gerçekleştirilmiştir. Ayrıca kullanılan FB'nin yayılan emisyonları azaltma performansını değerlendirmek için FB'nin yer aldığı ve almadığı iki konfigürasyon oluşturulmuştur. Geçici hal analizi ile portlarda oluşan gerilim - akım değerleri elde edilmiş ve uzak alan benzetimi için SIWave'e aktarılmıştır. Burada ECE R10'da belirtilen 30 MHz – 1 GHz frekans aralığı için uzak alan benzetimi her iki konfigürasyona uygulanmış ve PCB'den yayılan maksimum elektrik alan şiddeti seviyesi ölçülmüştür.

Benzetim sonuçları incelendiğinde, en yüksek RE seviyesi FB'nin yer aldığı modelde 33,9 MHz'de  $29,374 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$  olarak bulunurken yer almadığı modelde 33,9 MHz'de  $30,970 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$  olarak tespit edilmiştir. Burada EMI filtre olarak görev yapan FB'nin işlevini yerine getirdiği ve RE seviyesini yer almadığı konfigürasyona göre yaklaşık %5 oranında azalttığı gözlemlenmiştir. Buna sebep olarak kullanılan FB'nin RE'nin etkin olduğu frekans bölgesinde yüksek empedans değerine sahip olması gösterilmiştir.

Son olarak FB'nin yer aldığı ve almadığı iki konfigürasyonda hazırlanan PCB'lerin CISPR 25 standardına göre CE ve RE EMC testleri yarı yankısız odada gerçekleştirilmiştir. CE testi sonuçları incelendiğinde FB'nin yer aldığı konfigürasyon için en yüksek CE değeri 210 kHz'de  $82,490 \text{ dB}\mu\text{V}$  olarak ölçülürken, yer almadığı konfigürasyonda 182 kHz'de  $78,810 \text{ dB}\mu\text{V}$  olarak ölçülmüştür. Sonuçların müşteri şartnamesi olan MBN10284-4'te belirtilen limit değerlerin altında kaldığı gözlemlenmiştir.



CE ölçüm sonuçları benzetim sonuçları ile paralellik göstermiş ve FB'nin yer aldığı konfigürasyon daha yüksek CE seviyesine sahip tasarım olmuştur. Bulgular neticesinde FB - kondansatör kaynaklı oluşan LC rezonansının CE seviyesini artırdığı doğrulanmıştır. Ölçümler ve benzetim sonuçları, incelenen karta en yakın tasarım olan dördüncü model için karşılaştırıldığında en yüksek emisyon değerlerinin ölçüldüğü frekansların aynı olduğu gözlemlenmiştir. Emisyon değerleri incelendiğinde ise ölçüm sonuçları ile benzetim sonuçlarının yaklaşık %99 oranında benzer olduğu gözlemlenmiştir. Bu durum CE testi için hazırlanan benzetim modelinin başarısını ortaya koymakta ve bilgisayar ortamında yapılan analizler aracılığıyla ilgili test için tahminlemenin mümkün olduğunu göstermektedir.

RE testi sonuçları incelendiğinde FB'nin yer aldığı konfigürasyon için en yüksek RE değeri 33,023 MHz'de 22,928  $dB\mu V/m$  olarak ölçülürken yer almadığı konfigürasyonda 32,758 MHz'de 28,462  $dB\mu V/m$  olarak ölçülmüştür. İki konfigürasyon için de sonuçlar ECE R10'da belirtilen limit değerlerin altında kalmıştır.

RE ölçüm sonuçları da benzetim sonuçları ile paralellik göstermiş ve FB'nin yer aldığı konfigürasyon daha düşük RE seviyesine sahip tasarım olmuştur. Elde edilen bulgular FB elemanının RE seviyesini azaltmada rol oynayabileceğini doğrulamıştır. Ölçümler ve benzetim sonuçları karşılaştırıldığında, en yüksek emisyon değerlerinin ölçüldüğü frekansların yaklaşık %97 oranında benzer olduğu gözlemlenmiştir. Emisyon değerleri incelendiğinde ise FB'nin yer almadığı konfigürasyon için yaklaşık %92 oranında benzerlik sağlanırken yer aldığı konfigürasyonda bu oran yaklaşık %78 olarak gözlemlenmiştir. Bu duruma neden olarak ise yarı yankısız odanın, testte kullanılan anten ve kabloların 3D modellerinin benzetime dahil edilmemiş olması gösterilmiştir. Elde edilen bulgular bilgisayar ortamında yapılan analizler aracılığıyla RE testi için de tahminlemenin mümkün olduğunu göstermiştir.

## KAYNAKLAR

- Alexander, C. K., & Sadiku, M. N. O. (2007). *Fundamentals of Electric Circuits* (3. baskı). McGraw Hill.
- Altera. (2009). *AN 583: Designing Power Isolation Filters with Ferrite Beads for Altera FPGAs*.
- Analog Devices. (2015). *AN-1368 Ferrite Bead Demystified*. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1368.pdf>
- Arı, N., & Özen, Ş. (2008). *Elektromanyetik Uyumluluk* (1. baskı). Palme Yayıncılık.
- Bacmaga, J., Stimac, H., Gillon, R., & Baric, A. (2020). High-Frequency Characterization and Parametrized Modeling of DC-Biased Surface-Mount Ferrite Beads for EMI Suppression Applications. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 62(6), 2793–2803. <https://doi.org/10.1109/TEMPC.2020.2996310>
- Bishnoi, H. (2013). *Behavioral EMI models of switched power converters behavioral EMI models of switched power converters*. Virginia Polytechnic Institute and State University.
- Bodake, V. V., Gupta, S., Bhat, S., & D, V. R. (2019). Modelling and Simulation of Conducted Emission For Electronic Control Module. *2019 IEEE 5th Global Electromagnetic Compatibility Conference (GEMCCON)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/GEMCCON48223.2019.9132821>
- Caniggia, S., & Maradei, F. (2008). *Signal Integrity and Radiated Emission of High-Speed Digital Systems* (1. baskı). John Wiley & Sons, Inc. <https://doi.org/10.1002/9780470772874>
- Çevik, Ö. (2021). *Binek araçların sinyal lambalarının sürücü devre kartlarında elektromanyetik girişim analizi ve optimizasyonu*. Bursa Uludağ Üniversitesi.
- CISPR 25. (2017). *BS EN 55025, Vehicles , boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection*.
- Comin, R., Ferreira, S. B., & Rhod, E. L. (2019). A Simulation Methodology to Evaluate Electromagnetic Compatibility in Printed Circuit Boards. *2019 4th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/INSCIT.2019.8868525>
- Coşkun, O., Çevik, Ö., Sağ, E., & Yılmaz, G. (2021). Otomobil Yan Sinyal Lambasının LED Sürücü Kartına Ait İletilen Emisyon Testinin Modellenmesi ve Benzetimi. *10th International Automotive Technologies Congress, OTEKON 2020*, 1536–1545.
- Coşkun, O., Eken, R., Çevik, Ö., & Yılmaz, G. (2022). The effect of ferrite bead on conducted emission in an automotive LED driver module with DC–DC converters. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 113(2), 197–209. <https://doi.org/10.1007/s10470-022-02068-1>
- Cui, Y., Chinthavali, M., & Tolbert, L. M. (2012). Temperature dependent PSpice model of silicon carbide power MOSFET. *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), July 2014*, 1698–1704. <https://doi.org/10.1109/APEC.2012.6166050>

- Damnjanovic, M. S., Zivanov, L. D., Maric, A. M., Radosavljevic, G. J., Menicanin, A. B., Blaz, N. V., & Djuric, S. M. (2010). Characterization of ferrite surface mount bead using S-parameters. *IEEE 8th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics, 142059*, 357–360. <https://doi.org/10.1109/SISY.2010.5647408>
- Durier, A., Marot, C., & Crepel, O. (2013). Using the EM simulation tools to predict the Conducted Emissions level of a DC/DC boost converter: Introducing EBEM-CE model. *2013 9th International Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo)*, 152–157. <https://doi.org/10.1109/EMCCompo.2013.6735191>
- ECE R10. (2019). *Automotive EMC standards*. <https://unece.org/fileadmin/DAM/trans/main/wp29/wp29regs/2019/E-ECE-324-Add.9-Rev.6.pdf>
- Farhadi, A., & Jalilian, A. (2006). Modeling and Simulation of Electromagnetic Conducted Emission Due to Power Electronics Converters. *2006 International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems, 1(5)*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/PEDES.2006.344331>
- Grobler, I. (2016). *Conducted EMC modelling in modern DC-DC power converters*. UNIVERSITY OF PRETORIA.
- Hamza, D. (2011). *Electromagnetic interference mitigation in switched mode power converters using digital sampling techniques*. Queen's University.
- Hanmantrao, P. G., Shingare, P. P., Rajesh, H., Dandge, S., & Mahajan, R. S. (2017). Far field prediction of a PCB using simulation and validation. *2017 International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI)*, 1048–1052. <https://doi.org/10.1109/ICOEI.2017.8300869>
- Hizarci, H., Pekperlak, U., & Arifoglu, U. (2021). Conducted Emission Suppression Using an EMI Filter for Grid-Tied Three-Phase/Level T-Type Solar Inverter. *IEEE Access, 9*(August), 67417–67431. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3077380>
- Johannesson, G., & Fransson, N. (2008). *EMI measurements and modeling of a DC-DC buck converter*. Chalmers University of Technology.
- Johnson, H. W., & Graham, M. (1993). *High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic* (1. baskı). Prentice Hall.
- Karvonen, A. (2011). *EMI from switched converters – simulation methods and reduction techniques*. Chalmers University of Technology Göteborg.
- Kuisma, M. (2003). Variable frequency switching in power supply EMI-control: An overview. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 18*(12), 18–22. <https://doi.org/10.1109/MAES.2003.1259021>
- Li, H., Pommerenke, D., Pan, W., Xu, S., Ren, H., Meng, F., & Zhang, X. (2009). Conducted EMI simulation of switched mode power supply. *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 155–160. <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2009.5284634>
- Maniktala, S. (2012). *Switching Power Supplies A–Z* (2. baskı). Elsevier Ltd.
- Manushyn, I. (2018). *Design and optimization of EMI filters for power electronics systems*. Technical University of Darmstadt.
- MBN10284-2. (2019). *EMC Requirements –Component Tests (Passenger Car and Vans)*.
- Miyashita, T., Nitta, S., & Mutoh, A. (1998). Prediction of noise reduction effect of ferrite beads on electromagnetic emission from a digital PCB. *1998 IEEE EMC Symposium. International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No.98CH36253)*, 2, 866–871. <https://doi.org/10.1109/ISEMC.1998.750321>

- Montrose, M. I. (1998). *Emc and the Printed Circuit Board: Design, Theory, and Layout Made Simple* (1. baskı). John Wiley & Sons, Inc.
- Mrad, P. (2014). *Conducted EMC modeling and EMI filter design for integrated Class-D amplifiers and power converters*. University of Lyon.
- Nayak, B. P. (2020). *Hybrid electromagnetic solvers for EMI / EMC*. Indian Institute of Science.
- Nishiguchi, Y., Kida, Y., & Shiomi, K. (2018). Conducted emissions simulation technology for an inverter device integrated into the motor. *2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, 991–995. <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2018.8393934>
- Ott, H. W. (2009). *Electromagnetic Compatibility Engineering* (1. baskı). John Wiley & Sons, Inc. <https://doi.org/10.1002/9780470508510>
- Paul, C. R. (2006). *Introduction to Electromagnetic Compatibility* (2. baskı). John Wiley & Sons, Inc. <https://doi.org/10.1002/0471758159>
- Rojas, C. A. F. (2011). *Optimization of the design of DC-DC converters for improving the electromagnetic compatibility with the Front-End electronic for the super Large Hadron Collider Trackers*. UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA.
- Rostamzadeh, C., Grassi, F., & Kashefi, F. (2011). Modeling SMT ferrite beads for SPICE simulation. *2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 530–535. <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2011.6038369>
- Shantala, & Sudheer, M. L. (2018). Analysis of Electromagnetic Interference Radiations from the PCB Traces. *2018 International Conference on Recent Trends in Electrical, Control and Communication (RTECC)*, 74–78. <https://doi.org/10.1109/RTECC.2018.8625656>
- Song, C., Kweon, H., Lee, U., Kim, J., Yang, S., & Park, J. (2019). Modeling of conducted EMI noise in an Automotive LED Driver Module with DC/DC Converters. *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 1009–1013. <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2019.8872093>
- Tihanyi, L. (1995). *Electromagnetic Compatibility In Power Electronics* (1. baskı). IEEE Press.
- Vladimirescu, A. (1994). *The Spice Book* (1. baskı). John Wiley & Sons, Inc.
- Wang, S. (2005). *Characterization and cancellation of high-frequency parasitics for EMI filters and noise separators in power electronics applications*. Virginia Polytechnic Institute and State University.
- Weir, S. (2011). PDN application of ferrite beads. *DesignCon 2011, 1*, 801–822.
- Yazdani, M. R., Farzanehfard, H., & Faiz, J. (2011). Classification and Comparison of EMI Mitigation Techniques in Switching Power Converters - A Review. *Journal of Power Electronics, 11(5)*, 767–777. <https://doi.org/10.6113/JPE.2011.11.5.767>
- Zhu, C. (2014). *EMC in power electronics and PCB design*. Clemson University.

## **EKLER**

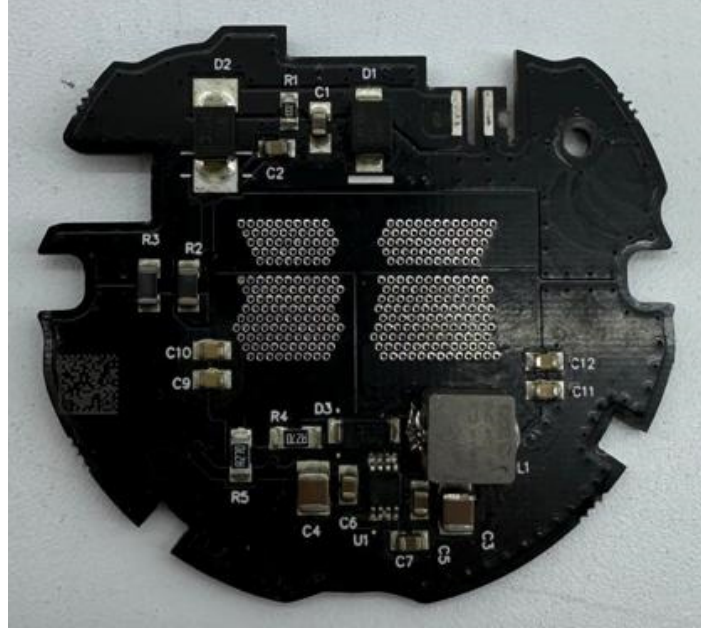
- EK 1** Ön Sis LED Sürücü Modülü Eleman Bilgileri
- EK 2** Üretilen LED Sürücü Modülü PCB'si Ön ve Arka Yüzü
- EK 3** Anahtarlama Frekansı ve Darbe Süresi Genişliği Ölçüm Düzenegi

## EK 1 Ön Sis LED Sürücü Modülü Eleman Bilgileri

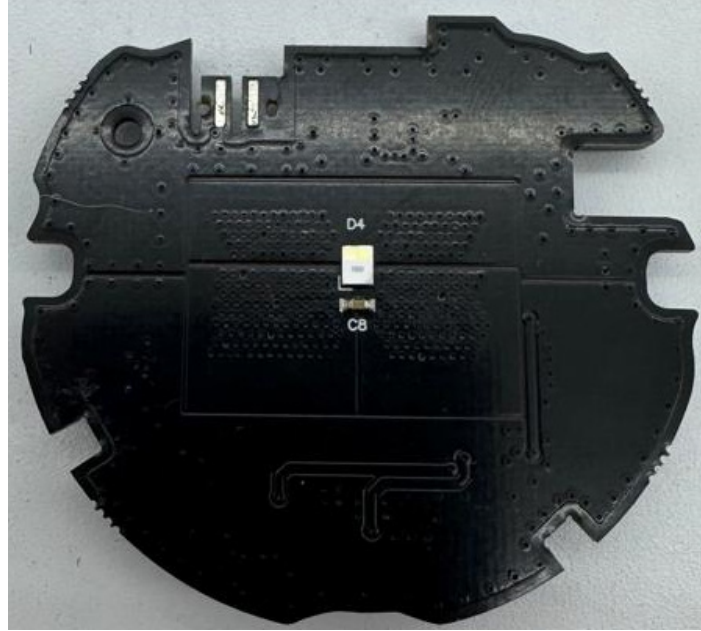
**EK Çizelge 1.1.** Ön sis LED sürücü modülü eleman bilgileri

Sembol	Üretici Firma	Ürün Kodu	Ürün Açıklama
D1	ST	SM6T36CA	TVS Diyot 36V 600W
D2	Onsemi	S3JB	Diyot S3J 3A
D3	Onsemi	NRVTS260ESFT1G	Schottky Diyot 3A 60V
D4	Osram	KW2 CFLNM2.TK	LED Diyot
C1	Murata	G CJ31CR72A105K	Kondansatör 1 $\mu$ F 100 V 1206
C2	Murata	G CJ21BR72A104K	Kondansatör 100 nF 100 V 0805
C3, C4	Murata	G CM21BC72A105K	Kondansatör 1 $\mu$ F 100 V/50 V 0805
C5, C6	Murata	G CM32DC72A475K	Kondansatör 4.7 $\mu$ F 100 V 1210
C8	Murata	G CE188R71H103K	Kondansatör 10 nF 50 V 0603
C9, C10, C11, C12	Murata	G CJ216R71H222KA	Kondansatör 2.2 nF 50 V 0805
R1	Vishay	CRCW060310K0FKEA	Direnç 10 k $\Omega$ 0805
R2, R3	Vishay	CRCW12060000Z0EAHP	Direnç 0 $\Omega$ 1206
R4, R5	Panasonic	ERJ-8BQFR27V	Direnç 0.27 $\Omega$ 1/2 W 1206
FB	Murata	BLM31PG121SZ1L	Ferrit Boncuk 3A-3,5 A 1206
L1	Panasonic	ETQ-P4M470KFM	Bobin 47 $\mu$ H / 56 $\mu$ H 2A- 3A
U1	Diodes	AL8860QMP-13	DC – DC düşürücü dönüştürücü

## EK 2 Üretilen LED Sürücü Modülü PCB'si Ön ve Arka Yüzü



Ek Şekil 2.1. Ön yüz



Ek Şekil 2.2. Arka yüz

### EK 3 Anahtarlama Frekansı ve Darbe Süresi Genişliği Ölçüm Düzenegi



Ek Şekil 3.1. Anahtarlama frekansı ve darbe süresi genişliği ölçüm düzenegi



## ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Oğuzhan Coşkun  
Doğum Yeri ve Tarihi : Elazığ – 10.07.1994  
Yabancı Dil : İngilizce

### Eğitim Durumu

Lise : Ulubatlı Hasan Anadolu Lisesi, Bursa 2012  
Lisans : Abant İzzet Baysal Üniversitesi, Bolu 2016  
Yüksek Lisans : Abant İzzet Baysal Üniversitesi, Bolu 2018

Çalıştığı Kurum/Kurumlar : Havensis Elektronik Ltd. Şti. 2018 - 2019

İletişim (e-posta) : oguzhancoskun1608@gmail.com

Yayınları :

Coşkun, O., Eken, R., Çevik, Ö., & Yılmaz, G. (2022). The effect of ferrite bead on conducted emission in an automotive LED driver module with DC–DC converters. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 1-13.

Demir, A., Bekiryazıcı, Ş., Coşkun, O., Recep, Eken., & Yılmaz, G. (2022). Sürücü yorgunluk evrelerinin EEG işaretleri ile tespiti ve analizi. *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 28(5), 643-651.

Coşkun, O., Çevik, Ö., Eken, R., Yazıcı, Ş. B., & Yılmaz, G. (2021, November). Modeling and simulation the effect of different structures in a LED driver board on conducted emission level. *13th International conference on electrical and electronics engineering (ELECO)* (pp. 152-156). IEEE.

Coşkun, O., Çevik, Ö., Sağ, E., & Yılmaz, G. (2021). Otomobil Yan Sinyal Lambasının LED Sürücü Kartına Ait İletilen Emisyon Testinin Modellenmesi ve Benzetimi. *10th International Automotive Technologies Congress, OTEKON 2020*, 1536–1545.

Coşkun, O., Bekiryazıcı, Ş., Eken, R., Demir, A., Yürüklü, E., & Yılmaz, G. (2020). Binek Araçlarda Kabin İçi Sıcaklık ve Ses Parametrelerinin Sürücü ve Yolcu Yorgunluğuna Etkisinin Analizi. *Uludağ Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi*, 25(2), 921-940.

Sağ, E., Coşkun, O., & Yılmaz, G. (2019, November). Modelling, Simulation and Balancing of a Car Direction with Fiber Optic Gyroscope and Fuzzy Logic Algorithms. *11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)* (pp. 427-431).

Coşkun, O., & Avcı, K. (2018). FPGA Schematic Implementations and Comparison of FIR Digital Filter Structures. *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, 6(1), 20-28.

Avcı, K., & Coşkun, O. (2018, May). Spectral performance analysis of cosh window based new two parameter hybrid windows. *26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)* (pp. 1-4).

118C157, Endüstriyel Gerçek Zamanlı Akıllı Kontrol Sistemlerinin Geliştirilmesi, BİDEB-2244, Burslu, Yürürlükte, Projeye Katılma Tarihi: 11.03.2019, Proje Başlangıç/Bitiş Tarihleri: 15.02.2019 - 15.02.2026.