

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ENDÜSTRİYEL UYGULAMALARDA KULLANILAN GÜÇ  
DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRELERDE EMI GÜRÜLTÜNÜN  
MODELLENMESİ VE FİLTRE TASARIMI**

**DOKTORA TEZİ**

**Halime HIZARCI**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK ELEKTRONİK  
MÜHENDİSLİĞİ**  
**Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK**  
**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU**

**Ağustos 2022**

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ENDÜSTRİYEL UYGULAMALARDA KULLANILAN GÜÇ  
DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRELERDE EMI GÜRÜLTÜNÜN  
MODELLENMESİ VE FİLTRE TASARIMI**

**DOKTORA TEZİ**

**Halime HIZARCI**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK  
MÜHENDİSLİĞİ**  
**Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK**

**Bu tez 22.08.2022 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği ile kabul edilmiştir.**

**Jüri Başkanı**

**Üye**

**Üye**

**Üye**

**Üye**

## **BEYAN**

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

Halime HIZARCI

09.07.2022

## TEŞEKKÜR

Doktora çalıőmamda beni yönlendiren, çalışma sürecinde karőılaőtıđım zorlukları aőmamda bilgi ve tecrübeleri ile destek olan değerli danıőman hocam Prof. Dr. Uğur ARİFOğLU'na teşekkür ederim.

Tez izleme komitesi jüri yeleri Prof. Dr. İrfan YAZICI ve Prof. Dr. Kürőat AYAN'a değerli bilgi ve yönlendirmeleri için teőekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmasında kullanılan prototip ve devre tasarımları konusunda destekleri için Dr. Öğr. Üyesi Onur DEMİREL ve Yük. Müh. Ümit PEKPARLAK'a teşekkür ederim.

Desteklerini ve sevgilerini her zaman hissettiğim, bugünlere gelmemde büyük emekleri olan hayattaki en değerli varlıklarım annem, babam ve kardeőlerime sonsuz teőekkürlerimi sunarım.

Bu tez çalıőmasına sundukları maddi destek için Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu'na (TÜBİTAK) (Proje No: 118E173) ve Sakarya Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Komisyon Baőkanlıđı'na (Proje No: 2019-7-25-222) teşekkür ederim.

## İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER .....	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ .....	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ .....	vii
TABLolar LİSTESİ.....	x
ÖZET.....	xi
SUMMARY .....	xii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ .....	1
1.1. Elektromanyetik Girişim .....	2
1.2. EMI Gürültü Modları.....	4
1.3. EMI Filtre Elemanları.....	5
1.4. EMC Test Ve Ölçümleri.....	15
1.5. Tezin Amacı.....	22
BÖLÜM 2.	
LİTERATÜR ÖZETİ.....	23
2.1. EMI Gürültünün Modellenmesi.....	23
2.1.1. EMI filtre tasarımında kullanılan sayısal yöntemler .....	26
2.2. EMI Gürültü Zayıflatma Yöntemleri.....	29
2.2.1. EMI filtre tasarımı .....	32
2.2.2. EMI filtre için kullanılan optimizasyon yaklaşımları.....	35
2.2.3. CMC modeli .....	38

### BÖLÜM 3.

PV EVİRİCİ İÇİN EMI GÜRÜLTÜ ANALİZİ VE EMI FİLTRE TASARIMI....	41
3.1. PV Eviricinin EMI Gürültü Modeli .....	41
3.2. PV Evirici İçin EMI Filtre Tasarımı .....	51
3.3. Simülasyon Çalışması Ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması .....	61

### BÖLÜM 4.

PFC DEVRESİ İÇİN EMI GÜRÜLTÜ ANALİZİ VE EMI FİLTRE TASARIMI	70
4.1. PFC Devresinin EMI Gürültü Modeli .....	70
4.2. PFC İçin EMI Filtre Tasarımı .....	71
4.3. Simülasyon Çalışması Ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması .....	85

### BÖLÜM 5.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	93
KAYNAKLAR .....	96
ÖZGEÇMİŞ .....	105

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif akım
$A_e$	: Etkin kesit alanı
AEF	: Aktif EMI filtre
ANPC	: Aktif nötr kenetlemeli
AVG	: Ortalama
BPSO	: İkili parçacık sürüsü optimizasyonu
CE	: İletilen yayılım
CISPR	: Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
CM	: Ortak mod
CMC	: Ortak mod bobini
dB	: Desibel
DM	: Diferansiyel mod
$D_w$	: Tel çapı
EMC	: Elektromanyetik uyumluluk
EMI	: Elektromanyetik girişim
EPC	: Eşdeğer paralel kapasitans
ESL	: Eşdeğer seri endüktans
ESR	: Eşdeğer seri direnç
EUT	: Test altındaki cihaz
FCC	: Federal Communications Commission
FEM	: Sonlu elemanlar yöntemi
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü
$f_s$	: Anahtarlama frekansı
GA	: Genetik algoritma
IEC	: International Electrotechnical Commission
IGBT	: Kapıdan yalıtımlı bipolar transistör

IL	: Araya girme kaybı
$J_n(x)$	: Bessel fonksiyonu
KGK	: Kesintisiz güç kaynağı
$L_{CM}$	: CM endüktansı
$L_{DM}$	: DM endüktansı
$l_e$	: Nüvenin etkin ortalama uzunluğu
$l_{eff}$	: Kaçak akının etkin ortalama yol uzunluğu
LISN	: Hat empedansı dengeleme ağı
MM	: Karma mod
MOSFET	: Metal oksit yarıiletken alan etkili transistör
MP	: Metalize polipropilen
NPC	: Nötr kenetlemeli
PCB	: Baskı devre kartı
PEEC	: Parçalı eleman eşdeğer devre
PEEC-BIM	: Parçalı eleman eşdeğer devre-sınır integral yöntemi
PFC	: Güç faktörü düzenleme
PK	: Tepe
PSO	: Parçacık sürüsü optimizasyonu
PV	: Fotovoltaik
PWM	: Darbe genişliği modülasyonu
QP	: Yarı tepe
RE	: Işıma yoluyla yayılım
Si	: Silisyum
SiC	: Silisyum karbür
SRF	: Seri rezonans frekansı
TAC	: Test altındaki cihaz
THD	: Toplam harmonik distorsiyonu
TNPC	: T tipi nötr kenetlemeli
VNA	: Vektör network analizörü
WBG	: Geniş band aralığı
$Z_L$	: Yük empedansı
$Z_S$	: Kaynak empedansı



$\theta$	: Sarım açısı
$\tau_f$	: Düşme zamanı
$\tau_r$	: Yükselme zamanı
$\omega_0$	: Temel bileşen açısal frekansı
$\omega_r$	: Taşıyıcı dalga şeklinin açısal frekansı

## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. (a) EMI gürültü modları, (b) CM, (c) DM.....	4
Şekil 1.2. Genel bir EMI filtrenin iç yapısı.....	5
Şekil 1.3. CMC yapısı ve eşdeğer devresi.....	10
Şekil 1.4. Bobin ve CMC kullanımının karşılaştırılması.....	10
Şekil 1.5. CMC'nin CM ve DM empedansı.....	11
Şekil 1.6. CMC sargı şekilleri (a) kesitsel sargı, (b) iki telli sargı.....	12
Şekil 1.7. CMC matematiksel modeli için fiziksel ifadeler. ....	13
Şekil 1.8. (a) CMC için yüksek frekans modeli, (b) kapasitör için yüksek frekans modeli.....	15
Şekil 1.9. İletim yoluyla girişim (CE) test ortamı.....	16
Şekil 1.10. İletkenlik yoluyla yayılım testi için LISN devre şeması.....	17
Şekil 1.11. FCC/CISPR 11 ana port CE sınırları. ....	18
Şekil 1.12. (a) ayırıcı/birleştiricinin sembolik gösterimi, (b) reaktif ayırıcı, (c) rezistif ayırıcı.....	20
Şekil 1.13. Gürültü modu ayırıcı bağlantı düzeneği. ....	21
Şekil 2.1. İletilen EMI gürültüyü azaltma yöntemleri.....	30
Şekil 3.1. T-tipi şebeke bağlantılı evirici devre şeması. ....	43
Şekil 3.2. IGBT davranışsal modeli ve jonksiyon kapasitansları. ....	44
Şekil 3.3. (a) Trapezoidal gerilim dalga şekli, (b) trapezoidal dalga şeklinin spektral zarfı.....	44
Şekil 3.4. IGBT kollektör-emiter gerilim dalga şekli. ....	46
Şekil 3.5. T-tipi eviricinin parazitik bileşenleri. ....	47
Şekil 3.6. EMI filtre yapısının seçimi için empedans uyumsuzluğu değerlendirmesi.....	51
Şekil 3.7. Filtrenin farklı empedanslardaki zayıflama grafiği (a) CM, (b) DM.....	53
Şekil 3.8. EMI filtre tasarımı akış diyagramı.....	54

Şekil 3.9. EMC test odasının ölçüm ortam gürültüsü. ....	55
Şekil 3.10. CM ve DM gürültü için gerekli araya girme kaybı.....	56
Şekil 3.11. Tasarlanan EMI filtre.....	60
Şekil 3.12. Tasarlanan EMI filtrenin eşdeğer devreleri (a) CM, (b) DM.....	61
Şekil 3.13. PV evirici simülasyon çalışması. ....	62
Şekil 3.14. Faz-toprak ölçümü için deneysel ve simülasyon sonuçları.....	62
Şekil 3.15. Nötr-toprak ölçümü için deneysel ve simülasyon sonuçları.....	63
Şekil 3.16. Evirici için yankısız odada gerçekleştirilen CE testi. ....	64
Şekil 3.17. EMI filtresiz durumdaki CE test sonucu.....	64
Şekil 3.18. (a) EMI filtre 1, (b) EMI filtre 2. ....	65
Şekil 3.19. Farklı EMI filtre topolojilerinin karşılaştırılması. ....	66
Şekil 3.20. L1 fazı için filtre yapılarının CE ölçümlerinin karşılaştırılması.....	66
Şekil 3.21. Toprak kaçak akımı (a) simülasyon, (b) deneysel. ....	67
Şekil 4.1. Yükselten PFC devresi ve EMI gürültü yolları.....	71
Şekil 4.2. 0° ve 180° ayırıcı kullanılarak CM ve DM gürültüsünün ayrılması.....	72
Şekil 4.3. ZFRSC-183-S+ üzerinden alınan gürültü ölçümü. ....	73
Şekil 4.4. ZFSCJ-2-2-S üzerinden alınan gürültü ölçümü. ....	73
Şekil 4.5. EMI filtreden beklenen gerekli gürültü zayıflatması grafiği. ....	74
Şekil 4.6. PFC devresi için tasarlanan EMI filtre şeması.....	76
Şekil 4.7. Tasarlanan EMI filtre eşdeğer devreleri (a) CM, (b) DM.....	76
Şekil 4.8. EMI filtrede kullanılan CMC1 ve CMC2 bobinleri.....	77
Şekil 4.9. Tasarlanan EMI Filtre 1 devresi. ....	78
Şekil 4.10. Tasarlanan EMI Filtre 2 devresi. ....	78
Şekil 4.11. Tasarlanan EMI Filtre 3 devresi. ....	79
Şekil 4.12. Filtre araya girme kaybının ölçüm şeması (a) CM, (b) DM. ....	79
Şekil 4.13. EMI filtre için CM araya girme kaybı ölçüm düzeneği. ....	80
Şekil 4.14. EMI filtre için DM araya girme kaybı ölçüm düzeneği.....	80
Şekil 4.15. İki kapılı devre için S-parametrelerinin gösterimi [104]. ....	81
Şekil 4.16. Filtre 1 için araya girme kaybı ölçüm sonucu (a) CM, (b) DM. ....	82
Şekil 4.17. Filtre 2 için araya girme kaybı ölçüm sonucu (a) CM, (b) DM. ....	82
Şekil 4.18. Filtre 3 için araya girme kaybı ölçüm sonucu (a) CM, (b) DM. ....	83
Şekil 4.19. S-parametreleri için empedans gösterimi.....	83

Şekil 4.20. Filtre 2 için empedans grafiği. ....	84
Şekil 4.21. PFC devresi için simülasyon çalışması.....	85
Şekil 4.22. PFC devresi için deneysel ölçüm düzeneği. ....	86
Şekil 4.23. EMC test odası ölçüm ortam gürültüsü. ....	86
Şekil 4.24. PFC'nin temel durumdaki CM gürültü deneysel ve simülasyon sonuçları. ....	87
Şekil 4.25. PFC'nin temel durumdaki DM gürültü deneysel ve simülasyon sonuçları. ....	88
Şekil 4.26. PFC güç ölçümü için deney düzeneği.....	89
Şekil 4.27. Farklı EMI filtre topolojilerinin karşılaştırılması. ....	89
Şekil 4.28. PFC devresi için EMI filtre topolojilerinin karşılaştırılması. ....	90
Şekil 4.29. PFC devresi kaçak akım ölçüm sonuçları (a) simülasyon, (b) deneysel. ....	91

## TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 1.1. X kapasitör sınıfları. ....	6
Tablo 1.2. Y kapasitör sınıfları. ....	7

## ÖZET

Anahtar kelimeler: Elektromanyetik girişim, elektromanyetik uyumluluk, EMI filtre, ortak mod, diferansiyel mod, PV evirici, empedans uyumsuzluğu

Güç elektroniği ve yarı iletken teknolojileri alanlarındaki gelişmeler elektrikli/elektronik cihaz tasarımlarında yüksek frekanslarda anahtarlama imkânı sunmakta ve bu sayede yüksek verim, yüksek güç yoğunluğuna sahip kompakt tasarımlar yapılmaktadır. Ancak artan anahtarlama frekansı ile birlikte elektromanyetik girişim sorunu ortaya çıkmaktadır. Bu sorun cihazların güvenli çalışma koşullarını tehdit ederek düzgün çalışmalarını engellemekte veya arızalanmalarına neden olmaktadır.

Elektromanyetik girişimin zayıflatılması için kullanılan yöntemlerden biri elektromanyetik girişim filtresi tasarımı ile istenmeyen girişimlerin engellenmesidir. Filtre tasarımındaki geleneksel yaklaşım, tasarımcının yıllar içinde elde ettiği tecrübe ve bilgisine dayanarak uygun filtre yapısı ve filtre elemanlarını deneme-yanılma yöntemiyle belirlemesi şeklindedir. Farklı filtre kombinasyonu denenerek girişimin azaltılması üzerine dayanan bu yöntem hem zaman hem de maliyet açısından zorlayıcı bir süreçtir. Uygun filtre tasarımının elde edilmesi ürünün üretim sürecinin uzamasına neden olabilecek kadar zaman alabilir. Bu nedenle güç elektroniği devresinde gürültü kaynağının yüksek frekans modeli çıkarılarak olası girişim yollarının belirlenmesi ve elde edilen sonuçlara göre filtre tasarımı yapılması gerekir.

Bu çalışmada bir fazlı PFC ve üç fazlı PV evirici devreleri için elektromanyetik girişim gürültü modelleri çıkarılarak devrelerin elektromanyetik uyumluluğu incelenmiştir. Bu devreler için iletilen yayılım standartlarında belirtilen ilgili elektromanyetik uyumluluk sınırları değerlendirilmiş ve istenmeyen girişimlerin zayıflatılması için elektromanyetik girişim filtresi tasarlanmıştır. Filtre tasarımında filtre kapasitörlerinin tolerans değeri, ortak mod bobini için farklı sarım şekilleri ve empedans uyumsuzluğu konuları incelenerek filtrenin gürültü zayıflatmasına etkileri hem simülasyon hem de deneysel olarak incelenmiştir. Simülasyon sonuçları gerçek ölçüm sonuçları ile karşılaştırılmış ve sonuçların birbiri ile uyumlu olduğu görülmüştür.

# **EMI NOISE MODELING AND FILTER DESIGN IN POWER CONVERTER CIRCUITS USED IN INDUSTRIAL APPLICATIONS**

## **SUMMARY**

Keywords: Electromagnetic interference, electromagnetic compatibility, EMI filter, common mode, differential mode, PV inverter, impedance mismatch

Developments in the fields of power electronics and semiconductor technologies enable high-frequency switching in electrical/electronic device designs, and thus, compact designs with high efficiency and high power density are made. However, the electromagnetic interference problem emerges with increasing switching frequency. This problem threatens the safe working conditions of the devices, preventing them from working properly or causing them to malfunction.

One of the methods used to attenuate electromagnetic interference is to prevent unwanted interference with electromagnetic interference filter design. The traditional approach in filter design is that the designer determines the appropriate filter structure and elements by trial and error, based on the experience and knowledge he/she has gained over the years. This method, based on reducing interference by trying different filter combinations, is challenging in terms of both time and cost. Obtaining the proper filter design may take time and even prolong the product's production process. For this reason, it is necessary to determine the possible interference paths by extracting the high-frequency model of the noise source in the power electronics circuit and designing the filter according to the obtained results.

In this study, the electromagnetic interference noise models for single-phase PFC and three-phase PV inverter circuits are extracted, and the electromagnetic compatibility of the circuits is examined. For these circuits, the relevant electromagnetic compatibility limits specified in the conducted emission standards have been evaluated, and an electromagnetic interference filter has been designed to attenuate unwanted interference. In the filter design, the tolerance value of the filter capacitors, the different winding shapes for the common mode choke, and the impedance mismatch are examined, and the effects of the filter on the noise attenuation have been analyzed both by simulation and experimentally. Simulation results were compared to real measurement results, and it was seen that the results were compatible with each other.

## **BÖLÜM 1. GİRİŞ**

Günümüzde elektrikli/elektronik cihazların boyut ve maliyetlerinin azaltılarak performans ve özelliklerinin iyileştirilmesi yönündeki beklentiler nedeniyle ürün tasarımı yapan mühendisler sürekli bir iyileştirme çabası içindedirler. Kullanıcı memnuniyeti sağlayan ürün tasarımının yanı sıra uyulması gereken yasal düzenleme ve standartlar devre tasarımlarında güç tüketiminin azaltılmasına ve yüksek güç yoğunluğuna sahip ürün tasarımlarına olan ihtiyacı ön plana çıkarmaktadır. Bu nedenle güç elektroniği devrelerinde sürekli iyileştirmeler yapılmakta, gelişen yarı iletken teknolojileri sayesinde daha yüksek frekanslarda anahtarlama yapılarak yüksek güç yoğunluğuna sahip devreler tasarlanmaktadır. Yüksek anahtarlama frekansları bobin, kapasitör gibi elemanların fiziksel olarak boyutlarının azaltılmasına ve güç elektroniği devrelerinin daha küçük boyutlarda ve yüksek verimlerde tasarlanmasına imkân tanır. Ancak artan anahtarlama frekansı beraberinde elektromanyetik girişim (EMI) sorunlarını da getirmektedir. İlgili yasal düzenleme ve standartlar ile cihazların neden olabileceği gürültü sınırları belirlenmiştir. Bu düzenlemeler sayesinde cihazlar aynı ortamda birbirlerinin çalışmalarını etkilemeden veya birbirlerinden etkilenmeden güvenli bir şekilde çalışabilmektedir.

Elektromanyetik girişimin elektronik ürün tasarımlarında her aşamada dikkate alınması ile probleme önceden müdahale edilerek zaman ve maliyetten tasarruf edilebilir. Ürün prototipi bittikten sonra yapılan elektromanyetik uyumluluk (EMC) ölçümlerinde geri dönüp tekrar bir tasarım yapmak oldukça maliyetli olacaktır. Bu nedenle EMI sorununa neden olabilecek olası durumların önceden tespit edilerek tasarım adımlarında gerekli müdahalelerin yapılması ve gürültü değişiminin gözlemlenmesi gerekmektedir.



## 1.1. Elektromanyetik Girişim

Elektromanyetik girişim (EMI); sistem veya cihazın performansında kabul edilemez bir bozulmaya neden olabilecek, elektrik akımından kaynaklanan, istenmeyen iletilen (conducted) ve/veya ışıma (radiated) yoluyla yayılan işaretlerdir [1]. Elektromanyetik uyumluluk (EMC) ifadesi ise elektrikli/elektronik bir cihazın kendi çalışma ortamı içerisinde performansında istenmeyen kesinti ve bozulma olmadan veya bulunduğu çevredeki diğer cihazları etkilemeden kararlı ve güvenli bir şekilde çalışma kabiliyetini tanımlar [1].

Bir ürün için tasarım fikrinden ürünün tamamlanarak piyasaya sunulmasına kadar geçen uzun zaman zarfında ciddi maddi yatırımlar yapılmaktadır. EMC konusu ürünün tasarım sürecinin başından sonuna kadar dikkat edilmesi gereken bir konudur. Olası EMI/EMC sorunlarının erken tespiti ve çözümü ürünün tasarım maliyetini düşürmekle beraber zamandan da tasarruf sağlayarak piyasaya çıkış süresine olumlu anlamda katkı sunar. Bu sayede ürün için planlanan piyasaya çıkış tarihinde gecikme yaşanmamış olur. Ayrıca EMC açısından tasarım adımlarında olası girişim durumlarının incelenmesi ve ön uyumluluk (pre-compliance) testleriyle sorunların belirlenerek önceden çözülmesi kapsamlı EMC sertifika testinden çok daha az maliyetli olmaktadır.

Elektromanyetik gürültünün denetimi üzerine çok sayıda ulusal ve uluslararası standart kuruluşu bulunmaktadır. Bu kuruluşlar tarafından yayınlanan standart ve düzenlemelerin amacı elektrikli/elektronik cihazların çalışma performanslarını değerlendirme amacıyla genel ve tekrarlanabilir bir düzen oluşturmaktır. Ürün tasarımcıları, Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR), Federal Communications Commission (FCC), International Electrotechnical Commission (IEC), Society of Automotive Engineers International (SAE International), International Organization for Standardization (ISO), Radio Technical Commission for Aeronautics (RTCA) gibi düzenleyici kuruluşların yayınladığı standartlardaki referans düzenlemeleri izleyerek ilgili ürün grubuna ve çalışma alanına uygun test düzeneği, ölçü/test ekipmanları, kabul edilebilir elektromanyetik

uyumluluk sınırları hakkında bilgi edinirler. Uygulama alanlarına göre bazı ulusal ve uluslararası standart kuruluşları aşağıda verilmiştir.

- Endüstriyel, bilimsel ve medikal (ISM): IEC, FCC ve CISPR
- Askeri uygulamalar: MIL-STD-461, MIL-STD-464 ve DEF STAN
- Multimedya: FCC, CISPR 32 (yayınım) ve CISPR 35 (bağıklık)
- Medikal uygulamalar: IEC 60601, US FDA ve EU Directive
- Otomotiv: CISPR, SAE International, ISO ve pek çok otomotiv üreticisinin kendi geliştirdikleri EMC standartları
- Havacılık ve uzay: RTCA DO-160, EUROCAE/ED-14G, ECSS-E-ST-20-07, SMC-S-008 ve AIAA S-121A

Ürün tasarımcıları elektrikli/elektronik cihazlarının ilgili standarda uygunluğunu yukarıda bahsi geçen kuruluşların EMC düzenlemelerini göz önünde bulundurarak belgeler.

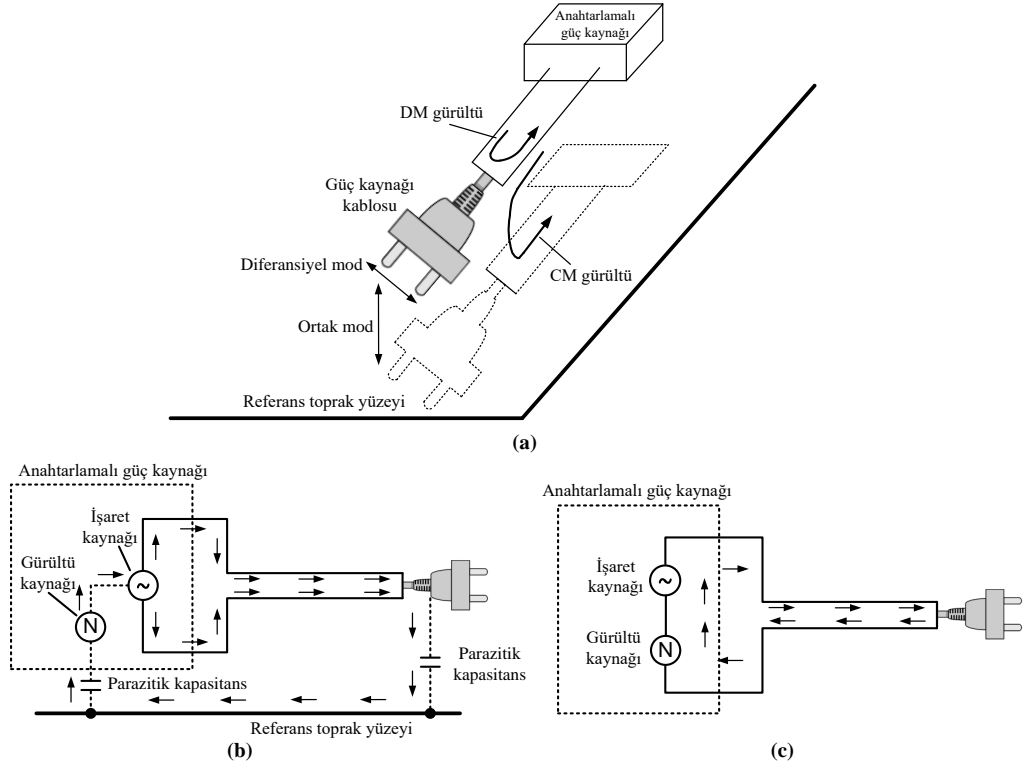
EMC standartları temel (basic), genel (generic) ve ürün (product) standartları olmak üzere üç tiptedir. Temel standartlar elektromanyetik uyumluluk gereksinimlerinin sağlanması için ana kurallar, terminoloji, ölçüm ve test ortamları, kabul edilebilir elektromanyetik uyumluluk sınırları ve ölçüm belirsizliği gibi pek çok temel bilgiyi içerir. Genel standartlarda endüstriyel, evsel uygulamalar gibi belirli bir ortama ilişkin test yöntemleri ve temel uyumluluk gereksinimleri bulunur. Örneğin, IEC 61000-6-4 endüstriyel ortamlar için kullanılacak olan elektrikli/elektronik cihazları kapsayan genel standarttır. Ürün standartları ise bir ürün ailesine veya ürüne özel standartlar grubudur ve genel standartlara karşı daima önceliği/üstünlüğü bulunur. Kullanılacak ürüne ait özel standart varsa öncelikle bu standardın düzenlemelerine uyulmalıdır. Genel standartların kullanımı sadece özel standarda sahip olmayan ürünleri kapsar. Ürün ailesi standardının bir örneği; taşıt, gemi ve içten yanmalı motorlar için radyo frekans (RF) bozulma karakteristiklerini içeren CISPR25'tir.

Elektromanyetik gürültü yayılım şekline göre iletilen yayılım (CE) ve ışıma yoluyla yayılım (RE) olmak üzere iki türdedir. Standartlarda bu iki yayılım şekli için izin

verilen gürültü sınır değerleri belirtilmektedir. Yayınım testleri; elektromanyetik girişim etkisi test edilecek olan cihazın bulunduğu ortamdaki diğer cihazları etkilemesini önlemek ve cihaz için belirlenen çalışma frekansı spektrumunun dışına çıkmasına engel olmak amacıyla ilgili ülkenin yasal direktiflerinde bildirildiği şekilde gerçekleştirilir. Bu testler elektronik cihazların güç kabloları üzerinden yapılması durumunda CE, bağlantı olmadan hava yoluyla yapılması halinde ise RE testi olarak adlandırılır. CE testinde 30 MHz'e kadar olan frekanslar için ölçüm yapılır. RE testinde ise frekans aralığı 30 MHz'den başlar ve ölçümler yankısız odada (anechoic chamber) özel antenlerle gerçekleştirilir. Ölçümlerde standart sınırları, test edilecek cihaz ile ölçüm anteni arasındaki mesafeye göre (3 m veya 10 m) belirlenmiştir.

## 1.2. EMI Gürültü Modları

EMI gürültü, iletim moduna göre temelde ortak mod ve diferansiyel (normal) mod olarak ikiye ayrılır. Şekil 1.1.(a)'da anahtarlamalı güç kaynağı için gürültü modları gösterilmiştir.



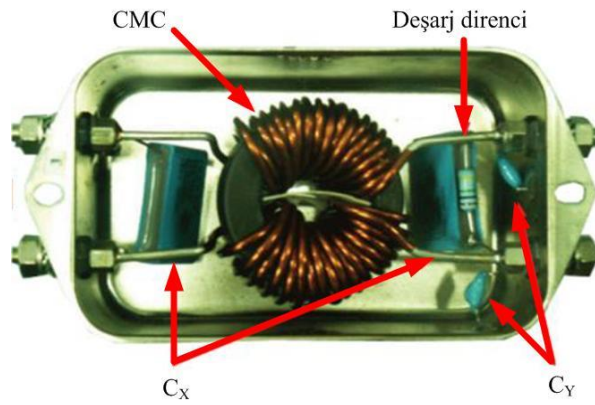
Şekil 1.1. (a) EMI gürültü modları, (b) CM, (c) DM [2].

Şekil 1.1.(b)'de ortak mod (CM) gürültüsünün faz ve nötr hatları üzerinden aynı yönde iletildiği ve dönüş yolunu referans toprak üzerinden tamamladığı görülmektedir. Diferansiyel mod (DM) gürültü ise Şekil 1.1.(c)'de görüldüğü gibi faz ve nötr hattı üzerinde ters yönde iletilen gürültüdür.

EMI gürültünün modlara ayrılması gürültü kaynağının tespiti ve bu gürültüyü zayıflatmak için istenen filtrelemenin belirlenmesi için gereklidir. Literatürdeki bir çalışmada CM ve DM gürültüsünün yanı sıra yeni bir gürültü modu tanımlanmıştır [3]. Yeni gürültü modunun CM gürültüsüne benzer şekilde üretildiği ancak DM gürültü ile aynı etkilere sahip olduğu belirtilmiştir [4]. Karma mod (MM) gürültü olarak adlandırılan bu gürültü modu DM gürültüsünün alt grubu olarak bazı çalışmalarda incelenmiştir. Bu yeni modun ortaya çıkış nedeni DM gürültüsünün temelde yapısal (intrinsic) ve yapısal olmayan (non-intrinsic) DM olarak ikiye ayrılması şeklinde ifade edilmiştir.

### 1.3. EMI Filtre Elemanları

Genel bir EMI filtrenin iç yapısı Şekil 1.2.'de gösterilmektedir. Ortak mod için CM bobini ve Y kapasitörü, diferansiyel mod için DM bobini ve X kapasitörleri kullanılmaktadır. EMI filtre tasarımında her bir filtre elemanı teoride 20 dB/dekad gürültü filtreleyebilir ancak gerçekte parazitik parametreler nedeniyle filtreleme etkisi azalmakta ve ideal değerinin altında filtreleme meydana gelmektedir.



Şekil 1.2. Genel bir EMI filtrenin iç yapısı [5].

X Kapasitörü: DM gürültüsünün zayıflatılmasında kullanılan fazlar arasına veya faz-nötr arasına bağlanan özel kapasitörlerdir. X kapasitörünün değerinin yüksek seçilmesi filtrenin seri rezonans frekansının (SRF) düşük olmasına neden olur ve bu da beraberinde rezonans problemlerini getirerek filtrenin zayıflatıcı etkisini azaltır [6]. X kapasitörü gerilim seviyelerine göre Tablo 1.1.'de görüldüğü gibi üç alt sınıfa ayrılır.

Tablo 1.1. X kapasitör sınıfları.

Alt sınıf	Çalışma darbe tepe gerilimi	Tepe test gerilimi	IEC 60664'e göre bağlantı sınıfı
X1	>2,5 kV ve ≤ 4 kV	4kV, C≤1 μF 4/√C kV, C>1 μF	III
X2	≤ 2,5 kV	2,5kV, C≤1 μF 2,5/√C kV, C>1 μF	II
X3	≤ 1,2 kV	-	-

Filtre zayıflatması üzerinde etkili olan durumlardan biri de X kapasitörlerinin bağlantı şeklidir. Üç fazlı sistemlerde; X kapasitörlerinin fazlar arasına direkt olarak bağlandığı filtre devrelerinde, X kapasitörlerinin yıldız bağlantı yapıldığı devrelere göre daha yüksek frekansta rezonans olayı meydana gelir. Bunun nedeni yıldız bağlantıda iki kapasitörün eşdeğer seri endüktans (ESL) değerlerinin seri bağlı olmasıdır [7]. Bahsi geçen bu çalışmada önerilen filtre yapısında X kapasitörleri yıldız bağlanarak gerilim seviyeleri düşürülmüş ve sonuç olarak kapasitör maliyetinde %25 oranında bir düşüş sağlanmıştır. Yıldız bağlantının seçilme nedenlerinden biri de yüksek güç yoğunluğunun sağlanmasıdır. (Maliyet hesabı için KEMET 680 nF X2 kapasitörleri için 275 VAC ve 310 VAC gerilimlerinde olan R46KN368000P0M ve R463R368040M1M numaralı ürünleri kullanılmıştır.)

Y Kapasitörü: CM gürültüsünün zayıflatılması için güç hattı ve toprak arasına bağlanan özel kapasitörlerdir. Y kapasitörlerinin olası arıza durumunda açık devre olması bir tehlike oluşturmazken kısa devre olması durumunda ise cihazın metal gövdesinin toprak bağlantısı uygun olmadığında elektrik şoku meydana gelebilir. Bu nedenle güvenlik gereksinimlerini sağlamak için toprak kaçak akım değeri standartlarla sınırlandırılır ve Y kapasitörünün değeri nF seviyelerinde seçilir. EMI filtre tasarımında kapasitörün değeriyle birlikte nominal gerilim değerine de dikkat edilmelidir. Y kapasitörleri nominal gerilim ve darbe gerilimi tepe değerine göre Tablo 1.2.'deki gibi dört alt sınıfa ayrılır.

Tablo 1.2. Y kapasitör sınıfları.

Alt sınıf	Nominal gerilim aralığı	Darbe gerilimi tepe değeri
Y1	$\leq 500$ V	8 kV
Y2	$\geq 150$ V ve $\leq 300$ V	5 kV
Y3	$\geq 150$ V ve $\leq 250$ V	-
Y4	$\leq 150$ V	2,5 kV

Filtre tasarımında faz ve nötrün toprağa bağlantısında Y kapasitörü kullanılarak yüksek frekanslı gürültüye düşük empedans yolu oluşturulur. Bu sayede elektromanyetik girişimler azaltılmaktadır. Her ne kadar büyük kapasitans değerine sahip Y kapasitörlerinin kullanımı EMI'yı azaltsa da yüksek kapasitans değeri toprak kaçak akımının artmasına neden olur. Güvenlik açısından kaçak akımın sınırlandırılması gereklidir. Uygulama ve toprak bağlantısı tipine göre ilgili standartlarda kaçak akım sınır değerleri belirlenmiştir. Örneğin, Alman standardı olan VDE V-126-1-1 standardında izin verilen maksimum toprak kaçak akım sınırı 300 mA'dir.

Y kapasitörü faz iletkenleri ve toprak arasında bağlandığından filtre tasarımlarında kritik öneme sahiptir ve bu kapasitör için güvenlik sınırlarının kontrol edilmesi gerekir. Kaçak akım, koruyucu toprak iletkeni veya cihaz gövdesinden akan akımdır ve toprak bağlantısı olmadığında veya bu bağlantının kaybı durumunda insan gövdesi üzerinden akabilir. Bu nedenle birçok uluslararası güvenlik kuruluşu insan hayatının güvenliğine yönelik tehlikeli durumu önlemek adına farklı cihaz ve uygulama alanları için kaçak akım değerini standartlarla sınırlandırmıştır. Bu standartlara örnek olarak bilgi teknolojisi cihazları için EN 60950, tıbbi ekipmanlar için IEC60601, ev ve benzeri yerlerde kullanılan cihazlar için EN 55014 standartları verilebilir. Uluslararası güvenlik organizasyonları tarafından yayınlanan standartlarda belirlenen kaçak akım kriterine uygun şekilde Y kapasitörü seçilmelidir. Şebeke geriliminin etkin değerinin üst sınırına göre kaçak akım sınırını sağlayan  $C_Y$  kapasitansının değeri Denklem (1.1) ile hesaplanır.

$$C_{Y(max)} = \frac{I_{kaçak(max)}}{1,1 \times V_s \times 2\pi f_s} \quad (1.1)$$

PV evirici, IEC 60950 standardının Class I alt sınıfı cihazı olarak değerlendirildiğinde 50 Hz şebeke frekansında izin verilen maksimum kaçak akım değeri 3,5 mA'dir. Buradan hareketle  $C_Y$ 'nin alabileceği maksimum kapasitans değeri 44,035 nF olarak hesaplanır. Y kapasitörleri faz iletkenleri ve toprak arasına bağlandığından yüksek kapasitans değerleri olası bir arıza durumunda yüksek akımlara neden olur ve sonuç olarak cihaz gövdesine temas eden bir canlı zarar görebilir. IEC 60950'ye göre dokunma akımı, bir veya daha fazla erişilebilir parçaya dokunduğunda insan vücudundan geçen elektrik akımı olarak tanımlanmıştır ve önemli bir güvenlik kriteridir. EMI filtre tasarımında Y kapasitörleri CM gürültüsünün zayıflatılmasında etkin olarak kullanıldığından bu kapasitörlerin uygun değerde seçilmesi ve filtre tasarımında dokunma akımının dikkate alınması önemlidir. Dokunma akımı değerini belirleyen standart EN60335-1'dir ve Class I sınıfı cihazlar için dokunma akımının değeri 3,5 mA'dir. Denklem (1.2)'de görüldüğü üzere dokunma akımının ( $I_{dokunma}$ ) değeri; CM kaçak kapasitansının ( $C_{CM}$ ) üzerinden akan akım ( $I_{CCM}$ ) ve bara kapasitansından akan akımın ( $I_{Cbara}$ ) toplamından oluşur.

$$I_{dokunma} = I_{CCM} + I_{Cbara} \quad (1.2)$$

Denklem (1.2)'de yer alan CM kaçak kapasitansının üzerinden akan akımın maksimum değeri ( $I_{CCM(max)}$ ) ve bara kapasitansından akan akım sırasıyla (1.3) ve (1.4) eşitlikleri ile hesaplanır.

$$I_{CCM(max)} = 2\pi f_s C_{CM} V_{s(max)} \quad (1.3)$$

$$I_{Cbara} = 2 \times 2\pi f_s \times 2C_{bara} V_{CM(max)} \quad (1.4)$$

(1.3) ve (1.4) eşitliklerinde  $C_{bara}$ ,  $V_{s(max)}$ ,  $f_s$  ve  $V_{CM(max)}$ , sırasıyla bara kapasitansını, maksimum şebeke gerilimini, şebeke frekansını ve maksimum CM gerilimini belirtmektedir.

Kaçak akımın sınırlandırılması önemli bir güvenlik konusu olduğundan şebeke bağlantılı PV eviriciler için belirlenen diğer bir standart da bir Alman standardı olan

VDE 0126-1-1'dir [8]. Bu standartta izin verilen maksimum kaçak akım etkin değeri 300 mA'dir. Bunun yanı sıra VDE-AR-N 4105 [9] ve UL1741 [10] güvenlik sınırlarını belirleyen diğer standartlardır. Kapalı bir mahfaza içerisinde olan pasif EMI filtreler için olan EN60939 standardında [11] kaçak akım değeri bilgisi, ölçüm prosedürü ve hesaplamaları yer almaktadır.

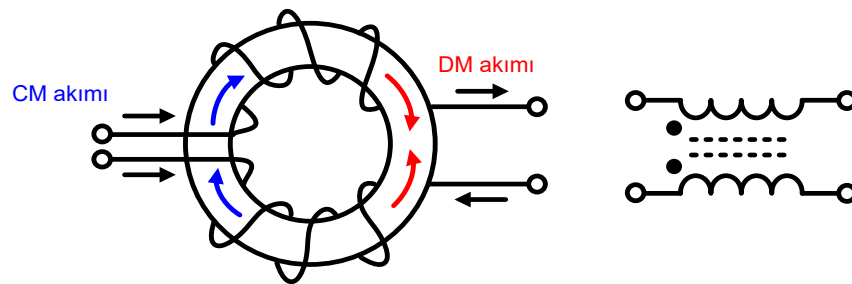
Uygulama devrelerinde EMI filtrelerde kullanılan kapasitörlerin seçiminde geleneksel yaklaşım X kapasitörlerinde metalize film ve kâğıt, Y kapasitörlerinde ise seramik disk tipi kullanımındır. Ancak kararlılık, maliyet ve performans kriterleri bakımından değerlendirilerek bu iki kapasitör farklı türlerde de seçilebilmektedir. Film kapasitörler kapasitans ( $C$ ) değerinde ufak bir azalma ile dielektrik delinmeyi atlatabilme yeteneğine sahiptir ve bu özelliğe kendi kendini onarma (self-healing) denilmektedir. Güvenilir bir tasarım için Y kapasitörünün seçiminde zaman ve sıcaklık değişimlerine karşı kararlılığı daha iyi olan metalize polipropilen (MP) film tercih edilmektedir. Y kapasitörü olarak seramik kapasitör kullanımı maliyet açısından uygun olsa da gerilim sıçramasından (voltage spike) sonra kendini onarabilme özelliği olmaması güvenlik ve güvenilirlik açısından büyük sorun teşkil eder. Arıza durumunda MP kapasitörler kendini iyileştirme özelliği sayesinde açık devre olurken seramik kapasitörlerde bu özellik yoktur. Seramik kapasitörün kısa devreye yatkın yapısı toprak bağlantısı kaybı nedeniyle elektrik şoku riskine neden olmaktadır [12].

CM Bobini: CM gürültüsünün bastırılmasında kullanılan bobin ortak mod bobini (CMC) olarak adlandırılır ve yüksek frekanslı işaretlerin geçişini engellediği için İngilizcede ismi choke (durdurmak, tıkamak) kelimesinden gelmektedir. CMC, CM gürültüsünün azaltılmasında kullanılan özel bir bobin olup klasik bobinden farklı olarak halka (toroid) nüve üzerine dengeli şekilde iki veya daha fazla sarım içeren bir tasarıma sahiptir. Bu sayede aynı nüve üzerinde daha büyük bir empedans elde edilmektedir.

Her bir güç hattına tek ve ayrı bir bobin bağlantısı yapılırsa düşük frekans DM akımlarının yüksek değerlerinde çok büyük akı yoğunluğu meydana gelecektir. Bunu engellemek adına düşük manyetik geçirgenliğe sahip olan nüveler kullanıldığında ise

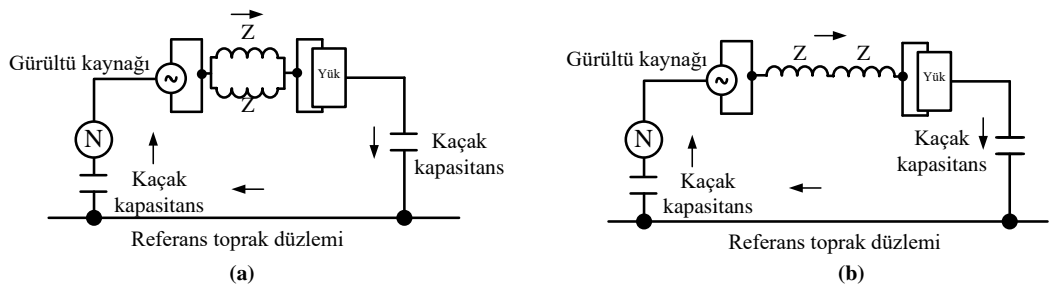


çok büyük yapıda bobinler ortaya çıkacaktır. Büyük bobinlerin olduğu hantal tasarımların önüne geçmek için nüvede oluşan manyetik alanların azaltılması gerekir [13]. Bunu sağlamanın bir yolu her bir sargı tarafından üretilen manyetik alanların diğerlerine ters yönde oluşturulmasıyla toplam manyetik alanın azaltılmasıdır. Bu manyetik alan azaltma yaklaşımının ilk kez radyo mühendisliği alanında keşfedilen CM bobini ile gerçekleştirilebileceği görülmüştür [14, 15]. Şekil 1.3.'te gösterilen CMC ile DM akımlarının oluşturduğu manyetik alanlar birbirini yok ederken CM gürültüsünün zayıflatılması için gerekli CM empedansı da sağlanmış olur.



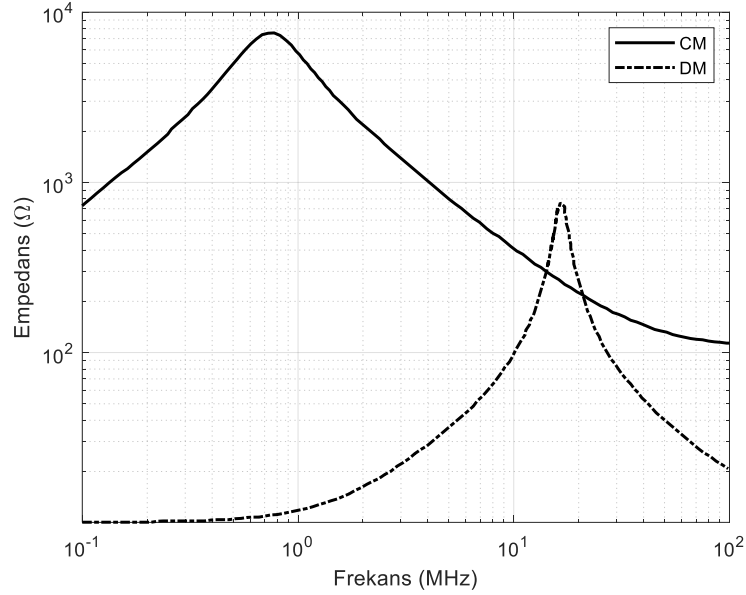
Şekil 1.3. CMC yapısı ve eşdeğer devresi.

CM akımı tarafından oluşturulan manyetik alanlar nüvede toplandığından daha büyük empedans elde edilir. Şekil 1.4.'te gösterilen CM bobini her bir güç hattına ayrı iki bobin bağlantısının sağladığı empedansa göre daha yüksek empedans oluşturduğundan EMI filtre devrelerinde CM gürültüsünün zayıflatılmasında kullanılır. CM kapasitörlerinde toprak kaçak akımının güvenlik kısıtlaması nedeniyle CM gürültüsünün zayıflatılması için büyük boyutta bobinlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durum CMC tasarımlarında farklı yaklaşımları ortaya çıkarmıştır.



Şekil 1.4. Bobin ve CMC kullanımının karşılaştırılması [2].

CMC tasarımında manyetik malzemenin doyumundan kaynaklanan empedans değerinin azalma ihtimali düşük olduğundan yüksek akım uygulamalarında kullanımı uygundur. Ayrıca DM akımlarının zıt yönde oluşturduğu manyetik akılar nüve üzerinden birbirini yok ettiğinden DM akımına karşı bir empedans oluşmaz.



Şekil 1.5. CMC'nin CM ve DM empedansı.

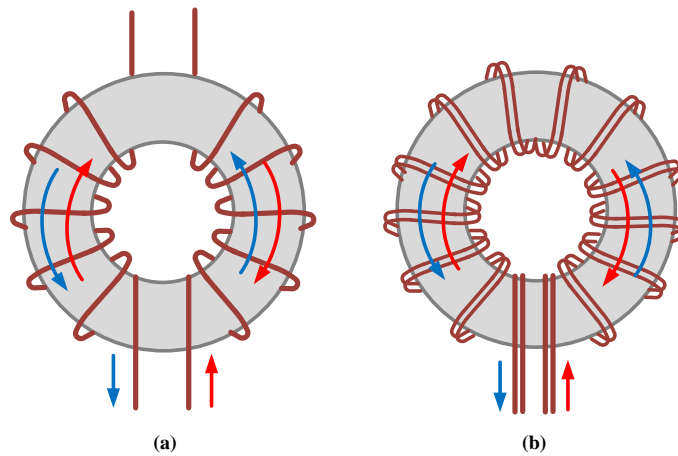
Şekil 1.5.'te görüldüğü gibi CM bobininde DM empedansı CM empedansına göre daha küçük olduğundan güç elektroniği uygulamalarında DM empedansı ihmal edilerek tasarım yapılır. Tasarım yapılırken işaret dalga şeklinin önem arz ettiği durumlarda ise DM empedansı göz önünde bulundurulur.

CMC için uygun nüve seçimi önemli bir tasarım adımıdır ve nüve malzemesinin; yüksek doyum akısı, yüksek manyetik geçirgenlik, iyi bir ısıl kararlılık, düşük nüve kaybı gibi özelliklere sahip olması istenir. CMC'lerde kullanılan manyetik malzemeler ferrit, nanoyapılı (nanocrystalline), amorf ve demir-nikel (FeNi) alaşımlarıdır. Bu malzemeler arasında düşük maliyet ve yüksek frekanslarda düşük kayıp sağlaması nedeniyle en yaygın kullanılanı ferritlerdir. Ferrit nüveler manganez (Mn), nikel (Ni) ve çinkodan (Zn) oluşturulan demir (Fe) oksitleridir.

Nanoyapılı nüveler %73,5 Fe, %1 Cu, %3 Nb, %15,5 Si ve %7 B alaşımından oluşur. Nanoyapılı nüvelerde ferrit nüvelere benzer şekilde yüksek frekanslarda düşük nüve kayıplarına ve yüksek manyetik geçirgenliğe sahiptir. Küçük boyutlu ve hafif oluşu devre tasarımlarında hacimsel bir avantaj sağlarken daha az sarım sayısı içerdiği için bakır kayıpları azalır ve devrenin verimi artar. Bu tasarım geniş sıcaklık aralığında çalışabildiği için termal anlamda ciddi avantaj sağlar.

Amorf nüveler yüksek doyum akı yoğunluğu, düşük nüve kaybı gibi özelliklere sahip olan nüvelerdir. Daha çok PFC devreleri ve DA-DA dönüştürücülerde bobin tasarımlarında ve SMPS transformatörlerde kullanılan bir malzeme türüdür. FeNi alaşımlar yapısındaki nikel oranına göre yüksek doyum akısı yoğunluğu ve yüksek geçirgenlik özelliğine sahip olan alaşımlar olmak üzere iki alt gruba sahiptir [16]. Bu alaşımlar mekanik streslere karşı hassas olup nüveler plastik koruma ile muhafaza edilir.

CMC için Şekil 1.6.'da gösterildiği gibi iki farklı sarım tekniği vardır. Bunlar; kesitsel sargı (sectional winding) ve çift telli sargıdır (bifilar winding). CMC'lerde çoğunlukla kesitsel sargı kullanılmaktadır, ancak haberleşme gibi bazı alanlarda çift telli sargının tercih edildiği bilinmektedir. İki sargı şekli arasındaki şekilsel farkın yanı sıra DM endüktansının büyüklüğü de dikkat çekmektedir. Kesitsel sargıda her iki sarım arasında kuplaj daha düşük olduğundan DM endüktansı yüksektir. Çift telli sargıda ise iletkenler birbirine yakın şekilde sarıldığından DM endüktansı düşüktür.

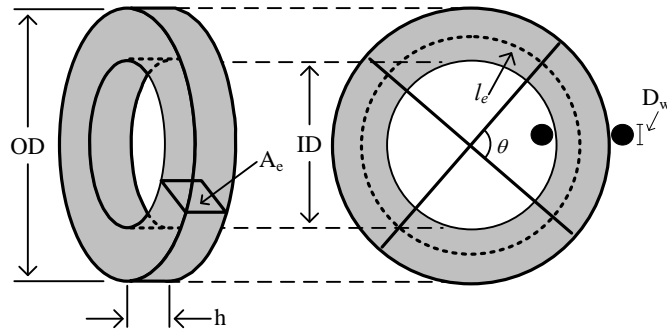


Şekil 1.6. CMC sargı şekilleri (a) kesitsel sargı, (b) iki telli sargı [17].

CMC'lerde kaçak endüktans olarak kabul edilen ve istenmeyen bir durum olarak düşünülen DM endüktansı, DM gürültüsünün zayıflatılmasında avantaj olarak kullanılabilir. Böylece bazı tasarımlarda ekstra DM bobini kullanımına ihtiyaç kalmadan CMC'nin kaçak endüktansı ile DM gürültü zayıflatılabilir.

CM gürültüsünün zayıflatılmasında büyük etkiye sahip olan CMC için literatürde farklı tasarımlar önerilmiş ve bu tasarımlar literatür taraması bölümünde incelenmiştir. Her ne kadar farklı nüve ve sargı yapıları olsa da CMC nüveler için genel yaklaşım toroid nüve üzerine faz sayısına uygun sargı kullanımındır. Literatürde farklı CMC tasarımlarının önerilmesinin yanı sıra CMC'nin tam bir modeli için analitik hesaplama yöntemleri ve sonlu elemanlar temelli modeller yer almaktadır. Bu çalışmada CMC modeli için Nave [18] tarafından önerilen analitik hesaplama yöntemi tercih edilmiştir.

CMC endüktans hesabında kullanılacak fiziksel parametreler için Şekil 1.7.'de CMC modeli verilmiştir. Şekil 1.7.'de  $D_w$  tel çapını ifade etmektedir.



Şekil 1.7. CMC matematiksel modeli için fiziksel ifadeler.

Toroid nüve üzerinde sarılan sargıların endüktansı iki parçalı bir yaklaşımla hesaplanmaktadır. Basitleştirilmiş bu hesaplamada öncelikle Denklem (1.5)'teki gibi hava nüveli bir toroid için endüktans değeri bulunur ve devamında bu değer toroidin yarı parçası çubuk nüve gibi düşünülerek manyetik malzemenin etkin geçirgenliği (effective permeability) ile çarpılır.

$$L = \frac{0,4\pi N^2 A_e}{l_e} \times 10^{-8} H \quad (1.5)$$

Denklem (1.5)'te  $A_e$  nüvenin etkin kesit alanını ( $\text{mm}^2$ ),  $l_e$  nüvenin etkin ortalama uzunluğunu (mm),  $N$  ise sarımdaki tur sayısını ifade eder. CMC'nin kaçak endüktans hesabı [13] için Denklem (1.6) kullanılır.

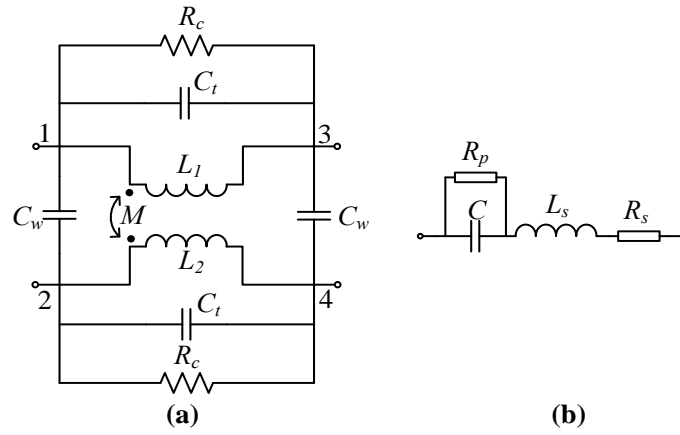
$$L_{DM} \cong 2,5\mu_0 N^2 \frac{A_e}{l_{eff}} \left( \frac{l_e}{2} \sqrt{\frac{\pi}{A_e}} \right)^{1,45} \quad (1.6)$$

Denklem (1.6)'da  $\mu_0$  boşluğun manyetik geçirgenliğini,  $l_{eff}$  ise kaçak akı etkin ortalama uzunluğunu ifade eder. Denklem (1.6)'da görülen  $l_{eff}$  ifadesi nüvenin fiziksel parametreleri kullanılarak Denklem (1.7)'deki gibi hesaplanır.

$$l_{eff} = \sqrt{\frac{OD^2}{\sqrt{2}} \left( \frac{\theta}{4} + 1 + \sin \frac{\theta}{2} \right)^2 + ID^2 \left( \frac{\theta}{4} - 1 + \sin \frac{\theta}{2} \right)^2} \quad (1.7)$$

Denklem (1.7)'de  $\theta$  sarım açısını (derece),  $ID$  ve  $OD$  toroid nüvenin iç ve dış çaplarını ifade eder.

Yüksek frekanslarda bobin ve kapasitör gibi pasif devre elemanları rezonans frekansı olarak adlandırılan frekans değerinden sonra ideal davranış özelliklerini kaybederler. Örneğin, kondansatör yüksek frekans değerlerine yaklaştıkça, bağlantı noktalarındaki istenmeyen kaçak etkilerin neden olduğu bir  $L$  endüktansı ve kondansatör plakaları arasındaki kayıpları temsil eden seri bağlı bir  $R$  direnci ile modellenir. EMI filtre tasarımlarında kullanılan pasif devre elemanlarının yüksek frekanslarda idealden uzaklaştığı düşünüldüğünde yüksek doğrulukta EMI filtre modeli elde etmenin zorlu bir problem olduğu görülmektedir. EMI gibi hassasiyet gerektiren uygulamalarda kullanılan devre elemanlarının gerçek davranışları iyi bilinmelidir.



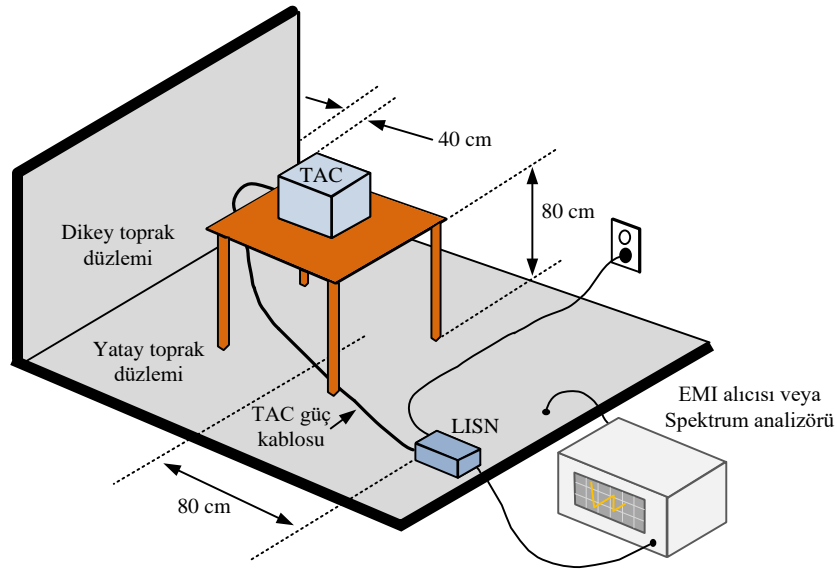
Şekil 1.8. (a) CMC için yüksek frekans modeli, (b) kapasitör için yüksek frekans modeli.

Şekil 1.8.(a)'daki CMC eşdeğer devresinde yer alan  $C_t$ ,  $C_w$ ,  $R_c$ , ve  $M$ , sırasıyla parazitik self-kapasitans, sargılar arası kapasitans, manyetik kayıplar için direnç ve CMC için kuplaj faktörünü ifade eder. Şekil 1.8.(b)'deki kapasitörün yüksek frekans eşdeğer devresinde yer alan  $R_p$ ,  $R_s$  ve  $L_s$  ise sırasıyla kaçak direnç, eşdeğer seri direnç (ESR) ve eşdeğer seri endüktansı (ESL) ifade eder.

#### 1.4. EMC Test Ve Ölçümleri

EMC ölçümleri gürültünün yayılım şekline göre CE ve RE olarak iki sınıfa ayrılır. Bu çalışmada güç elektroniği devreleri için CE ölçümleri yapıldığından RE testi hakkında bilgi verilmemiştir.

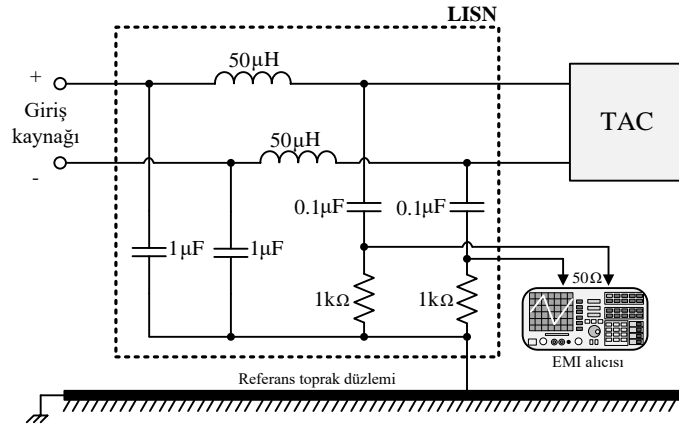
CE ölçümlerinde Şekil 1.9.'daki test düzeneği kurularak test altındaki cihazın (TAC) güç kabloları yoluyla şebekeye verdiği bozucu etkiler ölçülmektedir.



Şekil 1.9. İletim yoluyla girişim (CE) test ortamı [19].

Şekil 1.9.'da EMI gürültü ölçümü için gerekli test cihazları ve ekranlanmış odadaki yerleşimleri görülmektedir. Test ortamındaki tahta masanın boyutları ve toprak levhası standartlara göre belirlenmiştir. Ölçüm sonuçlarının tekrarlanabilirliği ve güvenilirliği için ortamdaki cihaz yerleşiminin standartlara göre yapılması gerekir.

Yukarıdaki CE test düzeneğinde kullanılan ekipmanlardan ilki şebeke ve TAC arasına bağlanan hat empedansı dengeleme ağıdır (LISN). Şekil 1.10.'da CISPR 16-1-2 standardında belirtilen LISN devre şeması verilmiştir. Devre şemasında görüldüğü üzere LISN üç kapılı bir pasif devredir ve CE ölçümlerinde (endüstriyel uygulamalarda) 30 MHz'e kadar olan frekanslar için TAC'nin bağlantı kablolarında yapılan ölçümlerde kullanılır. LISN ile farklı standartların CE ölçüm frekans bandında şebeke ve TAC arasında sabit bir empedans uyumu (yaklaşık 50  $\Omega$ ) sağlanarak istenmeyen yansımalar engellenmiş olur. TAC tarafından şebekeye olası gürültü geçişleri LISN ile engellenerek gürültünün sadece EMI ölçüm cihazına erişimine izin verilir. LISN şebeke tarafından gelebilecek gürültüleri de filtreleyerek test sistemine geçişini önler.



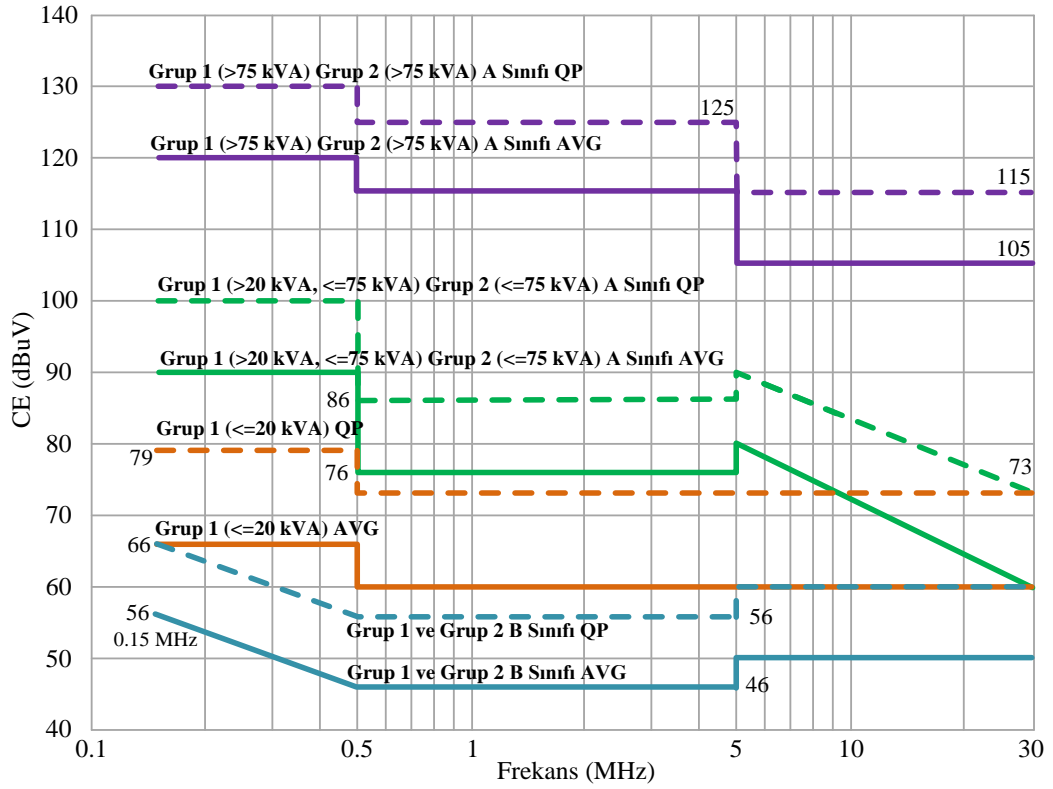
Şekil 1.10. İletkenlik yoluyla yayılım testi için LISN devre şeması.

Her standardın belirlediği bir LISN bulunmakta ve test ölçümleri bu devrelere göre yapılmaktadır. Örneğin, askeri standart olan MIL-STD 461 için kullanılan LISN ile otomotiv standardı olan CISPR 25'teki LISN farklıdır.

TAC tarafından bir iletim hattı üzerinden yayınlanan gürültülerin ölçülmesi ve EMI gürültü işaretlerinin görüntülenmesi için EMI alıcısı veya spektrum analizörü kullanılmaktadır. LISN üzerindeki faz ve nötr bağlantı noktalarından alınan ölçümler EMI alıcısı ekranında görüntülenerek ilgili standart sınır değerleri ile karşılaştırılır.

FCC/CISPR'ın CE için belirlediği sınır değerler Şekil 1.11.'de görülmektedir. Şekilde A sınıfı (Class A) endüstriyel ve ticari kullanım alanları için üretilen cihazları, B sınıfı (Class B) ise endüstriyel ve ticari kullanımların yanı sıra evsel (residential) uygulamalarda da kullanılması planlanan cihazları kapsayan sınıflardır. B sınıfı cihazların sınır değerlerinin diğer sınıfa göre daha sıkı olduğu görülmektedir.





Şekil 1.11. FCC/CISPR 11 ana port CE sınırları.

Ölçüm sonucunun okunmasında önemli bir konu da EMI alıcısı veya spektrum analizöründeki dedektörlerdir. EMC ölçümlerinde kullanılan dedektörler üç tiptedir. Bunlar ortalama (average), tepe (peak) ve yarı-tepe (quasi-peak) dedektörlerdir.

**Tepe (PK) dedektörü:** Tepe dedektörü; yarı-tepe ve ortalama dedektörlerle alınan ölçümlere göre daha hızlı tarama yaptığından ön uyumluluk (pre-compliance) testlerinde kullanmakta ve spektrum analizörleri veya EMI alıcısında otomatik dedektör olarak bulunmaktadır. Tepe dedektörü ile tarama yapılan ölçümde elde edilen gürültü, ilgili standardın sınır değerleri altında kalıyorsa diğer dedektörlerin de sınır değerleri altında kalacağından daha fazla test ölçümüne gerek duyulmaz [20].

**Yarı-tepe (QP) dedektörü:** Pek çok standartta CE ve RE sınır değerleri yarı-tepe dedektörüne göre verilmektedir. Yarı-tepe dedektörü; işaretleri darbe yinleme oranlarına göre değerlendirir. Yarı-tepe dedektörünün aldığı ölçüm değerleri her zaman tepe dedektöründen daha küçük ya da eşittir. CISPR 16-1-1'de yarı-tepe

dedektörünün karakteristiği anlatılmıştır. Ön testlerin yapıldığı EMC laboratuvarında kullanılan spektrum analizöründe yarı-tepe dedektörü yoktur. Bu dedektöre sahip bir cihazın olması iyi bir altyapı göstergesi olmasına rağmen ön uyumluluk testleri için gerekli bir dedektör değildir.

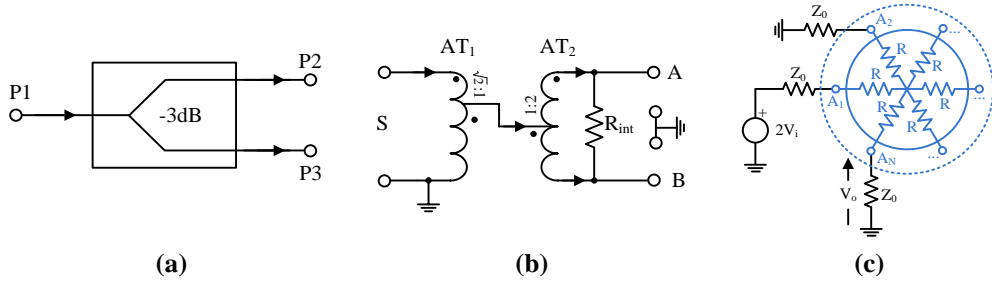
Ortalama (AV) dedektörü: Ortalama dedektörü sadece CE testlerinde gereklidir ve ölçülen işaretin ortalama değerini almaktadır.

Ölçümlerde dikkat edilmesi gereken bir diğer önemli konu bant genişliğidir. FCC ve CISPR gibi düzenleyici kuruluşların CE ölçümlerinde belirlediği çözünürlük bant genişliği (RBW) 150 kHz-30 MHz frekans aralığı için 9 kHz'dir.

CE ölçümlerinde faz veya nötr iletkenleri üzerinden gürültü analizi yapılmaktadır. Ancak EMI gürültünün kaynağının belirlenmesi ve gürültüye uygun yöntemlerle müdahale edilmesi için gürültü modlarının belirlenmesi gerekir. EMI filtre tasarımında gürültü modlarının hangi frekans aralıklarında baskın olduğu bilinmeli ve buna göre CM ve DM olmak üzere her iki gürültü moduna göre filtre elemanı seçilmelidir. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde pasif ayırıcı devreler, aktif ayırıcı devreler, akım probu ile ölçüm ve yazılım tabanlı uygulamalar ile gürültü modlarının ayrımının yapıldığı görülmektedir. Direnç devreleri [21], WBG transformatörleri [22–26] ve güç ayırıcı/birleştirici devreleri [27, 28] pasif ayırıcılara örnektir. Aktif ayırıcı devrelerinde ise işlemsel yükselteç kullanılır ve bu ayırıcılar için ek güç kaynağı gerekir [24, 25]. Yazılım tabanlı gürültü ayırıcıda ise EMI alıcısının faz ve nötr uçlarından ölçülen gürültü işaretlerinin işlenmesi ile CM ve DM gürültü gerilimleri bulunmaktadır [29, 30]. HF akım probu [6] ile CM ve DM gürültü ayrımı donanımsal olarak yapılabilmektedir. Ölçümde tek bir akım probu ile ölçüm düzeneğinde herhangi bir değişiklik yapılmadan kolayca bağlantı kabloları etrafına akım probunun yerleştirilmesiyle gürültü akımları algılanmakta ve bu sayede mod ayrımı yapılabilmektedir. Maliyet açısından bakıldığında akım probu pahalı bir ölçüm ekipmanıdır ve diğer ölçüm yöntemlerine göre mod ayrımı daha maliyetli olmaktadır. Akım probunda yüksek manyetik geçirgenliğe sahip demir nüve kullanılmaktadır ve

yüksek akımlı sistemlerde manyetik doyum sorunu ortaya çıkacağından akım probunun yüksek akım uygulamalarında kullanımını sınırlı olmaktadır.

Bu çalışmada gürültü modlarının ayrılmasında pasif ayırıcı olan ayırıcı/birleştirici (splitter/combiner) devresi kullanılmıştır. Ayırıcı devresi düşük araya girme kaybı, yüksek izolasyon gibi özellikleri nedeniyle yüksek frekanslı uygulamalar, işaret işleme, mikrodalga uygulamaları ve radyo iletişimde işaretlerin ayrılmasında veya birleştirilmesinde kullanılır. Ayırıcı devresi rezistif ve reaktif olmak üzere iki tiptedir. Rezistif ayırıcıda isminden de anlaşıldığı gibi direnç kullanımıyla işaret ayrılır ve bu ayırıcıda herhangi bir ayırma işleminden daha fazla kayıp ortaya çıkar. Ucuz ve kolay tasarlanabilir bir ayırıcı olması nedeniyle çoğunlukla düşük frekans uygulamalarında tercih edilir. Hibrid olarak da bilinen transformatörlü ayırıcı teoride kayıpsızdır fakat ayırma işleminin doğası gereği 3 dB'lik bir kayıp meydana gelmektedir. Şekil 1.12.(a)'da iki yönlü ayırıcı/birleştiricinin sembolü verilmiştir.

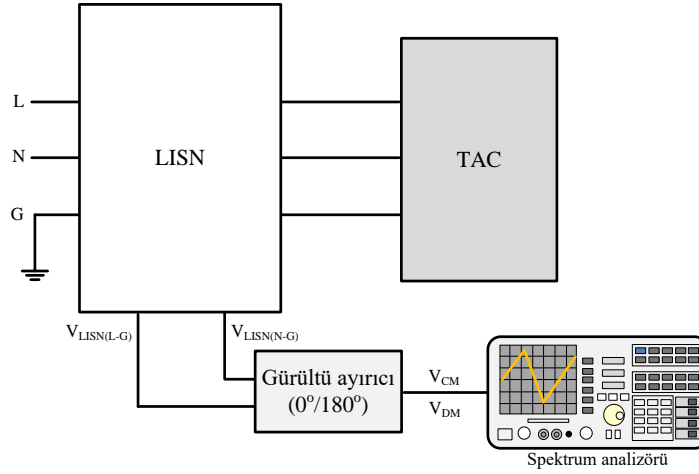


Şekil 1.12. (a) ayırıcı/birleştiricinin sembolik gösterimi, (b) reaktif ayırıcı, (c) rezistif ayırıcı.

İki uçlu ayırıcı rezistif veya kayıpsız bir elemandan oluşsa bile P1 işaretinin gücü P2 veya P3'e göre 3 dB kayıpla ayrılmaktadır. Şekil 1.12.(b)'de reaktif ayırıcı, Şekil 1.12.(c)'de rezistif ayırıcı devre şeması verilmiştir.

Rezistif ayırıcı yıldız bağlı dirençlerden oluşmaktadır ve doğru akımdan (DA) başlayan geniş frekans aralığında çalışan ancak bunu da düşük izolasyon seviyesi ve yüksek kayıpla yapan ayırıcı türüdür. Uç sayısı arttıkça kayıplar da artacağından en fazla üç uçlu olarak kullanılmaktadır. Reaktif ayırıcıda ise transformatör kullanıldığı için izolasyon seviyesi yüksek olup rezistif ayırıcıya göre kayıplar daha düşüktür. Tasarımları karmaşık olan bu ayırıcı türünde rezistif ayırıcıya göre frekans aralığı

sınırlıdır. Ayırıcı seçiminde frekans aralığı, araya girme kaybı, izolasyon seviyesi (izolasyon=portlar arası araya girme kaybı), uç sayısı, faz ( $0^\circ$ ,  $180^\circ$  ve mikrodalga özel uygulamalarında  $90^\circ$ ) bilgisi gereklidir.



Şekil 1.13. Gürültü modu ayırıcı bağlantı düzeneği.

Donanımsal olarak gürültü modlarının ayırımında kullanılan  $0^\circ$  ve  $180^\circ$  ayırıcıların bağlantı şeması Şekil 1.13.'teki gibidir. Ayırıcı/birleştirici devrelerinin katalog bilgilerinde yazan  $0^\circ$  ve  $180^\circ$  ifadesi sırasıyla ölçülen işaretin vektörel olarak toplamının ve farkının alındığını belirtir. Denklem (1.8) ile verilen CM gürültü genliği faz ( $V_L$ ) ve nötr hattından ( $V_N$ ) ölçülen toplam gürültü genliğinin yarısına eşittir:

$$V_{CM} = \frac{V_L + V_N}{2} \quad (1.8)$$

DM gürültüyü elde etmek için Denklem (1.9)'daki gibi faz ve nötr hattından ölçülen gürültü gerilimlerinin farkının yarısı alınarak işlem yapılmaktadır.

$$V_{DM} = \frac{V_L - V_N}{2} \quad (1.9)$$

Bu çalışmada gürültü modlarının ayırımı için kullanılan iki yönlü  $180^\circ$  ayırıcının portlar arasındaki kaybının en fazla 3,5 dB,  $0^\circ$  ayırıcının ise 6 dB olduğu katalog bilgilerinde görülmektedir.

### 1.5. Tezin Amacı

EMI filtre tasarımı üzerine literatürdeki çalışmalar incelendiğinde filtre tasarımında genel yaklaşımın sadece EMI gürültününün zayıflatılmasıyla ilgili standart sınırlarının sağlanması üzerine olduğu görülmektedir. Güç elektroniği devrelerinde EMI filtrenin PCB üzerindeki boyutu ve hacmi düşünüldüğünde gürültününün zayıflatılmasının yanı sıra güç yoğunluğu bakımından da uygun bir tasarıma ihtiyaç vardır. Bu çalışmada EMI filtre tasarımında önemli tasarım kriterleri olan güç yoğunluğu, filtre kapasitörlerinin dengesizliği ve bu dengesizliğin kaçak akım gibi önemli bir güvenlik kriterine etkisi incelenmiştir. Çalışmada iki farklı güç elektroniği devresi için EMI gürültü modellemesi ve bu devreler için EMI filtre tasarımı yapılmıştır. Ayrıca filtre tasarımında çoğunlukla ihmal edilen empedans uyumsuzluğunun EMI gürültü üzerine etkisi simülasyon ve deneysel sonuçlarla desteklenerek incelenmiştir. Önerilen tasarımlarda yüksek güç yoğunluğuna sahip, düşük maliyetli ve optimal eleman seçimi ile gürültüyü daha iyi zayıflatan EMI filtre yapısı sunulmuştur.

## **BÖLÜM 2. LİTERATÜR ÖZETİ**

Bu bölümde, EMI gürültünün modellenmesi ve EMI filtre tasarımı hakkında literatür incelemeleri verilmiştir.

### **2.1. EMI Gürültünün Modellenmesi**

Elektrikli/elektronik cihazlar çalışma doğaları gereği istenmeyen elektromanyetik girişimlere neden olurlar. Özellikle yüksek frekanslarda anahtarlama yapan güç elektroniği devrelerinde EMI sorunu göz ardı edilemeyecek boyuttadır ve EMI gürültünün engellenmesi için öncelikle gürültü kaynağının modellenmesi gerekmektedir. EMI gürültünün modellenmesi için zaman ve frekans domeninde olmak üzere iki tür modelleme yöntemi bulunmaktadır. Her iki modelleme yönteminde temel mantık sistemdeki tüm pasif elemanların gerçek eşdeğer devrelerinin çıkarılması üzerinedir. Yöntemleri birbirinden ayıran fark ise gürültü kaynağının modellenme şeklidir.

**Zaman düzleminde modelleme:** Zaman düzleminde modellemede anahtarlama elemanlarının gerçek çalışma karakteristikleri kullanılarak gürültü modeli hazırlanır. Bu modellemede küçük zaman aralıkları ile çözüm yapılarak daha doğru bir gürültü modeli elde edilir ancak küçük zaman aralığı devrenin çalışma süresini arttırmaktadır. Uzun modelleme zamanını azaltmak için anahtarlama elemanlarının dalga şekilleri basitleştirilerek trapezoidal dalga şekliyle değiştirilir. Zaman düzleminde modellemede gerçek dalga şekillerinin spektrumu hızlı Fourier dönüşümü (FFT) kullanılarak elde edilir.

**Frekans düzleminde modelleme:** Frekans düzleminde modelleme hızlı ve kolay bir yöntem oluşu nedeniyle sıklıkla kullanılan bir yöntemdir. Bu modelleme yönteminde

devrenin doğrusal eşdeğeri kullanılır. Anahtarlama elemanları eşdeğer akım veya gerilim kaynakları ile yer değiştirir. Bu yöntem simülasyon süresini azaltsa da çok sayıda bileşenin eşdeğeri kullanıldığı için devre yapısı karmaşık hale gelebilir.

Davranışsal (behavioral) modelleme: Frekans düzleminde yüksek frekanslarda yaşanan zayıf doğruluk (accuracy) sorununa yönelik geliştirilen bir yaklaşımdır. Frekans düzleminde modellemede gürültü modeli oluşturulurken lineer olmayan yarıiletken elemanlar lineer bir gürültü kaynağına dönüştürülerek basitleştirme yapılır. Ancak bu basitleştirme özellikle yüksek frekanslarda modelin doğruluğunu azaltmaktadır. CE için belirlenen frekans bölgesinin tamamında gürültüyü doğru tahmin edebilen ve kolay uygulanabilir bir modele ihtiyaç vardır. Gürültü tahmininde başarılı sonuçlar ürettiği için davranışsal modelleme literatürde sıklıkla kullanılan bir yöntemdir [31]. Davranışsal modellemede temel yaklaşım Thevenin veya Norton eşdeğer devrelerinin kullanılarak gürültü modelinin çıkarılmasıdır.

Kara kutu modelleme yöntemi olarak da bilinen davranışsal modellemede iki ve üç uçlu modeller kullanılır. İki uçlu modelde CM ve DM gürültüleri için iki farklı eşdeğer devre kullanılır. Ancak toprağa göre asimetric olan dönüştürücülerde ortaya çıkan MM gürültüsünün önemli olduğu durumlarda bu modelin yetersiz olduğu görülmüştür [32]. MM gürültüsünün modellenmesi ve tahmini üzerine yapılan bir çalışmada [33] üç uçlu model kullanılarak tam bir filtre modeli çıkarılmak istenmiştir. Önerilen modelin pratik uygulamalarda geçerli ve doğru sonucu verebilmesi için modelde parametre tahminine ihtiyaç duyulur. Analitik hesaplamalar veya devre geometrisi üzerine ölçümler yapılarak doğru filtre modeli için parametre çıkarımı gereklidir.

Üç uçlu model güç dönüştürücülerinde CE gürültüsünün modellenmesinde kullanılan diğer bir kara kutu modelleme yöntemidir ve bu yaklaşımda dönüştürücünün giriş tarafı için iletilen EMI modeli oluşturulur. Bu model yük tarafındaki parametrelerin değişiminin giriş tarafında oluşturacağı etki veya girişteki değişimin çıkışa etkisinin tahmininde kullanılamamaktadır. Davranışsal model belirli bir yük durumuna göre çıkarıldığı için bu model literatürde sonlandırılmış davranışsal model (TBM) olarak da adlandırılmaktadır. Motor sürücüsü üzerine yapılan bir çalışmada [34]

sonlandırılmış model kullanılmış ve yüksek frekanslarda ( $>7$  MHz) model doğruluğunun düşük olduğu görülmüştür. Motor sürücüsünün EMI modelinin çıkarıldığı diğer bir çalışmada ise [35] sonlandırılmamış davranışsal model kullanımının 10 MHz'e kadar iyi bir doğrulukta tahmin yapabildiği görülmüştür. Model doğruluğunun artırılması için dönüştürücünün sadece giriş ve çıkışındaki girişimlerin tahmin edilmesi yeterli olmadığından, dönüştürücü giriş ve çıkışı arasındaki etkileşimin de incelenmesi gerekmektedir.

Bishnoi ve ark. [36] motor sürücüsü için kullandıkları çalışmaya benzer olarak alçaltıcı DA-DA dönüştürücü için CE tahmininde 100 MHz'e kadar deneysel sonuçlarla uyumlu olan geliştirilmiş terminal modeli sunmuşlardır. Çalışmada literatürdeki iki ve üç uçlu (terminal) modeller için benzer çalışmalar incelenmiştir. Önerilen üç uçlu model DA-AA sistemler için yarım köprü evirici ve üç faz gerilim beslemeli evirici (VSI) üzerinde de kullanılmıştır. Geliştirilen modelin geçerliliğini doğrulamak için gerçek ölçüm sonuçları ile karşılaştırma yapılmıştır. Gri kutu modelleme olarak da isimlendirilen terminal modelinde model empedansının doğru tahmin edilmesinin modelin doğruluğunu etkilediği görülmüştür.

Yao ve ark. tarafından yapılan derleme çalışmalarında güç elektroniği devrelerinde yayılım ve ışıma yoluyla EMI modelinin çıkarılması ve EMI gürültünün azaltılması için uygulanan yaklaşımlar özetlenmiştir [37, 38].

İki seviyeli üç faz dönüştürücü için EMI gürültü kaynağının modellenmesi üzerine yapılan bir çalışmada [39] filtre tasarımına yönelik modelleme yöntemi kullanılarak anahtarlama elemanının gerilim/akım dalga şekillerinin matematiksel modeli çıkarılmıştır. Frekans düzleminde modellemede anahtarlama dalga şekilleri trapezoidal dalga olarak modellenmektedir. Ancak bu modellemede anahtarlama elemanının dalga şekli tam ifade edilemediğinden yüksek frekanslarda modelin doğruluğu azalmaktadır. Anahtarlama elemanının parazitik bileşenlerinden kaynaklanan salınımlar da modele dahil edilerek daha doğru bir gürültü modeli çıkarılmıştır.



[40]'ta yapılan çalışmada şebekeye bağlı üç seviyeli aktif nötr kenetlemeli evirici (ANPC) için güneş panelinin belirsiz parazitik kapasitansları göz önünde bulundurularak CM EMI modeli çıkarılmıştır.

### 2.1.1. EMI filtre tasarımında kullanılan sayısal yöntemler

Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde EMI filtre tasarımında sonlu elemanlar yöntemi (FEM), parçalı eleman eşdeğer devre (PEEC), moment yöntemi (MoM) ve zaman düzleminde sonlu farklar (FDTD) gibi sayısal yöntemler kullanılmaktadır. Literatürdeki çalışmalarda frekans düzleminde modelleme yöntemi olan FEM'in filtre tasarımlarında sıkça kullanıldığı görülmektedir. FEM; malzeme özellikleri, termal analiz, elektromanyetik modelleme, haberleşme ve anten tasarımı gibi pek çok alanda kullanılan sayısal hesaplama yöntemidir. Bu yöntemin doğru sonuç üretebilmesi için incelenecek bölgenin çok sayıda alt parçaya bölünmesi gerekir. FEM iki ya da üç boyutlu olarak kullanılabilen bir arka plana sahiptir. Filtre uygulamalarında genellikle uzun hesaplama süresine ihtiyaç duyulan üç boyutlu modeli tercih edilir. Ancak model basitleştirme üzerine farklı yaklaşımlarla hesaplama süresinin azaltılması mümkündür. FEM kullanılarak EMI filtre tasarımında filtre elemanı ve parazitik etkilerinin modellenmesi üzerine literatürde farklı çalışmalar mevcuttur.

[41]'de yapılan çalışmada tek katmanlı toroid bobin için iki boyutlu FEM modeli oluşturularak sargılar arası kapasitans ve sargı-nüve arasındaki kapasitansın oluşan eşdeğer parazitik kapasitans (EPC) modellenmiştir. CMC'nin filtre etkinliğini zayıflatan EPC'nin elimine edilmesi üzerine öneriler verilmiştir. FEMM programında hazırlanan EPC modeli deneysel ölçüm sonuçları ile karşılaştırıldığında bağıl hatanın %15 olduğu görülmüştür. Bu değer iki boyutlu ve belirli kabuller altında yapılan bir model için makuldür.

[42]'deki çalışmada kapasitör ve CM bobini için CST programı kullanılarak FEM ile modelleme yapılmıştır. CM ve DM kuplajlarının tahmini ve modellenmesi için üç boyutlu devre modeli önerilmiştir. CM ve DM kuplajlarının engellenmesi ve CISPR

14 standardının belirttiği gürültü sınırlarını sağlamak için ekranlama tasarımları yapılmış ve simülasyon sonuçları deneysel ölçümlerle karşılaştırılmıştır.

[43]'te FEM kullanılarak üç boyutlu CMC modeli verilmiştir. CST programında CMC'nin davranışsal modeli çıkarılarak deneme-yanılma yöntemi ile yapılan tasarımlarda harcanan zamanın azaltılmasına katkı sağlanmış ve modelin birkaç dakikalık çalışma zamanına sahip olması nedeniyle deneme-yanılma yöntemine karşı üstünlüğü ispatlanmıştır.

[44]'teki çalışmada CMC'nin FEM modeli kullanılarak CM ve DM akımlarının manyetik nüve doyumuna etkisi filtre performansı açısından incelenmiştir. Parazitik etkilerin de modellendiği çalışmada farklı nüve yapıları için analizler gerçekleştirilmiştir. CM ve DM empedansları ANSYS Maxwell programında hazırlanan FEM modeliyle hesaplanmış, sonuçlar ölçülen değer ile karşılaştırılmış ve iki yöntem arasındaki hata %1,86 olarak bulunmuştur. Ayrıca modelin akı yoğunluğu farklı akım değerlerine göre hem CM hem de DM için analiz edilmiştir. Sargılar arasındaki kapasitans da yine bu model üzerinden hesaplanmış ve hesaplanan değerlerin gerçek ölçüm değerine çok yakın olduğu görülmüştür.

[45]'te RE ve CE yoluyla EMI girişimleri FEM kullanılarak modellenmiştir. Çalışmada MOSFET anahtarlama elemanı içeren güç modülünün ANSYS Maxwell programında DA iletim simülasyonu, Q3D uygulamasında parazitik etkilerin çıkarılması, HFSS uygulamasında ışınım yoluyla EMI gürültülerinin modellenmesi yapılmıştır. Simplorer uygulamasında ise devre şeması karakteristiği, zaman domeninde devre simülasyonu ve CE EMI analizi gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonucunda elde edilen gürültü değerlerinin CISPR22 standardına uygunluğu incelenmiştir. Çalışmanın istatistiksel analizi yapılarak korelasyon katsayısı 0,73 elde edilmiş ve bu sonuca bakılarak ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasında güçlü bir ilişkinin varlığı ispatlanmıştır.

[46]'da EMI filtre uygulamasında düzlemsel (planar) komponentlerin modellenmesi üzerine bir çalışma yapılmıştır. Devre elemanlarının parazitik etkileri ve kaçak

endüktanslarının doğru bir şekilde değerlendirilmesi için analitik yöntem olan elektrik alan ayrıştırılması kullanılmıştır. Filtre elemanlarının elektrik alan simülasyonları ANSYS Maxwell programı kullanılarak yapılmıştır.

[47]'de yapılan çalışmada EMI filtre elemanları (kapasitör, CM ve DM bobinleri) PEEC modeli yaklaşımı kullanılarak modellenmiştir. Filtre elemanlarının simülasyonu için 3D-GeckoEMC programı kullanılmıştır. PEEC modeli PCB tasarımında yollar arasındaki bağlantının modellenmesinde sıkça kullanılan sayısal bir tekniktir. EMI filtrenin uygulama aşamasından önce PEEC ile eleman karakteristiklerinin belirlenmesi tasarımcılar için kullanışlı bir yöntemdir. Böylece parazitik etkiler ve kuplajlar detaylı bir şekilde görülmüş olacaktır. PEEC yöntemi Maxwell integral denklemlerinden türetilmiştir ve herhangi bir devre simülasyon programı ile kullanılabilir. FEM modelleme ile karşılaştırıldığında ağ modeli gibi uzun çözüm süresine gerek kalmadan elemanlar arası bağlantılarla problem çözümü önemli bir avantajdır. Ancak PEEC yöntemi nüve karakteristikleri gibi lineer olmayan eleman durumlarında sorun yaşamaktadır. Bunun telafisi için parçalı eleman eşdeğer devresinin integral yöntemi (PEEC-BIM) kullanılarak nüvenin modeli de oluşturulmaktadır. Önerilen yöntemin doğrulanması için PFC devresine  $\pi$  filtre tasarımı yapılmış ve FEM'e göre daha kısa analiz süresi gerektirdiği görülmüştür.

[48]'deki çalışmada [47]'deki çalışmanın devamı olarak PEEC ve PEEC-BIM yöntemlerinin gerçek ölçüm değerleriyle karşılaştırılması yapılmış ve CISPR22 standardına göre filtre transfer fonksiyonlarının birbirine çok yakın değerde olduğu görülmüştür. Ayrıca önerilen yöntemin hesaplama zamanı da belirtilerek kısa analiz süresine dikkat çekilmiştir. [49]'da yine aynı araştırmacılar tarafından parazitik etki ve ortak kuplaj modellenerek çalışma genişletilmiştir.

[50]'de yapılan çalışmada PEEC yöntemine dayanan bir otomatik düzenleme algoritması ile alçak geçiren filtre için eleman yerleşim optimizasyonu yapılmıştır. Çalışmada CST programı kullanılarak X kapasitörünün iç geometrisi modellenmiş ve ESR ile ESL değerleri belirlenmiştir. Kapasitörler arasındaki kuplajın önerilen yöntemle modellenmesi için paralel bağlı iki kapasitörün empedans ölçümleri

yapılmıştır. Çalışmadaki yeni yaklaşım kapasitör ve bobinin farklı eksenlerde yerleşiminin gürültü azaltılmasına etkisinin incelenmesi üzerinedir. Böylece PEEC modeli çıkarılan bir filtrenin eleman yerleşiminin de uygun yapılmasıyla daha iyi bir zayıflatmaya sahip olacağı görülmüştür.

[51] ve [52]'de filtre elemanlarının karakteristikleri S-parametreleri kullanılarak matematiksel olarak modellenmiştir. Çalışmada [50]'de verilen kapasitör ve bobin modelleri CST programında FEM ile incelenmiş ve filtre elemanlarının yerleşim şeklinin gürültü azaltma başarısına etkisi değerlendirilmiştir.

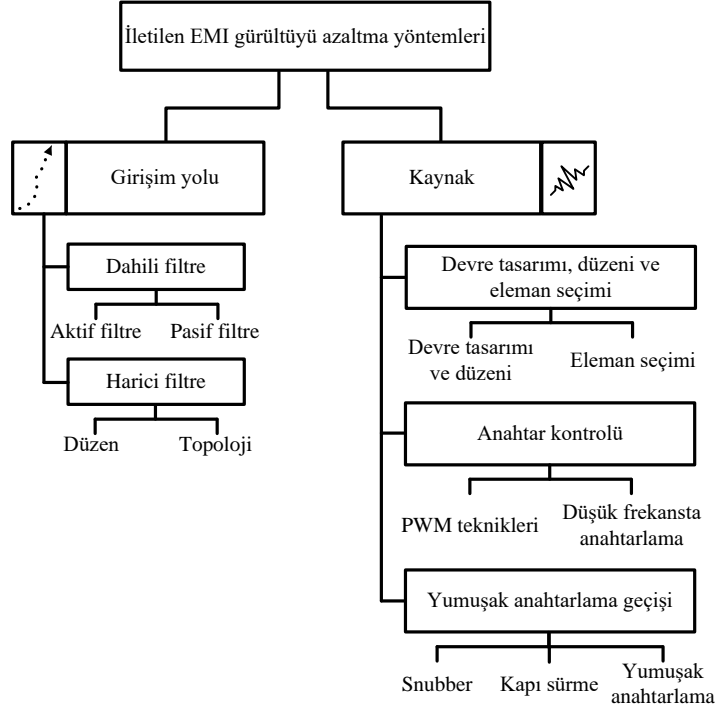
[53]'te yapılan çalışmada ise [50]'de PEEC modelleri çıkarılmış olan filtre elemanları, yükseltici DA-DA dönüştürücü için EMI filtre tasarımında kullanılmıştır. Çalışma sonucunda DM gürültü için filtre zayıflatmasına bakıldığında düşük frekanslarda simülasyon ve ölçüm sonuçları benzerken yüksek frekanslarda aradaki fark giderek açılmaktadır. Bunun nedeni düşük frekanslarda filtre karakteristiğinin simetrik olmasına rağmen yüksek frekanslarda kaçak elemanlar nedeniyle asimetric bir filtrenin ortaya çıkmasıdır. Burada PEEC yönetiminin asimetric problemlere hitap edemeyişi bir eksiklik olarak ortaya çıkmaktadır.

[54]'teki çalışmada SiC transistörlü bir motor sürücüsü devresindeki iletilen girişimleri azaltmak için LC ve LCL tipi EMI filtre tasarımı yapılmıştır. Çalışmada filtre ve sürücü devresi için eşdeğer devre modeli yöntemi kullanılarak yüksek frekanstaki sonuçları incelenmiştir. CM ve DM gürültü modlarında etkili olan parametreler çıkarılarak bunların etkisinin azaltılması için öneriler sunulmuştur. Ayrıca devredeki parazitik etkilerin azaltılması konusunda analizler için üç boyutlu FEM kullanılmıştır.

## **2.2. EMI Gürültü Zayıflatma Yöntemleri**

EMI gürültünün azaltılması için temelde iki yöntem vardır. Bunlardan ilki gürültü kaynağına müdahale edilerek istenmeyen girişimlerin önlenmesidir. İkinci yöntem ise girişim yolunun engellenmesiyle gürültünün iletim hattına veya diğer cihazlara

kuplajının önlenmesidir. Şekil 2.1.'de gürültü azaltma yöntemleri [55] ve alt başlıkları görülmektedir.



Şekil 2.1. İletilen EMI gürültüyü azaltma yöntemleri.

Gürültü kaynağı üzerine yapılan çalışmalarda genellikle ek devre elemanı gereksinimi olmadan gürültü kaynağı olan cihazın devre tasarımında değişiklikler yapılmaktadır. Devre tasarımı üzerinde PCB'de eleman arası bağlantı yollarının kısaltılması, anten etkisi gösterebilecek elemanların belirlenmesi, parazitik etkilerin iptali, ferrit boncuk (bead) kullanımı, uygun topraklama, ekranlama (shielding), vb. gibi iyileştirmeler yapılarak istenmeyen girişimlerin engellenmesi mümkündür. Ayrıca uygun devre elemanı seçimleri ile anahtarlama elemanlarının kontrolü (düşük anahtarlama frekansı veya PWM teknikleri) ve yumuşak anahtarlama teknikleri gibi yöntemlerle henüz kaynakta iken gürültüye engel olunabilir. Bu uygulamaların yanı sıra devre topolojisindeki iyileştirmeler (simetrik topoloji ve denge yaklaşımı) de gürültünün azaltılması için etkili bir çözüm sunabilir. Fakat bu yaklaşım dönüştürücü tasarım ve kontrol yöntemlerinde karmaşıklığı artırabilmektedir.

Gürültü kaynağı üzerinde EMI zayıflatmasına örnek olarak koruma devresi (snubber) incelendiğinde özellikle yüksek frekans bandında iyi bir EMI zayıflatmasının sağlanması mümkündür [56]. Koruma devresi, güç elektroniği devrelerinde anahtarlama elemanının uçları arasına eklenerek verim artırma ve koruma amaçlı kullanılan bir yapıdır. Uygulamada pasif koruma devresinde; direnç, kapasitör, bobin ve diyot kullanılarak anahtarlama elemanının akım ve/veya gerilim dalga şekli üzerinde iyileştirmeler yapılmakta (akım/gerilimdeki ani yükselmeleri azaltmak, di/dt ve dv/dt'yi sınırlamak) ve bu sayede anahtarlama kaynağından kaynaklanan gürültü seviyesi azaltılmaya çalışılmaktadır. Aktif koruma devresinde ise klasik koruma devresinden farklı olarak yardımcı anahtarlama elemanı (auxiliary switch) kullanılmaktadır. Bu yöntemde flyback dönüştürücü gibi transformatörlü devrelerde transformatörün kaçak endüktansında depolanan enerjinin yeniden kullanımı sağlanır. Güç dönüştürücülerinde bu yöntem ile verim artışı sağlanır. Ayrıca anahtarlama elemanı üzerindeki tepe gerilim değeri büyük ölçüde azaltıldığından EMI gürültü de azaltılmış olur. Ancak aktif koruma devresinin bahsedilen faydalarının yanı sıra ek anahtarlama elemanı için sürücü ihtiyacı (maliyeti artışı) ve bu anahtarın doğru zamanda devrede olması için uygun bir kontrol yöntemine (kontrol karmaşıklığının artışı) gereksinim duyması gibi bazı sorunları da bulunmaktadır.

Yukarıda bahsi geçen gürültü kaynağında yapılan iyileştirmelerin yeterli olmaması durumunda gürültünün olası kuplaj yollarına müdahale edilerek girişimlerin azaltılması hedeflenir. Bunun için gürültüye karşı bir filtre yardımıyla empedans uyumsuzluğu oluşturmak suretiyle güç hattına ulaşmasına engel olunabilir. Dâhili veya harici olmak üzere iki türde gürültü filtrelemesi yapılabilir. Harici filtre endüstriyel uygulamalarda sıkça kullanılan metal bir muhafaza içerisinde yer alan filtredir. Harici filtre cihazlara sonradan bağlanan ayrı bir yapı olup önceden tasarlanmış hazır bir devredir. Bu filtre türünde, filtre üreticileri belirli bir frekans aralığı için tasarladıkları filtrenin sağlayacağı gürültü zayıflatmasını kataloglarında paylaşırlar. Dâhili filtre ise güç elektroniği devrelerine entegre olan yapıdır. İki tür dahili filtre vardır, bunlar aktif ve pasif filtrelerdir.

Pasif filtrede bobin ve kapasitör gibi pasif devre elemanları kullanılır. Bu elemanlarla alçak geçiren filtre tasarımı yapılarak istenmeyen girişimlerin besleme hattına geçişi önlenir. Tasarım kolaylığı ve geniş frekans aralığında zayıflatma sağlayabilmeleri nedeniyle güç elektroniği devrelerinde EMI gürültünün azaltılmasında sıklıkla tercih edilen bir yöntemdir. Ancak pasif filtreler büyük boyutlu filtre elemanları içerdiğinden güç elektroniği devre hacminin yaklaşık olarak %30'u kadar yer kaplamaktadır [57]. Özellikle güç yoğunluğunun büyük önem arz ettiği otomotiv, uzay/hava araçları, medikal, vb. çalışma alanlarında EMI filtrenin boyutu önemli bir tasarım kısıtı olarak ortaya çıkmaktadır.

Aktif EMI filtrede (AEF) devrenin bir noktasında gürültü gerilimi veya akımı algılanır, daha sonra ölçülen gürültünün gerilim ve/veya akımının tersi olan işaret üretilerek enjeksiyon noktasından devreye verilir. AEF'lerde genellikle işlemsel yükselteç (OPAMP) veya transistör gibi düşük güçlü analog elektronik elemanları kullanılır. Geri veya ileri besleme kontrol yöntemleri kullanılarak gürültü algılaması ve zayıflatılması sağlanır. AEF'ler pasif filtrelere nispeten daha küçük boyutta olması nedeniyle güç yoğunluğu açısından büyük avantaj sağlamaktadır. AEF'lerin pasif filtrelere göre daha karmaşık yapılar olması ve yüksek güçlü uygulamalara uygun olmayışı bu filtrenin eksik yönleridir.

### **2.2.1. EMI filtre tasarımı**

Elektromanyetik gürültünün kontrolü ve istenmeyen girişimlerin engellenmesi için EMI filtre kullanımı yaygın bir yöntemdir. Filtre tasarımı yapılırken amaç belirli bir frekans aralığında gerekli gürültü zayıflatmasının sağlanmasıdır. Bu nedenle filtre tasarımı yapılırken filtre elemanları ve bu elemanların değerlerinin doğru seçimi önemli bir konudur. Ayrıca belirlenen filtre elemanlarının istenen zayıflatmayı sağlayacak şekilde yerleşimlerinin de dikkate alınması gerekir.

Literatürde filtre tasarımı, eleman seçimi ve filtre topolojilerinin değerlendirilmesi üzerine çok sayıda çalışma vardır. Shifman tarafından yapılan bir çalışmada tek, iki ve üç elemanlı filtre topolojileri için araya girme kaybının grafiksel olarak hesabı

yapılmıştır [58]. Craig çizelgesi (chart) olarak adlandırılan grafiklerden faydalanarak filtre elemanlarının değeri belirlenebilmektedir. Bu çalışmada önerilen tasarım yönteminin kaynak ve yük empedanslarının birbirine eşit ve  $50 \Omega$  olarak kabul edilmesi ve filtre elemanlarının ideal olarak modellenmesi gibi sınırlamaları bulunmaktadır.

Shih ve ark. [59] EMI filtre tasarım adımlarını detaylı bir şekilde anlatmış ve filtre köşe frekansının belirlenmesinde grafik temelli bir araya girme yöntemi kullanmışlardır. Çalışmada gürültü kaynağının empedansı göz önünde bulundurulmadığı için tasarım sonucunda elde edilen filtrenin istenen gürültü zayıflatmasını yüksek frekanslarda sağlamadığı görülmüştür. Bu nedenle hesaplanan filtre üzerinde birkaç değişiklik yapıp filtre tekrar devreye alınmış ve gerçek ölçümler kontrol edilmiştir. Bu yöntemde empedans uyumsuzluğu ve filtre elemanlarının parazitik etkileri göz ardı edildiğinden filtre hesabının birkaç deneme ile tekrarlanması gerekebilir.

Zhang ve ark.'nın [60] önerdiği EMI filtre tasarımı yönteminde filtrenin empedans matrisinden faydalanılmaktadır. Belirli bir Z giriş-çıkış empedansı için filtrenin araya girme kaybı bulunmaktadır. Ancak empedans üzerinden yapılan hesaplamada faz bilgisine de ihtiyaç olduğundan yöntem karmaşık bir hesaplama gerektirmektedir. Çalışmada yer alan empedans ölçümünde faz bilgisi sorunu Ye ve ark. [61] tarafından ele alınmış ve anahtarlamalı güç kaynakları için yeni bir EMI filtre tasarım yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemde gürültü empedansının ölçümü üzerinden yapılan bir yaklaşım dikkat çekmektedir. Güç kaynağı topolojisi ve kontrol yönteminden bağımsız olarak sunulan bu yaklaşımda frekansla değişen empedansın maksimum ve minimum değerleri belirlenerek en kötü durum için filtre tasarımı yapılır.

Liu ve ark. [62] bir faz SiC MOSFET'li inverter için [61]'deki çalışmada verilen gürültü empedans aralığının belirlenmesi yöntemini kullanarak EMI filtre tasarımı yapmışlardır. Nagel ve De Doncker [63] tarafından yapılan çalışmada ise sistematik filtre tasarımı önerilmiş ve farklı filtre topolojileri için araya girme kaybı formülleri çıkarılmıştır. Çalışmada filtre topolojileri için sayısal bağıntıları gösteren bir çizelge



(nomograf) hazırlanmış, maliyet ve hacimsel olarak optimum bir EMI filtre tasarımı önerilmiştir.

Caponet ve ark. [64] tarafından yapılan çalışmada ise [63]'teki devreye gürültü kaynağı empedansı eklenmiş ve zincir matrisi (A matrisi) çalışmaya uyarlanarak filtre topolojileri için transfer fonksiyonları türetilmiştir. [65] referansında A matrisi ile devredeki her eleman birbirlerine bağlanmış ve EMI filtrenin araya girme kaybı transfer fonksiyonu şeklinde ifade edilirken A matrisinden faydalanılmıştır.

Tarateeraseth ve ark. [66] tarafından yapılan çalışmada iki prob yöntemi ile anahtarlama güç kaynakları için sistematik bir EMI filtre tasarımı önerilmiştir. Çalışmada normal çalışma koşullarındaki bir devrenin iki akım probu kullanılarak gürültü kaynağı empedans ölçümü yapılmıştır. Önerilen yöntem daha önce Zhang ve ark.'nın [60] yaptığı devrenin enerjisiz durumdaki gürültü empedansı ölçümü ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak önerilen tasarım yöntemi ile hazırlanan EMI filtrede gürültü empedansının faz bilgisi de dikkate alındığı için önceki çalışmalarda yapılan rezistif empedans kabulüne göre daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

EMI filtre tasarımında kullanılan diğer bir yöntem ise empedans dengelemedir. Empedans dengeleme yöntemi ek devre/eleman gerektirmediği için literatürde konu üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Zhang ve ark. [67] tarafından yapılan çalışmada empedans yöntemi kullanılarak DA-DA yükseltici devre için ortak mod gürültü zayıflatılması incelenmiştir. Yine bu yöntemin kullanıldığı bir çalışmada T tipi nötr kenetlemeli (TNPC) evirici devresi için ortak mod gürültü modeli çıkarılmış ve gürültünün zayıflatılması için Wheatstone köprüsünün denge koşulu sağlanmıştır [68]. Çalışmada yer değiştirme yöntemi ile anahtarlama elemanı ve diyotlar gerilim ve akım kaynakları olarak modellenmiştir.

He ve ark. [69] EMI filtre için üç boyutlu bir modelleme yöntemi önermişlerdir. Filtrenin parazitik etkilerinin iptal edilmesi için CMC sargılarına pF seviyesinde farklı değerlerde ayar kapasitörü eklenmiştir. Bu sayede CMC'nin gürültü zayıflamasına etkisini düşüren eşdeğer paralel kapasitansı (EPC) iptal edilmektedir. Bu yaklaşım ile

20 MHz üstündeki frekanslarda filtrenin CM gürültü zayıflatmasında en fazla 10 dB'lik bir kazanç sağlanmıştır. Ancak ölçüm sonuçlarında önerilen yaklaşımın DM gürültü üzerine etkisinin olmadığı görülmüştür.

Negri ve ark. [70] EMI filtreler için zaman ve frekans domeni simülasyonları için kara kutu modelleme yöntemi geliştirmişlerdir. Bu yöntemde filtre bağlantı uçlarından vektör şebeke analizörü (VNA) ile alınan ölçümler kullanılarak filtre iç yapısı hakkında herhangi bir bilgiye ihtiyaç olmadan model oluşturulmaktadır. S-parametreleri matrisi oluşturulan filtre için SPICE modeli çıkarılarak zaman domeninde gürültü simülasyonları yapılmıştır. Model doğruluğunun ispatlanması için CISPR25 standardının sınırlarının esas alındığı DA-DA dönüştürücü devresinde simülasyon ve deneysel çalışmalar yapılmıştır. Yöntem EMI filtre modellemesi için VNA gibi pahalı bir ölçüm cihazı gerektirmektedir. Ayrıca VNA'nın sınırlı güçte olması nedeniyle yüksek güç uygulamalarında ölçüm zorlaşmaktadır.

Kotny ve ark. [71] tarafından yapılan çalışmada CM ve DM bobinlerinin yüksek frekans modeli çıkarılarak EMI filtre modeli oluşturulmuştur. CM bobinler manyetik bir nüve üzerine iki eş sarımdan oluştuğundan Kotny ve ark. basit bir model elde etmek için kuplajlı bobinin simetrik bir topolojisini model olarak kullanmışlardır.

### **2.2.2. EMI filtre için kullanılan optimizasyon yaklaşımları**

Pratikte EMI filtre tasarımında, filtre topolojisi belirlendikten sonra filtre elemanlarının (kapasitör, CM-DM bobinleri) değerlerinin seçimi için tasarımcının karşısına pek çok seçenek çıkmaktadır. Bu seçeneklerden birkaç tanesini denemek bile oldukça maliyetli ve zaman alıcıdır. Ayrıca uygulama sonunda filtrenin gürültü zayıflatmasındaki istenilen başarısı her zaman garanti edilmeyebilir. Filtre tasarımı bileşimli (combinational) bir problem olduğundan optimizasyon yöntemleri ile filtre eleman değerlerinin yaklaşık olarak belirlenmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır.

Özellikle uzay aracı ve elektrikli araç uygulamaları gibi sınırlı hacme sahip yerlerde EMI filtrenin optimum tasarımı oldukça önemli hale gelmektedir. Bunun için hacim

sorunu olan uygulamalarda çözüm olarak; bobin tasarımında uygun sarım teknikleri, yüksek performansa sahip manyetik malzemelerin tercihi ve özellikle son zamanlarda literatürde entegre EMI filtre olarak bilinen düzlemsel yapıların kullanımı tercih edilmektedir. Literatüre bakıldığında optimizasyon konusunda pek çok çalışma bulunmaktadır.

[72]'de güç dönüştürücü sistemlerinde güç yoğunluğunu artırmak için optimal EMI filtre tasarımı yapılmıştır. Çalışmada önerilen yöntem pasif elemanların katalog dosyalarından oluşan uygun bir veri tabanından yararlanarak kural tabanlı bir tasarım akışı üzerinedir. Filtre hacmi düşürülerek toplam dönüştürücü boyutunun azaltılması amaçlanmıştır. Çalışmada nüve ve kapasitörler (CM gürültü için Y kapasitörü ve DM gürültü için X kapasitörü) için bir veri tabanı oluşturulmuş, tasarım kriterleri olarak nüvenin doyum sınırları, filtre katı sayısı ve bobinlerin sarım sayıları belirlenmiştir. Çalışma sonucunda elde edilen optimal filtre tasarımı VSI için iki farklı yük koşulunda incelenmiştir. Topoloji olarak sadece LC kullanılmıştır. Sonuç olarak iki kat filtre uygulamasıyla EMI filtrenin hacmi klasik sistematik tasarıma göre R yükü için yaklaşık %67 azaltılırken, RLC yükü için %50 azaltılmıştır. Filtre başarısı MIL-STD 461F standardına göre incelenmiştir. Araştırmacılar başka bir çalışmalarında ise aynı kural tabanlı optimal filtre tasarımı yöntemini kullanarak evirici beslemeli bir asenkron motor için  $\pi$  tipi bir EMI filtre tasarlamış ve filtrenin hem MIL-STD 461F hem de CISPR25 Class5 standartlarına uygunluğunu incelemişlerdir. Çok katlı tasarımların her zaman filtre boyutunu küçültmeyeceği de yine bu çalışma sonucunda görülmüştür [73].

[74]'te GA kullanılarak güç yoğunluğunun artırılması için EMI filtre tasarımı yapılmıştır. [75]'te ise filtre boyutunun hesaba katılmadığı bilgisayar tabanlı otomatik EMI filtre tasarımı yapılmıştır. [76]'da DM EMI filtrenin hacminin azaltılması bazı ara değer hesabı yapılmış hacimsel parametrelerin kullanımıyla yapılmış ve yine bu çalışmada optimal filtre katı seçimiyle filtre hacminin azaltıldığı ve bu şekilde de güç yoğunluğunun arttığı görülmüştür.

[77]'de yapılan çalışmada piyasada mevcut olan pasif elemanların davranışlarının simülasyonunun yapılması için devre modellerinin bulunduğu bir eleman kütüphanesi ve devre simülasyon programının birlikte çalıştığı bir tasarım prosedürü geliştirilmiştir. Filtre kütüphanesinde önceden tanımlanan filtre topolojileri bulunmaktadır. Optimizasyon yöntemi olarak ikili parçacık sürüsü optimizasyonu (BPSO) tercih edilmiş ve çözüm uzayı için filtre topolojilerinin (DA ve bir faz AA filtreler) bulunduğu bir küme oluşturulmuştur. Uygunluk fonksiyonları olarak CISPR17 standardına göre filtrenin kaçak akım değeri, istenen gürültü zayıflatma seviyesi ve empedans uyumu belirlenmiştir. Uygulaması yapılan filtrelerin düşük güçlü olması ve üç fazlı sistemler için filtre tasarımı yapılmamış olması çalışmanın eksik yönüdür.

[78]'de alçaltıcı dönüştürücü için yapılan optimal filtre tasarımında öncelikle köşe frekansı belirlenmesinden sonra devre elemanlarının boyut kısıtlarına göre seçimi simülasyon programı kullanılarak yapılmıştır. Filtre modellemesinde elektrik devrelerindeki simetriden yararlanılarak matematiksel model oluşturulmuştur. Optimizasyon yöntemi olarak piyasada mevcut olan filtre elemanlarının üretici kataloglarının ara değer hesabından yararlanarak ve EN50178 standardına uygun bir filtre tasarımı yapılmıştır. Yine aynı çalışmada PFC için AA ve DA filtre tasarımı yapılarak standart sınır değerlerine uygunluğu değerlendirilmiştir ancak iki filtrenin birbirlerini etkileme durumları incelenmemiştir. Önerilen yöntemin simetrik devrelere uygun olduğu ve asimetric devrelerde hatalı sonuçlar verebileceği görülmektedir.

[79]'da SiC anahtarlama elemanına sahip DA-DA dönüştürücü için optimal EMI filtre tasarımında [52]'deki çalışmanın devamı olarak filtre elemanlarının değerlerini belirlemede ara değer hesabı yöntemi kullanılmıştır. Gradyan tabanlı optimizasyon yöntemi için kurulan modelin doğruluğunun problemin çözümünü etkilediğini göstermek için soğutucu modeli, manyetik eleman modeli, yarı iletken anahtar modeli ve anahtarlama frekansının etkisi çalışmaya eklenerek detaylı bir analiz yapılmıştır.

[80]'de değiştirilmiş Kron yöntemiyle filtre tasarımında karşılaşılan elemanlar arası kuplaj sorununun optimizasyon çalışmasıyla azaltılması hedeflenmiştir. Çalışmada

PSpice programında filtre elemanlarının kuplaj etkisi ve parazitik elemanları modellenmiştir. Graf teorisine dayanan Kron yönteminde doğru bir model için uygun graf oluşturulması gereğinden yola çıkarak grafa göre empedans matrisi ve bu matrise ek olarak kuplajların hesaplandığı bir matris oluşturulmuştur. Çalışma sonucunda LC filtre için simülasyon yapılmış ancak gerçek bir uygulama için önerilen yöntemin geçerliliği denenmemiştir.

### 2.2.3. CMC modeli

EMI filtrenin temel elemanı olan ve CM gürültüsünün zayıflatılmasında kullanılan CMC için matematiksel ve sonlu elemanlar yöntemi temelli pek çok çalışma vardır. Nave'nin [18] yaptığı bir çalışmada CM ve DM endüktansları matematiksel olarak modellenmiş, CMC için kaçak endüktans modeli çıkarılmıştır.

CMC'ler üzerine literatürde çok sayıda farklı tasarım önerileri bulunmaktadır. Bunlardan biri klasik toroid CMC'lerin DM üzerindeki etkisini artırmak için önerilen birleşik CMC tasarımıdır. Birleşik CMC tasarımı toroid ve çubuk olmak üzere iki nüve belirli bir sargı şekli ile birleştirilerek CMC'nin DM etkisi artırılmıştır [81]. Borsalani ve ark. tarafından önerilen bu CMC tasarımı ile bir EMI filtre devresi kurulmuş ve klasik CMC'ye ek DM bobinlerinden oluşan EMI filtre devresi ile karşılaştırılmıştır. Her iki devrenin CM ve DM zayıflatma ölçümleri yapılmıştır. Ölçümler sonucunda her iki devrenin CM zayıflatmalarının yaklaşık eşit olduğu ancak önerilen tasarımın klasik DM bobinli filtreye göre aynı DM zayıflatmasını %20 daha küçük bir boyutta sağladığı görülmüştür. Önerilen CMC tasarım şekli güç yoğunluğu bakımından avantajlıdır ancak her iki nüvedeki sarım sayısı arttıkça sargıların izolasyon sorunu ortaya çıkmaktadır. Diğer bir tasarım sorunu ise DM zayıflatmayı artırmak için eklenen çubuk nüve uzunluğunun toroid iç çapından daha küçük olması gereğidir. Bu da kısıtlı bir DM endüktansı sunmaktadır.

Diğer bir CMC tasarımı ise LCL harmonik filtresi EMI filtreyle birlikte kullanılarak daha küçük boyutta filtre devreleri elde edilmektedir. Manyetik olarak birleştirilen EMI ve LCL filtrenin bir örneği [82]'de verilmiştir. CMC için E-tipi

nüveler kullanılmış ve düzgün bir sarım şekliyle simetrik LCL filtre elde edilmiştir. Çalışmada önerilen birleşik filtre tasarımının her iki filtrenin ayrı bir filtre olarak tasarlandığı duruma göre %25 daha az hacme sahip olduğu görülmüştür. Ayrıca her iki filtre devresi için alınan EMI ölçümlerinde önerilen tasarımın DM gürültüyü zayıflatmadaki başarısı daha yüksektir. CMC için CM bobini, klasik kesitsel sargı yerine çift telli sargı ile hazırlanmıştır.

[83]'te Lai ve ark. tarafından yapılan çalışmada CM ve DM bobinleri için kullanılan sırasıyla yüksek ve düşük manyetik geçirgenlikli ( $\mu$ ) toroid nüveler iç içe geçirilerek yeni bir tasarım yapılmıştır. Böylece güç hatları için kullanılacak olan iki DM bobini tek bir nüve üzerinde toplanmıştır. Endüstride bazı özel durumlarda DM bobini için aynı düşük geçirgenlikli nüve üzerine kuplajlı sargı yapıları kullanılmaktadır. Lai ve ark. da bu yaklaşıma benzer bir tasarım yapmışlardır. Önerilen tasarımın daha az bakır iletken kullanımı gerektirmesi ve devrede daha az hacim kaplaması gibi avantajları vardır. Ayrıca CM bobininde daha az sargı olduğundan sargılar arasındaki kapasitans düşük olacaktır. Ancak önerilen sarım şekli klasik bobinajdan farklı olduğu için üretim aşamasında yüksek maliyete neden olmaktadır.

Tan ve ark. [84] tarafından yapılan çalışmada nanoyapılı malzemeli toroid ve ferrit EQ nüvelerinin birleşimi ile yeni bir CM bobini tasarlanmıştır. İki farklı manyetik nüvenin kullanıldığı çalışma ile klasik toroid nüveli CMC'nin kaçak endüktansı artırılmış ve imalat açısından düşük maliyetli ve kolay bir CMC tasarımı yapılmıştır. Tasarımın diğer bir artısı da filtre kapasitörü ile CMC arasındaki parazitik kuplajın azaltılmış olmasıdır. Önerilen CMC tasarımında ekstra DM bobini olmadığı için filtre boyutu azaltılmıştır.

Gulur ve ark. [85] yaptığı çalışmada CM gürültü için yeni bir filtre yapısı önermişlerdir. CM gürültüsünün zayıflatılmasında LCL harmonik filtresinin nötr noktası bir empedans yolu üzerinden anahtarlama elemanı soğutucusuna bağlanmıştır. Yani soğutucu empedans yolu üzerinden topraklanarak CM akımlarına kaynağa dönüş yolu sağlanmıştır. Bu bağlantı şeklinde yüzen soğutucu tasarımı yapılmış ve kaçak akımın ölçülmesi, soğutucu potansiyelinin güvenli sınırdan tutulması gibi ek tasarım

kriterleri ortaya çıkmıştır. Önerilen filtre tasarımı düşük frekanslarda (1 MHz altı) yüksek zayıflatma sağlamaktadır. Yine soğutucunun farklı bir kullanımı üzerine yapılan bir çalışmada üç faz iki seviyeli evirici devresinde ayırık bir yüzen soğutucu tasarımı ile CM gürültüsünün zayıflatılması sağlanmıştır [86].

Bu bölümde EMI gürültünün modellenmesi ve EMI filtre tasarımı üzerine yapılan çalışmalar incelenerek literatüre katkıları değerlendirilmiştir. Bu tez çalışmasında ise yüksek doğrulukta EMI gürültü tahmini için yeni bir gürültü modeli ve EMI filtre tasarımına filtre kapasitörlerinin tolerans değerlerinin dahil edilmesi ile yenilikçi bir tasarım önerisi sunulmuş literatüre katkı sağlanmıştır. Ayrıca EMI filtrede CM gürültüsünün zayıflatılması için önemli bir devre elemanı olan ortak mod bobini için kesitsel ve çoklu sargı şekillerinin EMI gürültü üzerine etkisi incelenmiştir. Filtre tasarımında empedans uyumsuzluğu ile uygun filtre topolojisi seçimi yapılarak daha az sayıda filtre elemanı ile gürültü zayıflatması sağlanmış bu sayede EMI filtre hacmi azaltılarak yüksek güç yoğunluğuna sahip filtre tasarımı yapılmıştır.

## **BÖLÜM 3. PV EVİRİCİ İÇİN EMI GÜRÜLTÜ ANALİZİ VE EMI FİLTRE TASARIMI**

Bu bölümde, üç seviyeli T-tipi PV evirici devresinin EMI gürültü analizi yapılmış ve bu devre için simülasyon çalışması sunulmuştur. Geliştirilen EMI gürültü modelinin simülasyon sonuçları deneysel ölçüm sonuçları ile karşılaştırılmış ve sonuçların uyumlu olduğu görülmüştür. Son olarak PV evirici için CE standardının belirttiği EMI gürültü sınırlarının sağlanması için EMI filtre tasarımı yapılmıştır. Filtre tasarımında filtre kapasitörlerinin tolerans değerleri, kaçak akım güvenlik kriteri ve güç yoğunluğu gibi önemli tasarım kriterleri göz önünde bulundurulmuştur.

### **3.1. PV Eviricinin EMI Gürültü Modeli**

Yenilenebilir enerji kaynaklarının yaygınlaşması ile eviricilerin kullanımı artış göstermekte ve bu alanda pek çok çalışma yapılmaktadır. Eviriciler güç kaynağı olan PV paneller ile şebeke arasında bir ara yüz olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada kullanılan PV evirici izolesiz bir evirici devresi olup izoleli eviricideki transformatör kullanımının getirdiği maliyet, manyetik kayıplar ve büyük hacimli devre tasarımları gibi dezavantajlara sahip değildir. İzolesiz evirici her ne kadar yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu ve hafif tasarım gibi önemli avantajlara sahip olsa da bu eviricide temel sorun PV hücre bağlantıları ile şebekenin fiziksel topraklaması arasında ortaya çıkan yüksek kaçak akımlardır. Literatürdeki çalışmalarda EMI filtrelerde bulunan Y kapasitörü değeri için standart hesaplama ve yaklaşımlar kullanılmakta, kaçak akım konusu çoğu zaman tasarımda ihmal edilmektedir. Bu tez çalışmasında EMI filtre tasarımı yapılırken kaçak akım konusuna dikkat çekilerek ilgili güvenlik standartları hakkında bilgi verilmiş ve kaçak akım güvenlik sınırlarına uygun EMI filtre tasarımı yapılmıştır.



Son yıllarda elektrikli araç sistemleri, motor sürücü uygulamaları ve yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonu gibi alanlarda T-tipi nötr noktası kenetlemeli (T-tipi NPC) eviriciler kullanılmaktadır. T-tipi eviriciler klasik eviricilere göre; düşük anahtarlama frekanslarında dahi düşük toplam harmonik distorsiyonlu (THD) güç akışı sağlayabilmesi, düşük anahtarlama kayıpları, anahtarlama elemanları üzerindeki gerilim streslerinin düşük olması ve küçük boyutta harmonik filtresi gerektirmesi gibi avantajlara [57] sahip olmaları nedeniyle popüler hale gelmiştir [87]. T-tipi eviriciler I-tipi (NPC) eviricilerle karşılaştırıldığında anahtarlama kayıplarının daha az olduğu görülmektedir. Özellikle harmonik ve verim açısından üstün olmaları nedeniyle; PV sistemler, kesintisiz güç kaynağı, motor sürücüleri gibi orta ve yüksek güç uygulamalarında tercih edilmektedir.

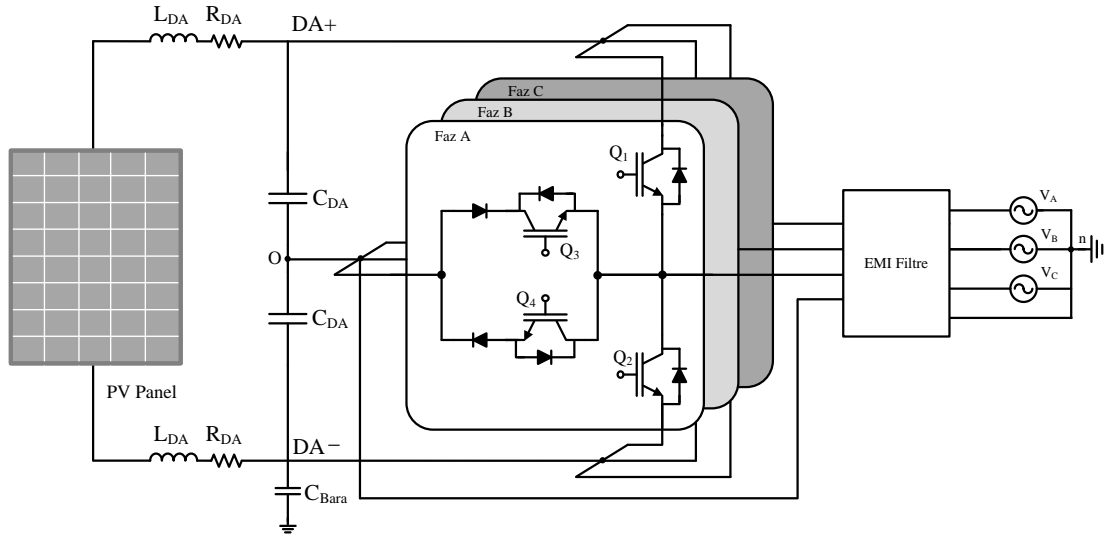
Literatürdeki çalışmalarda T-tipi topolojinin artan anahtarlama frekansı ile birlikte daha düzgün AA çıkış gerilim dalga şekli ve yüksek verim sağladığı belirtilmiştir [88]–[90]. Yüksek frekanslarda anahtarlama; yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu sağlamasına rağmen EMI sorunlarına neden olmaktadır. Devre tasarımının önemli bir kriteri olan güç yoğunluğu düşünüldüğünde evirici toplam hacminin yaklaşık üçte birini oluşturan EMI filtrenin optimal olarak tasarlanması gerekmektedir [57]. Evirici endüstriyel bir cihaz olduğu için EMC direktiflerinin belirlediği elektromanyetik gürültü sınır değerlerinin sağlanması yasal bir zorunluluktur.

Prototip tasarımında On Semiconductor firmasına ait NXH260T120L2Q2F2SG T-NPC güç modülü kullanılmıştır. Bu modülün solar evirici prototipi için tercih edilme nedeni ayırık çıkış çapraz iletimi engelleyerek kapı kontrol kolaylığı sağlaması ve düşük endüktif pin-çıkışı ile EMC bakımından etkili bir tasarım sunmasıdır. Bu yönleriyle üç faz PV evirici uygulamaları için uygun bir topolojidir. Bu devre klasik T-tipi topolojinin daha yüksek güç yoğunluğuna göre optimize edilmiş halidir.

Klasik T tipi topolojiden farklı olarak anahtarlardaki endüktif çevreyi (loop) minimize etmek için topoloji  $T_1$ ,  $D_1$ ,  $T_2$  ve  $D_2$ 'den oluşan üst taraf köprü ve  $T_4$ ,  $D_4$ ,  $T_3$  ve  $D_3$ 'ten oluşan alt taraf köprü şeklinde bölünmüştür. Topolojide  $D_6$  ve  $D_7$  diyotları nötr noktası serbest geçiş diyotlarıdır ve bu diyotların ters toparlanma akımlarına yön vermek için

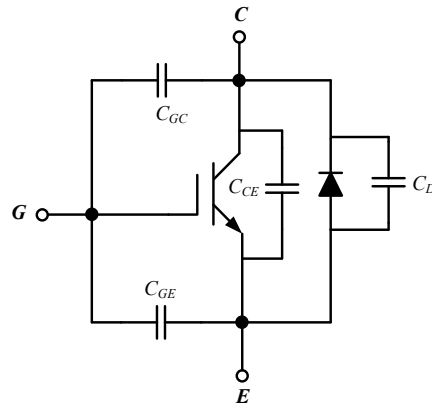
$D_2$  ve  $D_3$  koruma diyotları kullanılmalıdır. Koruma diyotları serbest geçiş diyotlarına göre daha küçük ileri akıma sahiptirler. Bu modüller çoğunlukla solar evirici ve kesintisiz güç kaynağı devrelerinde kullanılır ve endüstriyel olarak karışık gerilim NPC topoloji olarak da isimlendirilmektedir.

Şekil 3.1.'de gösterilen devre şebeke bağlantılı üç-faz dört-tel ayırık kapasitörlü inverter devresidir. Bu devrenin üç faz-üç telli eviriciden farkı DA-bağlantı kapasitörlerinin orta noktasının şebeke/yük nötrüne bağlanmasıyla dördüncü bir tel eklenmesidir.



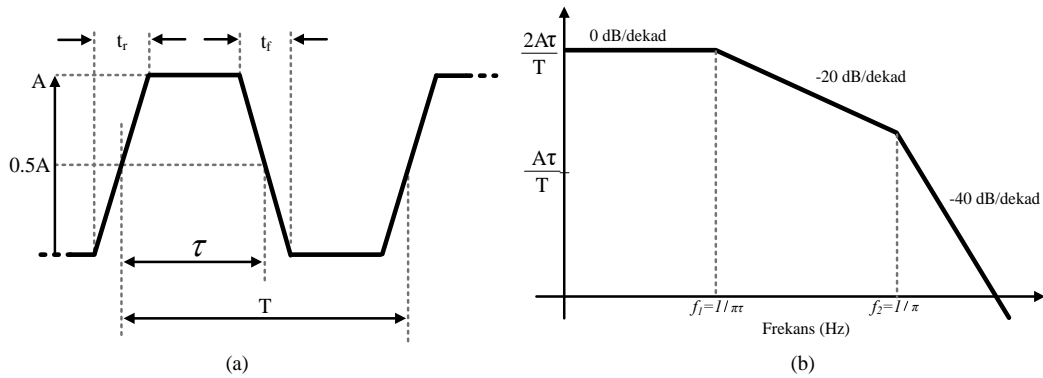
Şekil 3.1. T-tipi şebeke bağlantılı evirici devre şeması.

Çalışmada kullanılan PV evirici için tasarım parametreleri: PWM frekansı  $f_s = 15$  kHz, çıkış gücü  $P_o = 25$  kW, DA çıkış gerilimi  $V_{DA} = 800$  V ve bara kapasitansı  $C_{bara} = 0,8$   $\mu$ F'dır. Evirici devresinde anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılmıştır. Evirici devresi için EMI gürültü modelinin matematiksel ifadesi elde edilerek CM ve DM gürültü gerilimleri hesaplanmış ve davranışsal model Şekil 3.2.'de verilmiştir. Şekil 3.2.'de IGBT'nin katalog bilgilerinden elde edilen giriş kapasitansı  $C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$ , çıkış kapasitansı  $C_{oes} = C_{CE} + C_{GC}$  ve ters transfer kapasitansı  $C_{res} = C_{GC}$  ifadeleri evirici devresinin simülasyonunda kullanılmıştır. Şekil 3.2.'de  $C_{GE}$ ,  $C_{GC}$  ve  $C_{CE}$  sırasıyla kapı-emitör, kapı-kollektör ve kollektör-emitör kapasitanslarını ifade eder.



Şekil 3.2. IGBT davranışsal modeli ve jonksiyon kapasitansları.

Gürültü modelinin çıkarılması için gürültü kaynağının yani IGBT'nin anahtarlama dalga şeklinin modellenmesi gerekir. Anahtarlama elemanının dalga şekli Şekil 3.3.(a)'da görüldüğü gibi asimetrik trapezoidal darbe olarak modellenmektedir. Bu dalga şeklinin spektral zarfı (spectral envelope) Şekil 3.3.(b)'de gösterilmiştir. Evirici için EMI gürültü modeli oluşturulurken anahtarlama elemanlarının yani gürültü kaynaklarının trapezoidal dalga şekline sahip gerilim kaynağı olduğu yaklaşımı ile modelleme yapılmıştır. Bu yaklaşımda model karmaşıklığını azaltmak için anahtarlama elemanının gerçek dalga şekline yakın bir dalga şekli seçilerek model basitleştirilmiştir.



Şekil 3.3. (a) Trapezoidal gerilim dalga şekli, (b) trapezoidal dalga şeklinin spektral zarfı.

Şekil 3.3.'teki dalga şeklinde  $T$  periyodu,  $\tau$  darbe genişliğini,  $t_r$  darbe yükselme zamanını,  $t_f$  darbe düşme zamanını ve  $A$  da genliği ifade eder. Trapezoidal dalga

şeklinin zarfı, yükselme ve düşme zamanlarının eşit olduğu ( $t_r = t_f$ ) kabulüyle Denklem (3.1)'deki gibi ifade edilir.

$$Zarf = 2A \frac{\tau}{T} |\text{sinc}(\pi\tau f)| \times |\text{sinc}(\pi t_r f)| \quad (3.1)$$

Spektral zarfın logaritması alındığında Denklem (3.2) bulunur.

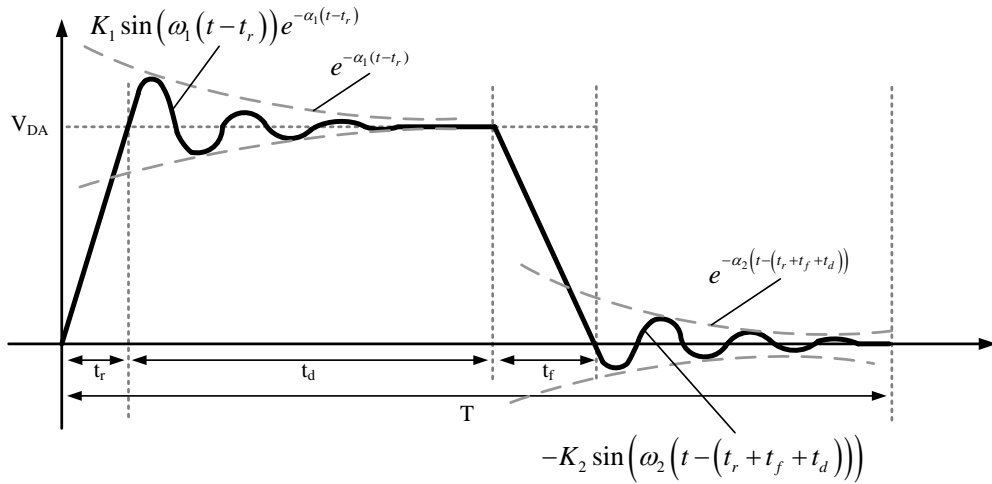
$$20 \log(zarf) = 20 \log\left(2A \frac{\tau}{T}\right) + 20 \log(\text{sinc}(\pi\tau f)) + 20 \log(\text{sinc}(\pi t_r f)) \quad (3.2)$$

Denklem (3.2)'de  $\text{sinc}(x) = \sin x/x$ 'tir. Yukarıda verilen spektral zarf ifadesinden de görüleceği gibi hızlı yükselme/düşme zamanına sahip darbeler yavaş yükselme/düşme zamanına göre daha büyük spektral zarf büyüklüğüne sahiptir. Yani gürültü yayılımının azaltılması için yükselme/düşme zamanlarının artırılması gerekir.

Anahtarlama elemanlarının gerçek davranışlarının tam bir modelinin oluşturulması için simetrik trapezoidal dalga şekli yaklaşımı tam bir tahmin sağlayamadığından özellikle yüksek frekanslarda gürültü tahmininde yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle literatürdeki simetrik trapezoidal dalga şekli modellerinden farklı olarak anahtarlama elemanlarındaki salınım etkisinin de dalga şekline dahil edilmesi ile yeni bir gürültü modeli oluşturulmuştur. Salınım fonksiyonun matematiksel ifadesi Denklem (3.3)'teki gibi  $\alpha$  sönüm katsayısına sahip üstel fonksiyon ve sinüs fonksiyonunun çarpımı ile ifade edilir.

$$K e^{-\alpha t} \sin(\omega t) \quad (3.3)$$

Bu yaklaşım ile IGBT'nin yaklaşık anahtarlama davranışı Şekil 3.4.'teki grafikte gösterilmiştir. Grafikte anahtarlama elemanının dalga şekli trapezoidal ve salınım dalga şekillerinin toplamından oluşmaktadır. Anahtarlama elemanının iletim durumundaki salınımı  $t_d$  süresince  $e^{-\alpha_1(t-t_r)}$  üstel fonksiyonu ile sönümlenirken kesim durumundaki salınım  $e^{-\alpha_2(t-(t_r+t_d+t_f))}$  üstel fonksiyonu ile sönümlenmektedir [91].



Şekil 3.4. IGBT kollektör-emiter gerilim dalga şekli.

Sonuç olarak önerilen yaklaşık anahtarlama davranışı; trapezoidal dalga şekli, iletim ve kesim salınımlarından oluşan üç dalga şeklinin toplamıdır. Şekil 3.4.'ten  $V_{ce}$  geriliminin parçalı denklemi yazılmış ve Fourier serisi açılımı yapılarak anahtarlama elemanının davranışsal modeli elde edilmiştir. Denklem (3.4)'te trapezoidal dalga şeklinin Fourier serisi verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 c_{trapez(n)} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{trapez}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{t_r} \frac{V_{DA}}{t_r} t e^{-jn\omega_0 t} dt + \right. \\
 &\int_{t_r}^{t_r+t_d} V_{DA} e^{-jn\omega_0 t} dt + \int_{t_r+t_d}^{t_r+t_d+t_f} \left\{ \left( V_{DA} - \frac{V_{DA}}{t_f} (t - t_r - t_d) \right) e^{-jn\omega_0 t} \right\} dt \left. \right] = \\
 &\frac{V_{DA} T}{4\pi^2 n^2} \left\{ \frac{1}{t_f} (1 - e^{-jn\omega_0 t_f}) e^{-jn\omega_0 (t_r+t_d)} - \frac{1}{t_r} (1 - e^{-jn\omega_0 t_r}) \right\} \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

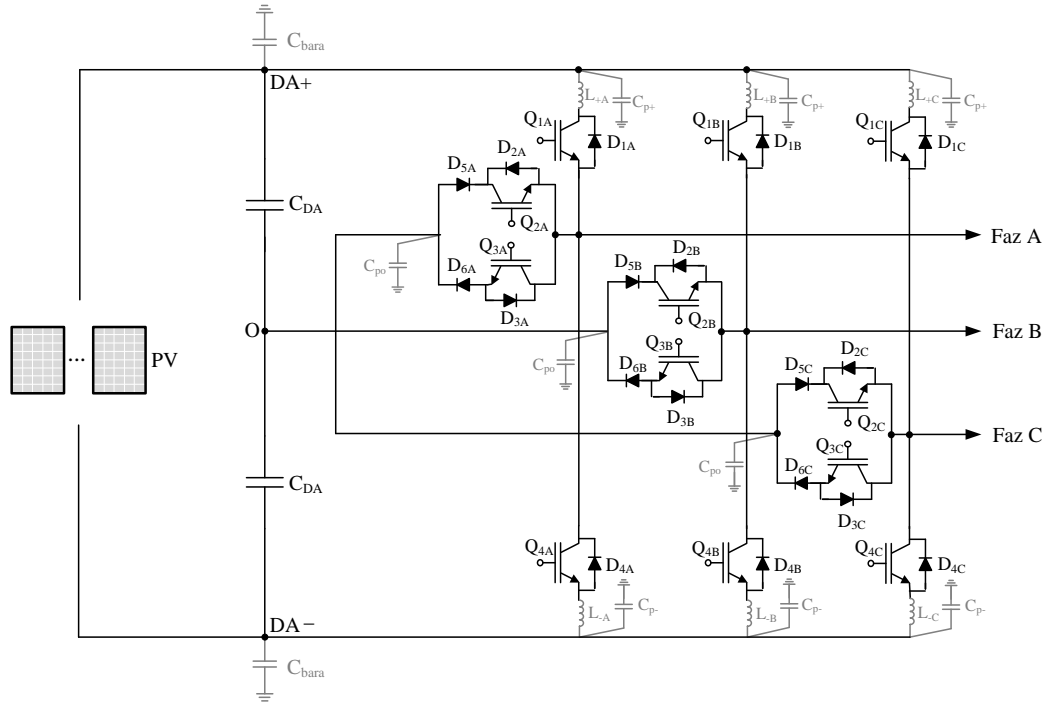
Salınım dalga şeklinin matematiksel ifadesi Denklem (3.5)'te verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 c_{sal(n)} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{sal}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \int_{t_r}^{t_r+t_d} (K_1 \sin(\omega_1(t - \\
 &t_r)) e^{-\alpha_1(t-t_r)}) e^{-jn\omega_0 t} dt + \frac{1}{T} \int_{t_r+t_d+t_f}^T (-K_2 \sin(\omega_2(t - t_r - t_d - \\
 &t_f)) e^{-\alpha_2(t-t_r-t_d-t_f)}) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{K_1 \omega_1}{T(\omega_1^2 + C_1^2)} e^{-jn\omega_0 t_r} \left\{ 1 - \cos(\omega_1 t_d) e^{-C_1 t_d} - \right. \\
 &\frac{C_1 \sin(\omega_1 t_d)}{\omega_1} e^{-C_1 t_d} \left. \right\} - \frac{K_2 \omega_2}{T(\omega_2^2 + C_2^2)} e^{-jn\omega_0 t_0} \left\{ 1 - \cos(\omega_2(T - t_0)) e^{-C_2(T-t_0)} - \right. \\
 &\left. \frac{C_2 \sin(T-t_0)}{\omega_2} e^{-C_2(T-t_0)} \right\} \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

Anahtarlama elemanının  $V_{ce}$  geriliminin Fourier serisi Denklem (3.6)'da verilmiştir. Bu ifade (3.4) ve (3.5) eşitliklerinin toplanması ile elde edilmiştir. Denklem (3.4) ve (3.5)'te  $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ ,  $C_1 = \alpha_1 + jn\omega_0$ ,  $C_1 = \alpha_2 + jn\omega_0$  ve  $t_0 = t_r + t_d + t_f$  ifadelerine karşı gelir.

$$C(n) = C_{trapz(n)} + C_{sal(n)} \quad (3.6)$$

Şekil 3.5.'te T-tipi PV evirici için parazitik elemanlar gösterilmiştir. Bu devrede  $C_p$  anahtarlama elemanı soğutucusu ve toprak arasında ölçülen parazitik kapasitansları belirtir.



Şekil 3.5. T-tipi eviricinin parazitik bileşenleri.

$C_{p0}$ ,  $C_{p+}$  ve  $C_{p-}$  değerleri sırasıyla 182,30 pF, 79,49 pF ve 80,86 pF'dir. Herhangi bir faz barasının parazitik endüktansı  $L_{+/-x}$  ile gösterilmiştir. Ölçüm sonucunda elde edilen parazitik endüktanslar  $L_A = 126,8$  nH,  $L_B = 184,1$  nH ve  $L_C = 153,25$  nH'dir. EMI gürültü modelinin doğruluğunun yüksek olması için gürültü kaynağı olarak anahtarlama elemanının tam bir modelinin oluşturulması ve parazitik etkilerin modele dahil edilmesi gerekir.

İletilen EMI gürültü CM ve DM olmak üzere iki modda incelenir. CM gürültü asimetrik gürültü olarak da bilinir ve devre-toprak arasındaki kaçak kapasitansların şarj/deşarjından kaynaklanan gerilim dalgalanmaları tarafından üretilen gürültüdür. DM gürültü ise simetrik gürültü olarak da adlandırılır anahtarlama elemanının neden olduğu yüksek  $di/dt$  veya  $dv/dt$  değişimlerinden kaynaklanan gürültü modudur.

Güç elektroniği dönüştürücülerinde CM gürültüsünün tespiti ve çözümü DM gürültüye nispeten daha karmaşıktır. CM gürültü modelinde toprak akım yollarının belirlenmesi ve modellenmesi oldukça zordur. Özellikle PV eviriciler gibi giriş ve çıkışında uzun kablo bağlantısı bulunan uygulamalarda iletimle yayılan CM akımları yüksek ışıma yoluyla girişimlere de neden olmaktadır.

Üç faz evirici için çıkış gerilimleri (3.7), (3.8) ve (3.9) denklemleri ile ifade edilir.

$$V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \quad (3.7)$$

$$V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \quad (3.8)$$

$$V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \quad (3.9)$$

(3.7), (3.8) ve (3.9) denklemlerinde  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  ve  $V_{cn}$  faz-nötr gerilimlerini,  $V_{n0}$  gerilimi ise üç fazlı sistemler için CM gerilimini ( $V_{CM}$ ) ifade eder. Çıkış gerilimi denklemleri kullanılarak  $V_{n0}$  Denklem (3.10)'daki gibi elde edilir.

$$V_{n0} = (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} - (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}))/3 \quad (3.10)$$

Dengeli yük kabulüyle  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$  eşitliğinden Denklem (3.11) elde edilir.

$$V_{CM} = V_{n0} = \frac{V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}}{3} \quad (3.11)$$

DM gerilimi ( $V_{DM}$ ) Denklem (3.12)'deki gibi CM geriliminin fazlar arası gerilimden çıkarılması ile bulunur.

$$V_{DM} = V_{ab} - V_{CM} \quad (3.12)$$

DM geriliminin zamana bağlı ifadesi Denklem (3.13) ile gösterilmiştir.

$$V_{DMi}(t) = \frac{8V_{dc}}{\sqrt{3}\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left( m \frac{\pi}{2} M \right) \times \sin \left( [m+n] \frac{\pi}{2} \right) \times \sin \left( n \frac{\pi}{3} \right) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3.13)$$

Benzer şekilde CM geriliminin zamanla değişimi Denklem (3.14)'te verilmiştir.

$$V_{CMi}(t) = \frac{4V_{dc}}{3\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left( m \frac{\pi}{2} M \right) \times \sin \left( [m+n] \frac{\pi}{2} \right) \times \left[ 1 + 2 \cos \left( n \frac{2\pi}{3} \right) \right] \times \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3.14)$$

Denklem (3.13) ve (3.14)'te  $i$ : a, b ve c fazlarını,  $m, n$ : harmonik indislerini,  $J_n(x)$ :  $x$  bağımsız değişkeninin  $n$ . dereceden Bessel fonksiyonunu,  $\omega_c$ : taşıyıcı dalga şeklinin açılmal frekansını,  $\omega_0$ : temel bileşenin açılmal frekansını,  $M$ : modülasyon indisini belirtir. Bu çalışmada evirici devresi için önerilen gürültü modelinin matematiksel ifadeleri verilmiş ve geliştirilen davranışsal modelin simülasyonu yapılmıştır. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde EMI gürültü modellerinde genellikle gürültünün tahminine ve bu gürültünün standart sınırlarını sağlayacak şekilde bastırılması üzerine odaklanıldığı ve devre tasarımlarında önemli bir konu olan kaçak akımın incelenmediği, ayrıca EMI filtre tasarımlarında kullanılan X ve Y kapasitörlerinin tolerans değerlerinin de dikkate alınmadığı görülmüştür. Kapasitörler için üretici kataloglarında verilen tolerans değeri özellikle üç fazlı sistem tasarımlarında dikkate alınmalıdır. Kapasitörler arasında %0,1-20 gibi geniş bir aralıkta değişen tolerans farkından dolayı  $C$  değerleri arasında dengesizlik oluşmakta bu da EMI filtre performansını düşürmektedir [92].

Bu çalışmada [93] üç fazlı PV evirici için tasarlanacak olan EMI filtrenin kapasitör tolerans değerleri de göz önünde bulundurularak filtre tasarımı yapılmıştır. Bunun için öncelikle bir Z empedansı üzerinden kaynak ve yükün yıldız noktasının bağlı olduğu üç fazlı bir sistem ele alınmıştır. Kaçak akımlar nedeniyle Z empedansı üzerinde bir



gerilim düşümü meydana gelecektir. Üç faz dengeli sistemlerde faz akımlarının toplamı sıfır olduğundan yıldız noktasından akım akmayacaktır. Ancak şebekedeki gerilim dengesizliği ve filtre kapasitörlerinin toleransları nedeniyle gerçekte bu şekilde bir dengeli sistemden bahsetmek mümkün değildir.

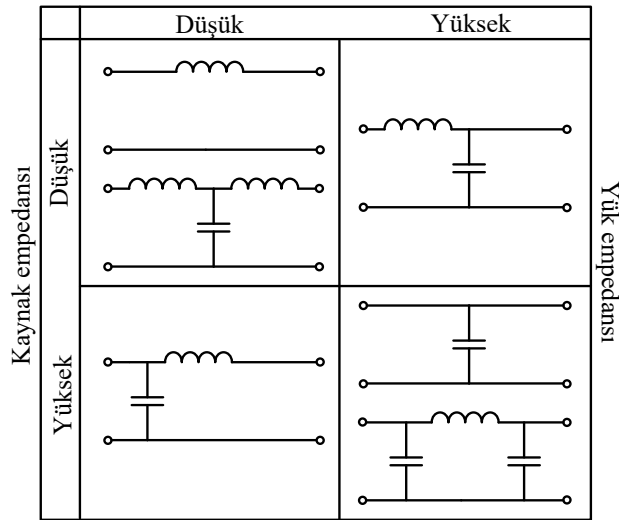
Kaçak akımın belirleyici faktörü; fazlar arasına bağlanan X kapasitörleri arasındaki dengesizliğin neden olduğu gerilim düşümüdür. Filtre tasarımında fazlar arasına bağlanan X kapasitörleri nominal değerleri aynı olacak şekilde seçilir. Üretici firmalar kataloglarında ürettikleri kapasitörlerin tolerans değerlerini verirler. Piyasada bulunan seramik ve film kapasitörlerin tolerans değeri %0,1-20 arasında değişmektedir. Tolerans değerinin önemi kaçak akım hesabına göre Y kapasitörü seçiminde ortaya çıkmaktadır. Üç fazlı EMI filtre tasarımında X kapasitörleri fazlar arasına yıldız şeklinde bağlanır. Y kapasitörü ise X kapasitörlerinin yıldız noktası ile toprak arasına bağlanır. Bu bağlantıda Y kapasitörü üzerindeki en yüksek gerilim düşümü; X kapasitörlerinden birinin tolerans değerinin yüksek, diğerlerinin ise daha düşük olduğu durumda meydana gelmektedir. EN50160 standardında belirlendiği üzere şebeke gerilimi dengesizliğinin %3 olduğu kabulüyle kaçak akım hesabı yapılmaktadır. Bu çalışmada tasarlanan EMI filtrenin 400 V ( $230\sqrt{3}$ ) gerilim değerine sahip ayrık bir endüstriyel filtre olduğu düşünülerek kaçak akım hesaplaması yapılmıştır. Burada amaç; filtrenin ayrık bir eleman olarak modellenmesi durumunda kaçak akım güvenlik kriterini sağlayıp sağlamadığının kontrolüdür.

PV evirici devresi galvanik izolasyona sahip olmadığından kaçak akım değerinin tespiti önemli bir konu haline gelmiştir. Trafosuz PV eviriciler izoleli eviricilere göre yüksek verime sahiptir. Ancak PV panellerin parazitik kapasitansları ve toprak arasındaki iletken bağlantı yolundan akan büyük kaçak akım izolesiz eviricilerin temel sorunlarından biridir. Büyük değerdeki kaçak akım PV sistemlerde güç kalitesi, güvenlik ve elektromanyetik uyumluluk sorunlarına neden olmaktadır. Ayrıca kaçak akımın PV modüllerinin ömrünü de düşürdüğü bilinmektedir [94].

### 3.2. PV Evirici İçin EMI Filtre Tasarımı

Güç elektroniği devrelerinde EMI filtre kullanılarak istenmeyen girişimler EMC sınırlamalarına göre kabul edilebilir seviyede azaltılabilir. EMI filtre tasarımında uygun topoloji ve filtre elemanı değerleri ile EMI gürültünün azaltılması istenir. Bu nedenle filtrenin girişi ve çıkışındaki empedans büyüklüğü tasarım için büyük önem arz eder.

EMI filtre tasarımında mikrodalga uygulamaları ve haberleşme sistemlerinde olduğu gibi kaynak ve yük empedanslarının  $50 \Omega$ 'da uyumlu olduğu kabul edilir. Bu nedenle  $50 \Omega$  yük empedans şartı LISN devresi kullanımı ile sağlanır. Gerçek uygulamalarda kaynak empedansı cihaz tarafına doğru bakıldığında görülen eşdeğer empedansa, yük empedansı ise şebeke empedansına karşılık gelir. Bu iki empedans değeri gerçekte  $50 \Omega$  olmadığı gibi CE testi için belirlenen frekans aralığında da sabit kalıp kalamayacağı belirsizdir [65, 95]. EMI filtre tasarımında filtre topolojisi için empedans uyumsuzluğu dikkate alınarak uygun bir tasarım yapılmalıdır. Empedans uyumsuzluğunun daha iyi anlaşılması için Şekil 3.6.'da filtre giriş ve çıkışındaki empedans durumlarına göre önerilen filtre yapıları verilmiştir.



Şekil 3.6. EMI filtre yapısının seçimi için empedans uyumsuzluğu değerlendirilmesi.

Örnek olarak LC filtre ele alındığında filtre girişindeki empedansın düşük olması durumunda empedans uyumsuzluğu oluşturarak gürültüyü kaynağa yansıtma için

filtrede yüksek empedanslı bir eleman yani bobin kullanılır. Benzer şekilde yük tarafında yüksek empedansa karşılık düşük empedanslı bir eleman yani kapasitör seçilir. Bu sayede gürültü kaynağından gelen girişimlerin filtre üzerinden diğer devrelere veya sistemlere aktarımı engellenir.

Gerçek uygulamalarda filtrenin eklendiği sistemin empedansı  $50 \Omega$ 'dan farklı olduğundan filtrenin gerçek araya girme kaybı filtre devreye alındığında belli olmaktadır. Empedans uyumsuzluğuna dikkat edilmediği durumda ise filtrenin hesaplanan araya girme kaybını karşılamadığı ve daha düşük gürültü zayıflaması sağladığı görülmektedir.

Filtrenin yerleştirileceği devre için empedans ölçümü yapılarak gerçek giriş/çıkış empedansı belirlenebilir. Zhang ve ark. [60] tarafından güç dönüştürücü devrelerinin kapalı konumda iken (off-line) gürültü kaynağı empedanslarının ölçümü üzerine bir araya girme yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem ile dönüştürücü devre için tasarlanacak olan filtrenin giriş veya çıkış empedansının gerçek değeri belirlenmiş olacaktır. Bu yaklaşımla  $50 \Omega$  empedans kabulündeki gibi filtrenin beklenen zayıflatmayı karşılayamama sorunu engellenmiştir.

EMI filtre tasarımında empedans uyumsuzluğu ile yüksek frekanslı elektromanyetik işaretin iletim yolunda empedans süreksizliği sağlanarak elektromanyetik işaret enerjisinin çoğu kaynağa yansıtılır. Filtrenin çıkış empedansının yük empedansına eşit olmadığı durumda yansıma meydana gelecektir. EMI filtrenin giriş ve çıkış empedansları arasında bir uyumsuzluk sağlanırsa gürültü işareti kendi giriş ve çıkış bağlantılarına yansımaktadır.

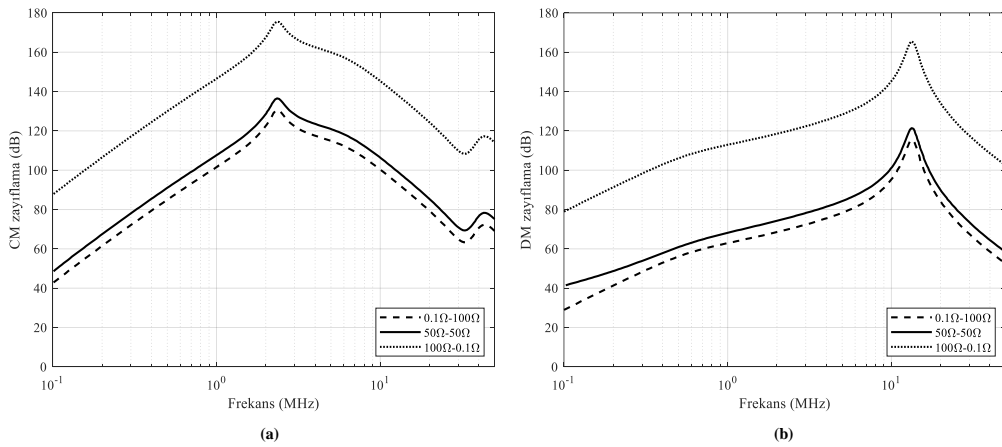
CISPR17 standardına göre pasif EMC filtrelerinin gürültü zayıflatma karakteristiklerinin ölçülmesinde en kötü durum senaryosu (worst case scenario) olarak adlandırılan durum için yük ve kaynak empedanslarının  $0,1 \Omega - 100 \Omega$  ve  $100 \Omega - 0,1 \Omega$  olduğu kabul edilerek ölçümlerin yapılması istenir [96]. Bu çalışmada filtrenin CISPR17'deki giriş/çıkış empedanslarına göre analizi yapılarak en kötü durum belirlenmiş ve filtrenin farklı empedanslara karşı davranışları incelenmiştir.

EMI filtrenin araya girme kaybı ( $IL$ ) hesabı için devrede filtre yokken ölçülen gürültü ( $V_o$ ) ve devrenin filtreli halinin ölçülen gürültüsü ( $V_i$ ) gereklidir. T filtre için araya girme kaybı Denklem (3.15)'teki gibi hesaplanır.

$$IL_T = 20 \log \left( \frac{V_o}{V_i} \right) = 20 \log \left\{ \frac{Z_S + Z_L + Z_{L1} + Z_{L2}}{Z_S + Z_L} + \frac{Z_S Z_L + Z_S Z_{L2} - Z_L Z_{L1}}{Z_C (Z_S + Z_L)} + \frac{Z_{L1} Z_{L2}}{Z_C} \right\} \quad (3.15)$$

Denklem (3.15)'te T filtrenin  $L_1$  ve  $L_2$  bobinleri ile  $C$  kapasitörünün empedansları sırasıyla  $Z_{L1}$ ,  $Z_{L2}$  ve  $Z_C$  ile ifade edilmiştir.  $Z_L$  ve  $Z_S$  ise sırasıyla yük ve kaynak empedansını ifade eder.

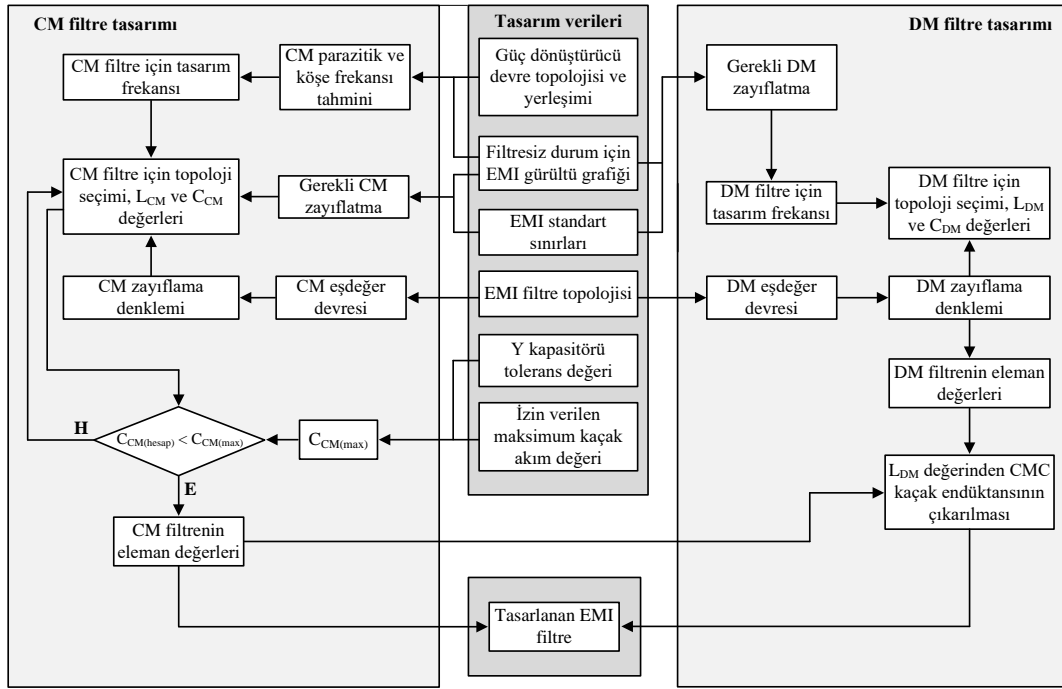
Şekil 3.7.'de gösterilen empedans durumları; Durum 1:  $Z_S = 50 \Omega - Z_L = 50 \Omega$ , Durum 2:  $Z_S = 0,1 \Omega - Z_L = 100 \Omega$  ve Durum 3:  $Z_S = 100 \Omega - Z_L = 0,1 \Omega$  şeklindedir. Filtrenin simülasyon çalışması LTspice programı kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 3.7. Filtrenin farklı empedanslardaki zayıflama grafiği (a) CM, (b) DM.

Şekil 3.7.'de verilen grafikler incelendiğinde hem CM hem de DM gürültü için en iyi zayıflatmanın sağlandığı koşulun Durum 3 ( $100 \Omega - 0,1 \Omega$ ), en kötü zayıflatmanın ise Durum 2 ( $0,1 \Omega - 100 \Omega$ ) olduğu görülmektedir.

Bu çalışmada empedans uyumsuzluğunun EMI filtre araya girme kaybı üzerindeki etkisi incelenmiş ve empedans uyumsuzluğuna dikkat edilerek filtre tasarımı yapılmıştır. Şekil 3.8.'de EMI filtre tasarımı için akış diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.8. EMI filtre tasarımı akış diyagramı.

Şekil 3.8.'de akış diyagramı verilen CM ve DM EMI filtre tasarımında izlenen temel tasarım prosedürü aşağıdaki gibidir.

Adım 1: Evirici devresi için CM ve DM gürültü gerilimlerinin ölçümü yapılır. Gürültü modlarının ayrılması için Bölüm 1.4'te bahsedilen yazılım tabanlı CM/DM gürültü ayırıcısı kullanılmıştır. LISN cihazının faz ve nötr iletkenlerinden alınan gürültü gerilimleri yazılımsal olarak ayrılarak gürültü modlarının ölçümü yapılmıştır.

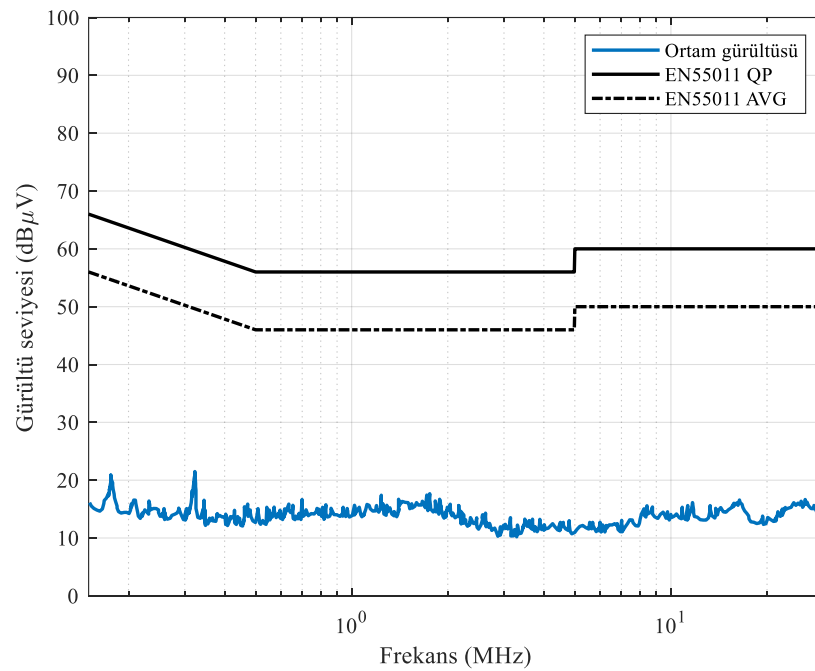
Adım 2: Denklem (3.16) kullanılarak CM ve DM gürültü modları için filtreden beklenen gürültü zayıflatması hesaplanmıştır.

$$V_{gerekli,CM/DM}[dB\mu V] = V_{ölçülen,CM/DM} - standart\ sınıri + güvenlik\ payı \quad (3.16)$$

Denklem (3.16)'da standart sınırı, ilgili ürün için belirlenen gürültü sınırlarını belirtir. Evirici devresi için CE ölçümünde kullanılan EN55011 Class B standardının sınırları Şekil 1.11.'de verilmiştir.

Gürültü zayıflatması hesabında belirtilen güvenlik payı (safety margin) 6 dB olarak alınmıştır. Ölçüm düzeneği kurulumundaki olası hataların hesaba katılması için 3 dB veya 6 dB gibi bir güvenlik payının ölçülen gürültüye dahil edilmesi ölçüm doğruluğu açısından ön uyumluluk testlerinde tavsiye edilen bir yaklaşımdır.

Güvenilir bir ölçüm sonucu elde edilmesi için test laboratuvarında ortam gürültüsü ölçümü yapılmıştır. Ortam gürültüsü güç kablosunun herhangi bir EMC ölçüm cihazına bağlı olmadığı durumda alınan bir ölçümdür ve bu ölçümde laboratuvar ortam gürültüsünün Şekil 3.9.'daki gibi olduğu görülmüştür. Ortam gürültüsü karmaşık ve test edilen cihazın gürültü seviyesinin belirlenmesine engel olacak kadar yüksek genlikte ise ölçüm doğruluğu düşecektir. Şekil 3.9.'daki ölçümde ortam gürültüsünün ölçüm doğruluğunu etkilemeyecek kadar düşük seviyede olduğu görülmektedir.

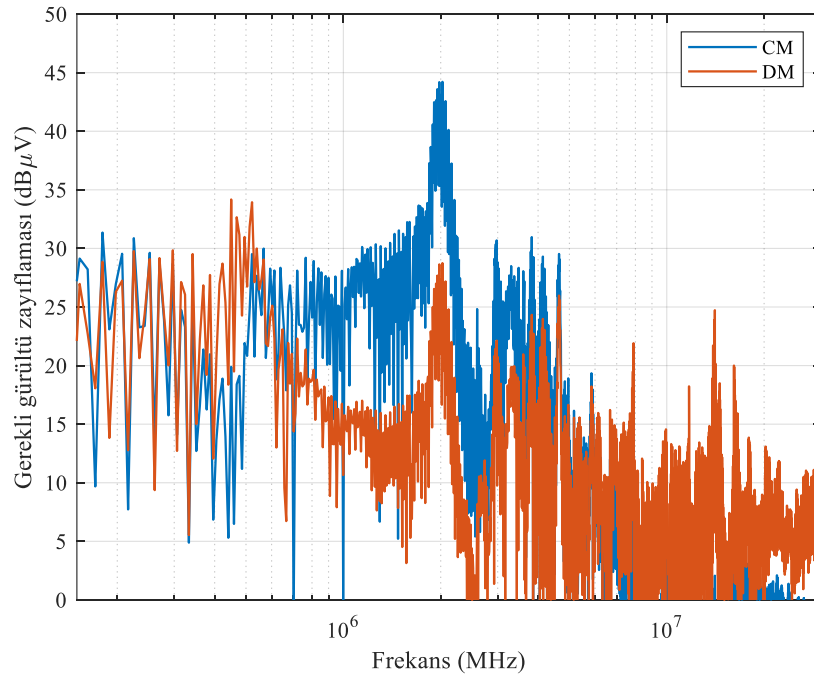


Şekil 3.9. EMC test odasının ölçüm ortam gürültüsü.

EMC ölçümlerinde bir diğer önemli konu ise ölçüm belirsizliğidir. Ölçüm belirsizliği EMC test sonucunu (geçti/kaldı) etkileyen kullanışlı bir değerlendirme şeklidir. CISPR-16-4-2 [97] standardı iletilen bozukluklar (şebeke girişi) için ölçüm belirsizliği ile ilgili direktifleri içeren standarttır. Bu standartta ölçüm belirsizliği tespiti için ölçüm prosedürü ve kabul edilebilir belirsizlik seviyeleri hakkında bilgi verilmektedir.

Standart ölçüm belirsizliği ( $U_{CISPR}$ ) değeri 0,15-30 MHz frekans aralığı için 3,6 dB olarak ilgili standartta verilmiştir. Test laboratuvarının ölçüm belirsizliğinin ( $U_{lab}$ ) bu değerden daha küçük olması gerekir. Bu çalışmada test laboratuvarındaki belirsizlik kaynaklarına (EMI alıcısı ve LISN) göre  $U_{lab}$  değeri 2,9 dB olarak hesaplanmıştır.

Şekil 3.10.'da Denklem (3.16) sonucunda elde edilen gürültü grafiği logaritmik eksen üzerinde çizdirilmiştir.



Şekil 3.10. CM ve DM gürültü için gerekli araya girme kaybı.

Adım 3: Önceki adımda elde edilen filtreden beklenen gürültü zayıflaması grafiğinden yararlanılarak filtre topolojisine karar verilecektir. Maksimum gürültü genliğinin her iki gürültü modu için de 40 dB'den fazla olduğu görülmektedir. Teorik olarak her bir filtre elemanınının 20 dB/dekad zayıflatma sağladığı bilgisinden hareketle evirici için tasarlanacak olan filtre için üç elemanlı filtre topolojilerine ihtiyaç vardır. Yani T veya  $\pi$  filtre topolojilerinden biri EMI filtre tasarımında kullanılacaktır. Tasarlanacak olan EMI filtre, şebeke ve evirici devresi girişinde yer alacağı için filtre giriş/çıkışındaki empedanslar topolojiyi belirler.

Tasarlanacak olan EMI filtrenin girişi yüksek gerilim DA kaynağına (DA-DA dönüştürücü) bağlı olup bu bağlantı noktasında gerilim dalgalanmalarına karşı büyük değerli C kapasitörü bulunur. EMI filtrenin girişi bu kapasitörden dolayı düşük empedanslıdır. Benzer şekilde filtre çıkışında düşük empedanslı şebeke bulunmaktadır. Empedans uyumsuzluğunu sağlamak Şekil 3.6.'daki tabloya göre EMI filtrenin giriş ve çıkışındaki düşük empedanslara karşılık yüksek empedanslı bir devre elemanı yani bobin olan bir filtre yapısı seçilmelidir. Bu çalışmada EMI filtrenin her iki ucunda yüksek empedans sağlaması için T-filtre (başka bir deyişle LCL filtre) seçilmiştir.

Empedans uyumsuzluğu etkisi üzerine yapılan bir çalışmada filtre yapısı seçilirken bu konuya dikkat edilmediği durumda aynı gürültünün zayıflatılmasında daha çok filtre elemanı gerektiği görülmüştür [98]. Buna ek olarak filtre elemanlarının boyutlarında da artış meydana gelmektedir. Bu da maliyet ve güç yoğunluğu açısından kötü bir tasarıma işaret etmektedir.

Filtre topolojisi seçildikten sonra grafik yöntemi ile köşe frekansı belirlenerek filtre elemanlarının değeri hesaplanmıştır. CM ve DM gürültülerine teğet olacak şekilde 60 dB/dekad çizgisi çizildiğinde CM gürültü için köşe frekansı  $f_{c,CM} = 66,8$  kHz, DM gürültü için  $f_{c,DM} = 82,9$  kHz olarak bulunur.

Adım 4: Bulunan köşe frekansı bilgisinden hareketle öncelikle EMI filtrenin CM filtre katı tasarlanır. EN60335-1 standardında belirtildiği üzere izin verilen maksimum dokunma akımından Y kapasitörünün değeri hesaplanır. Denklem (1.1)'den Y kapasitörünün alabileceği en büyük değer 20,174 nF olarak hesaplanmıştır. CM filtre devresinde kullanılacak Y kapasitörü değerinin Alman standardı olan VDE V 0126-1-1'in gerektirdiği kaçak akım sınırını da sağlaması için KEMET firmasına ait 4,7 nF değerindeki Y2 film kapasitörü seçilmiştir. CM filtre için son olarak CM bobininin değerinin bulunması gereklidir. Bunun için Denklem (3.17) kullanılarak CM endüktansı  $L_{CM} = 603,89$   $\mu$ H olarak hesaplanır.

$$f_{c,CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM}C_{CM}}} \rightarrow L_{CM} = \frac{1}{8\pi^2 f_{c,CM}^2 C_{CM}} \quad (3.17)$$



CMC tasarımında kesitsel ve çok telli olmak üzere iki farklı sarım tekniği kullanılarak CM filtre tasarımı yapılmıştır. Bu sayede CMC için farklı sarım teknikleri kullanımının etkisi de incelenmiştir. CMC1 tasarımında kesitsel sargı kullanılarak 6 sarım, CMC2 de ise çok telli tasarımda 7 sarım ile aynı endüktans değeri elde edilmiştir. CMC nüvesi için Cosmo firmasının T63 serisi MnZn toroid nüvesi [99] kullanılmıştır. Toroid nüvenin tasarımı için kullanılan katalog bilgileri  $\mu_r = 3000$  (CF130 malzemesi),  $l_e = 152,1$  mm ve  $A_e = 244,7$  mm<sup>2</sup> şeklindedir.

CMC1 tasarımında nüve sarımında  $\theta$  açısı yaklaşık olarak  $70^\circ$  olacak şekilde sarım yapılmış ve CMC1 için Denklem (1.5) ve (1.6) kullanılarak  $L_{CM} = 603,5$   $\mu$ H ve kaçak endüktans değeri ise  $L_{DM} = 5,12$   $\mu$ H olarak hesaplanmıştır. CMC2 için CM endüktansı ve kaçak endüktans ise sırasıyla  $L_{CM} = 605,1$   $\mu$ H ve  $L_{DM} = 1,72$   $\mu$ H olarak hesaplanmıştır. Hesaplama sonuçlarını gerçek ölçüm sonuçları ile karşılaştırmak için LCR metre ile her iki CMC'nin ölçümleri yapılmış ve aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

CMC1:  $L_{CM} = 614,47$   $\mu$ H,  $L_{DM} = 5,46$   $\mu$ H ( $L_{DM} \sim \%0,89L_{CM}$  (ölçüm frekansı: 10 kHz)

CMC2:  $L_{CM} = 614,04$   $\mu$ H,  $L_{DM} = 1,97$   $\mu$ H ( $L_{DM} \sim \%0,33L_{CM}$  ölçüm frekansı: 10 kHz)

Bu adımda EMI filtrenin CM eşdeğer devresinin tasarımı tamamlanmıştır. Sonraki tasarım adımında DM eşdeğer devresi için gerekli hesaplamalar yapılmıştır.

Adım 5: DM filtre tasarımında benzer şekilde köşe frekansı kullanılarak filtre eleman değerleri bulunmaktadır. CM filtrede kullanılan CMC'nin kaçak endüktansının DM gürültü üzerinde de zayıflatma etkisi vardır. Dezavantajlı bir durum gibi görünen kaçak endüktansın DM endüktansı olarak kullanımı sayesinde DM eşdeğer devresi için ek bobine ihtiyaç olmayabilir. DM filtre için hem faz hem de nötr hattına eklenecek olan DM bobinleri ek güç kayıpları ve maliyetin yanı sıra filtre boyutunda da artışa neden olmaktadır. Bu nedenle CMC'nin kaçak endüktansının DM bobini

olarak kullanılması filtre tasarımında sıklıkla tercih edilen bir yaklaşımdır. Ancak DM gürültüsünün zayıflatılması için kaçak endüktansın ve X kapasitörlerinin yeterli olmadığı durumlarda DM bobini kullanımına ihtiyaç vardır. CMC tasarımında iki farklı sarım tekniği kullanılmış ve ölçüm sonuçlarında bu CMC'lerin kaçak endüktans değerlerinin CMC nominal endüktansının yaklaşık %0,3-0,9'u arasında değiştiği görülmüştür.

CMC kaçak endüktansı DM endüktansı olarak alınıp DM filtre için belirlenen filtre köşe frekansı kullanılarak Denklem (3.18) ile DM kapasitörünün değeri hesaplanır.

$$f_{c,DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,5L_{DM}C_{DM}}} \rightarrow C_{DM} = 0,5C_X = \frac{1}{8\pi^2 f_{c,DM}^2 L_{DM}} \quad (3.18)$$

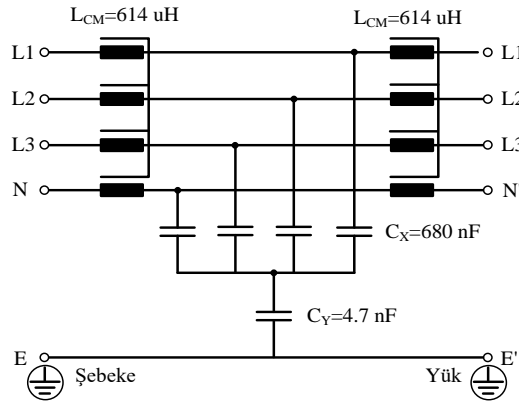
Buradan iki farklı kaçak endüktans değeri için bulunan X kapasitörünün değerleri  $C_{X(1)} = 0,675 \mu F$  ve  $C_{X(2)} = 0,935 \mu F$  olarak hesaplanmıştır. T filtrede iki adet CMC olduğundan DM gürültü için kullanılacak kaçak endüktans değeri iki kat fazla olacaktır. Bu sayede ek bir DM bobinine ihtiyaç olmadan filtre maliyeti ve hacminde azalma sağlayan, yüksek güç yoğunluğuna sahip bir EMI filtre tasarımı elde edilmiştir.

EMI filtre tasarımı sonucunda elde edilen filtre elemanlarının değerleri aşağıda gibi seçilerek devre tasarımı yapılmış ve topoloji şekli Şekil 3.11.'de verilmiştir.

Filtre 1:  $L_{CM(1)} = 614,47 \mu H$ ,  $C_Y = 4,7 nF$ ,  $L_{DM(1)} = 5,46 \mu H$ ,  $C_{X(1)} = 0,680 \mu F$

Filtre 2:  $L_{CM(2)} = 614,04 \mu H$ ,  $C_Y = 4,7 nF$ ,  $L_{DM(2)} = 1,97 \mu H$ ,  $C_{X(2)} = 1 \mu F$

Tasarlanan EMI filtrede görüldüğü gibi CM gürültü için her bir fazdan ve nötr hattından toprağa birden fazla Y kapasitörü bağlantısı yerine X kapasitörlerinin oluşturduğu yapay yıldız noktasına tek bir Y kapasitörü bağlanarak tasarım yapılmıştır.



Şekil 3.11. Tasarlanan EMI filtre.

Bu yerleşim ile hem daha az sayıda filtre kapasitörü kullanılarak maliyet azaltılmış hem de düşük kapasitans sağlanarak kaçak akım değeri sınırlandırılmıştır. Ayrıca filtre elemanlarının daha az yer kapladığı bu filtre düzeniyle güç yoğunluğu iyileştirilmiş bir tasarım gerçekleştirilmiştir.

CM gerilimi nötr hattında CM akımının akmasına neden olacaktır. CM akımının zayıflatmak için CMC'nin üç faz sargısına ek olarak nötr bağlantısı için de sargı bulunmaktadır. Böylece nötre eklenen endüktans CM empedansını artıracak ve CM akımı azaltılacaktır. Nötr noktasının DM kapasitörlerinin yıldız noktasına bağlanmasıyla CM gürültü azalmaktadır. Buna ek olarak iki noktanın birleşiminin bir empedans üzerinden yapılması ile gürültünün daha da azaldığı görülmektedir [11]. EMI filtre tasarımında yıldız noktası kapasitör orta noktası olan O noktası ile birleştirilerek CM gürültüsünün düşürülebileceği referans [23]'te gösterilmiştir.

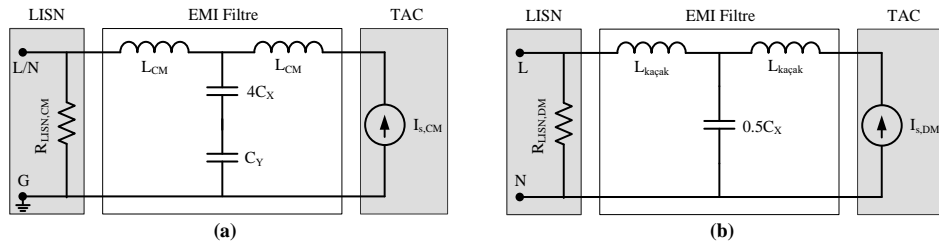
Üç faz yıldız EMI filtreler anahtarlamalı güç dönüşüm cihazları ve nötr bağlantısı gerektiren uygulamalar için tasarlanmıştır. Bu filtrelerin avantajı üçgen (başka bir deyişle delta) filtrelere göre daha düşük gerilimli kapasitör gereksinimi sayesinde maliyet ve filtrenin kapladığı yer bakımından tasarruf sağlamasıdır. Bu filtreler yıldız noktası topraklanarak dengesiz yükler için de kullanılabilir.

Yapılan bir çalışmada [7] üç fazlı EMI filtre tasarımlarında X ve Y kapasitörlerinin direkt olarak iletkenlere bağlanması durumunun yıldız bağlı kapasitörlere göre CM gürültüsünün zayıflatılmasında yaklaşık 5 dB daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

Ancak her bir iletken ve toprak bağlantısı arasına birden fazla Y kapasitörü eklenmesi durumu maliyet, boyut ve güç yoğunluğu açısından bir dezavantajdır.

Üç fazlı sistemlerde akımların her zaman dengeli olmaması nedeniyle nötr sargısından da akım akmaktadır. CMC'ye nötr için de bir sarım eklendiğinde dengesiz akımların oluşturduğu manyetik alanlar birbirini yok edeceğinden CMC'yi dengeye ulaştıracaktır. Bu dördüncü sarım sayesinde CMC nüvesinde dengesiz akımların neden olduğu doyma durumu da engellenecektir. CMC'deki nötr sargısı özellikle yüksek güç uygulamalarında güç yoğunluğuna büyük katkı sağlayan bir yöntemdir. Ayrıca eviricinin her bir fazının ayrı olarak kontrol edilebilmesi ve bir fazlı çalışma durumunda CMC nüvesinin doyuma gitmesinin engellenebilmesi için CMC'ye dördüncü sargı olarak nötr sargısı eklenmiştir [100].

EMI filtrenin gürültü modlarına göre CM ve DM eşdeğer devreleri Şekil 3.12.(a) ve Şekil 3.12.(b)'de verilmiştir.

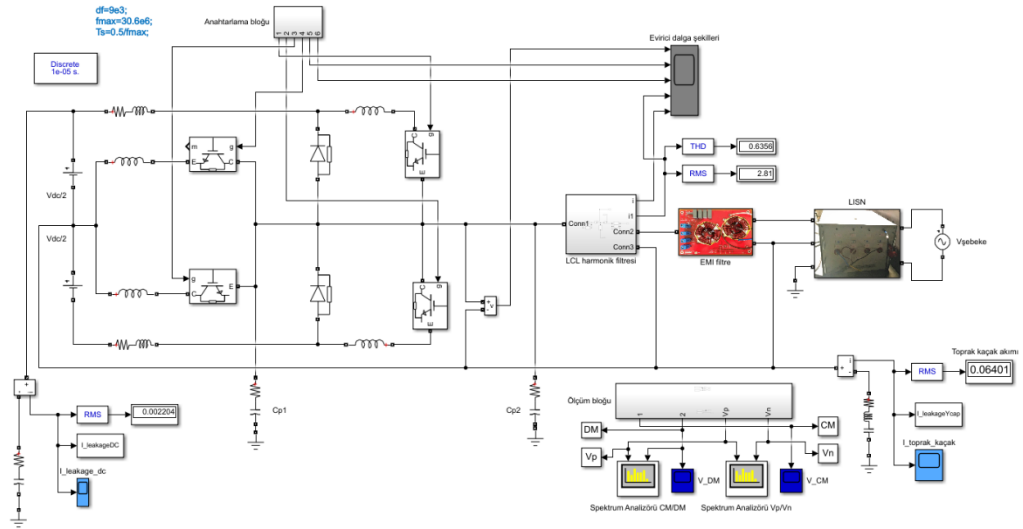


Şekil 3.12. Tasarlanan EMI filtrenin eşdeğer devreleri (a) CM, (b) DM.

CM ve DM eşdeğer devreleri verilen EMI filtrenin giriş ve çıkışında farklı empedanslara göre araya girme kaybı sonuçları Şekil 3.7.'de verilmiştir.

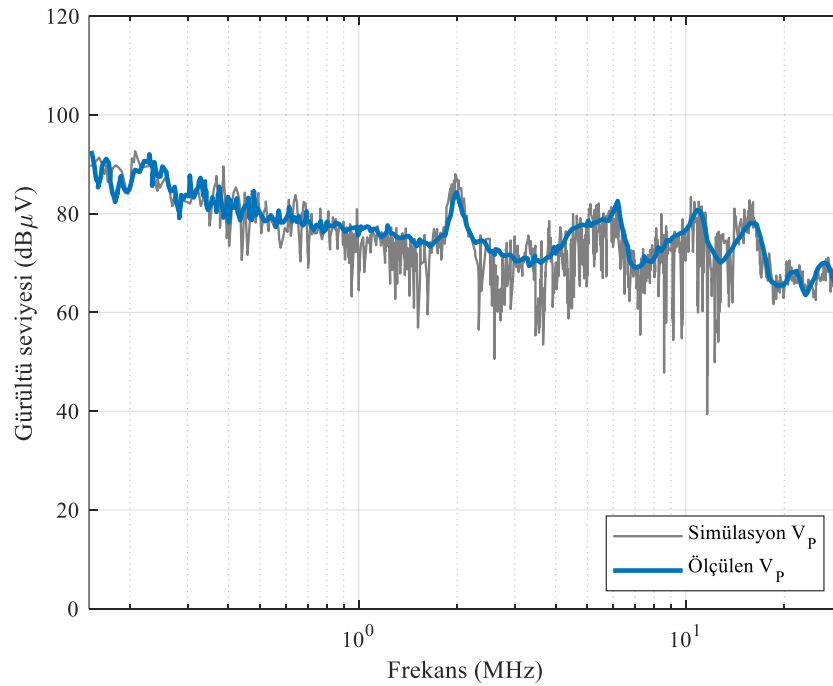
### 3.3. Simülasyon Çalışması Ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması

Eviricinin bir faz eşdeğer devresinin MATLAB/Simulink ortamında hazırlanan simülasyon şeması Şekil 3.13.'te verilmiştir.



Şekil 3.13. PV evirici simülasyon çalışması.

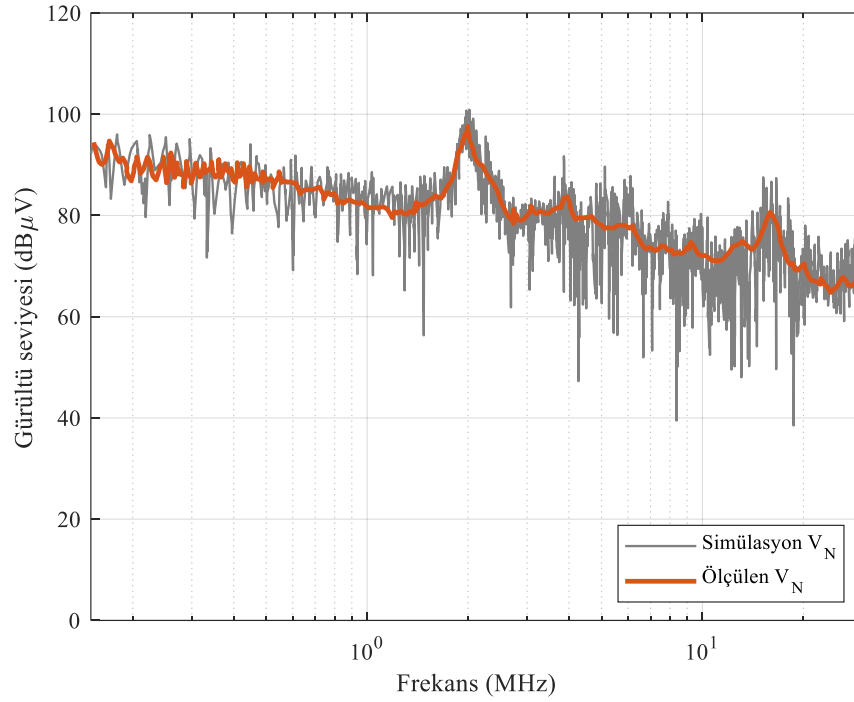
Şekil 3.14.'te faz-toprak ve Şekil 3.15.'te ise nötr-toprak için CE ölçümlerinin deneysel ve simülasyon sonuçları gösterilmektedir. Simülasyon sonuçları ile laboratuvar ölçüm sonuçları arasındaki farkın yaklaşık olarak 8 dB olduğu görülmüştür.



Şekil 3.14. Faz-toprak ölçümü için deneysel ve simülasyon sonuçları.

Ölçüm ve simülasyon sonucunda elde edilen CE grafiklerine bakıldığında hazırlanan evirici modelinin sonuçları ile gerçek ölçüm sonuçlarının birbirleri ile uyumlu olduğu

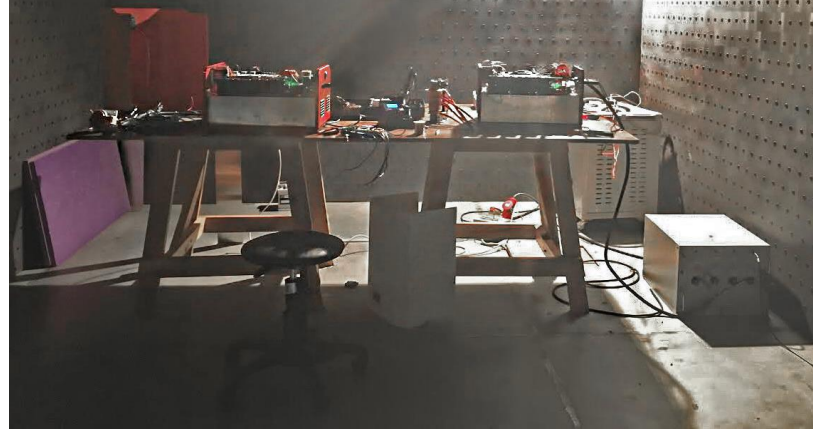
görülmektedir. Simülasyon ve deneysel ölçümlerden görüldüğü üzere gürültü kaynağının tam bir modelin oluşturulması ve devredeki olası parazitik etkilerin doğru tanımlanarak değerlerinin model içerisine eklenmesi ile yüksek doğrulukta model elde edilebilmektedir.



Şekil 3.15. Nötr-toprak ölçümü için deneysel ve simülasyon sonuçları.

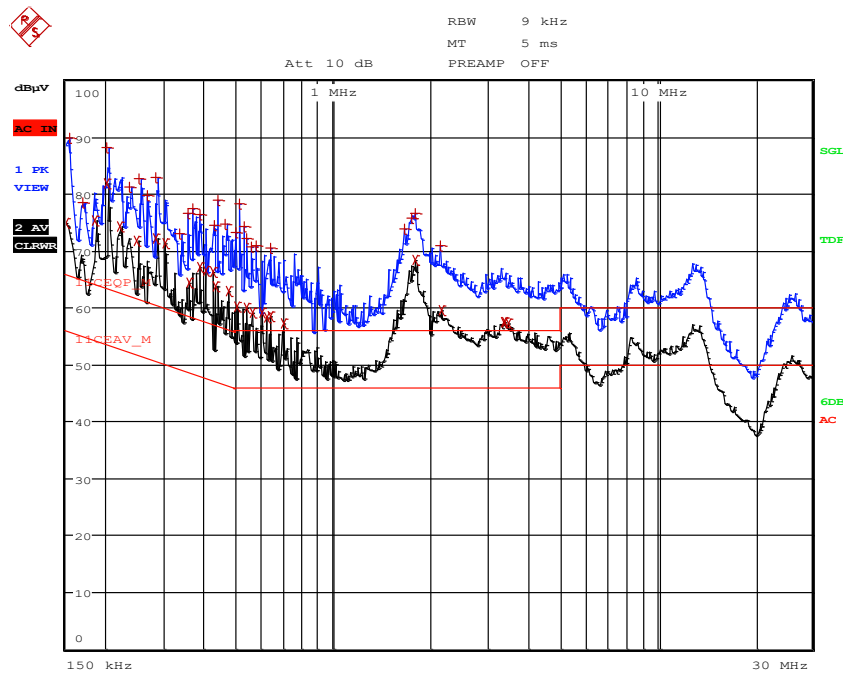
PV evirici için CE ölçümü SAÜ EMC laboratuvarında gerçekleştirilmiştir. CE ölçümü için EN55011 standardında belirtilen deney düzeneği Şekil 3.16.'da gösterilmiştir. Ölçümlerde şebeke ile PV evirici devresi arasında CISPR 16-1-2/ANSI C63.4 uyumlu üç faz+nötr (faz başına 100 A) LISN kullanılmıştır. Ölçüm sonuçları Rohde&Schwarz firmasının R&S ESU EMI alıcısı üzerinden alınmıştır. CE ölçümlerinde RBW değeri 9 kHz olarak standarda uygun şekilde testler yapılmıştır. Ayrıca EMI alıcısının RF girişinde olası ani gerilim geçişlerine (transient) karşı ölçüm cihazını korumak amacıyla 10 dB zayıflama sağlayan ani gerilim sınırlayıcı (transient limiter) bulunmaktadır. EMI alıcısında tepe dedektörü kullanılarak ölçümler yapılmıştır. Standartlarda izin verilen CE gürültü sınırları yarı-tepe olarak verilmektedir. Bu çalışmada yarı-tepe dedektörünün uzun tarama süresinden kaçınmak için tepe dedektörü ile deneysel sonuçlar alınmıştır. Yarı-tepe dedektörü kullanılarak alınan

ölçüm sonuçları tepe dedektöründen küçük veya eşit olduğundan yarı-tepe dedektörü ile ölçüm tekrarı yapılmamıştır.



Şekil 3.16. Evirici için yankısız odada gerçekleştirilen CE testi.

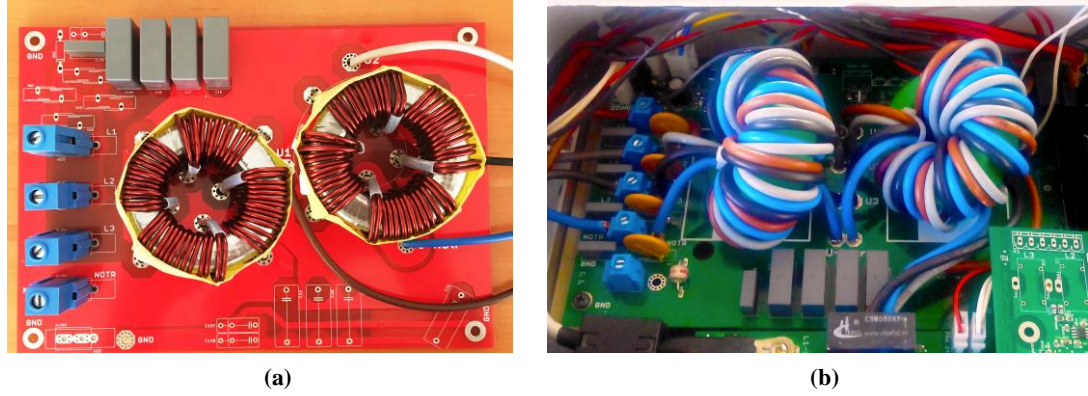
Şekil 3.17.'de PV eviricinin bir fazından alınan gürültü ölçümünün EMI alıcı çıktısı verilmiştir.



Şekil 3.17. EMI filtresiz durumdaki CE test sonucu.

Tepe (mavi) ve ortalama (siyah) dedektörleri ile tarama yapılarak elde edilen gürültü grafiğinde eviricinin standart sınırlarının üzerinde kaldığı ve CE testini geçemediği

görülmektedir. Eviricinin standart sınırlarını sağlaması için bu gürültünün zayıflatılması gerekir. Bu amaçla tasarlanan EMI filtre yapıları Şekil 3.18.'de gösterilmiştir. Şekil 3.18.(a)'da kesitsel sargılı CMC'ye sahip EMI filtre yapısı gösterilirken Şekil 3.18.(b)'de çok telli CMC tasarımına sahip EMI filtre devreleri verilmiştir.

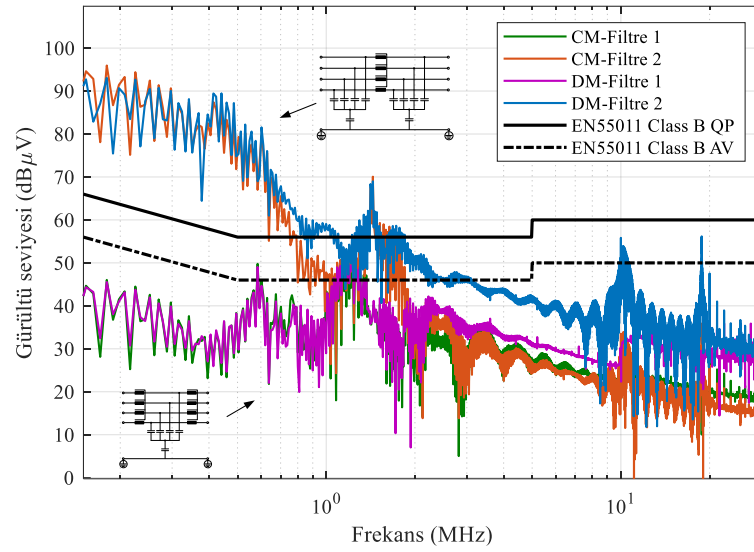


Şekil 3.18. (a) EMI filtre 1, (b) EMI filtre 2.

EMI filtre tasarımında bir diğer önemli tasarım kriteri güç yoğunluğudur ve EMI filtrenin boyutunun tüm devredeki yeri düşünüldüğünde daha az yer kaplayan bir tasarım yapılması istenmektedir. Bu çalışmada Şekil 3.18.(a)'da görülen EMI filtre devre kartının boyutları  $205 \text{ mm} \times 145 \text{ mm} \times 40 \text{ mm}$ 'dir ve kutulanmış hacmi  $1189 \text{ cm}^3$  ( $72,56 \text{ in}^3$ )'tür. Tasarlanan filtrenin güç yoğunluğu  $344,54 \text{ W/in}^3$  ( $21,03 \text{ kW/dm}^3$ ) olarak bulunmuş ve literatürdeki bir çalışmada yer alan  $215 \text{ W/in}^3$  ( $13,1 \text{ kW/dm}^3$ ) [57] değerindeki EMI filtre tasarımı ile karşılaştırıldığında daha yüksek güç yoğunluğuna sahip olduğu görülmüştür. Bu da tasarlanan filtrenin gürültü zayıflatma başarısının yanı sıra yüksek güç yoğunluğuna da sahip olduğunu göstermektedir.

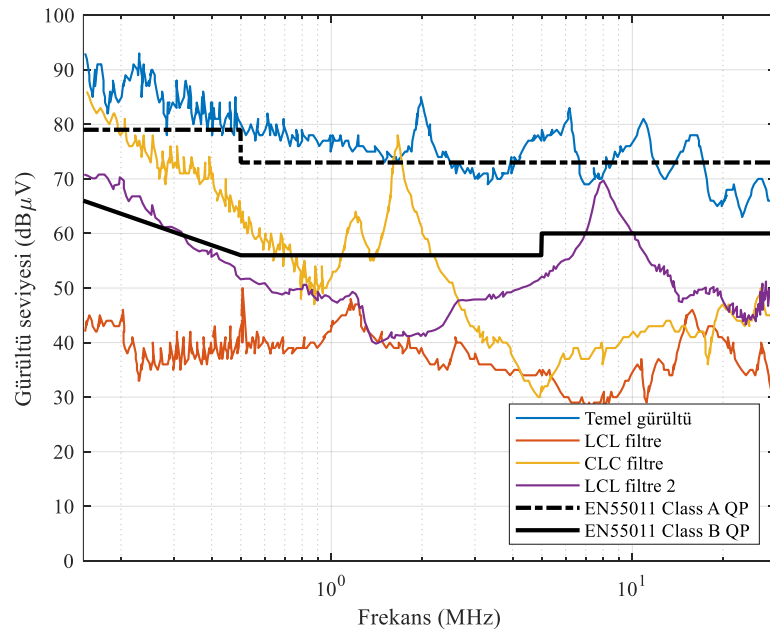
Filtrede eleman yerleşiminin gürültünün zayıflatılması açısından önemli olduğu önceki bölümlerde bahsedilmişti. Empedans uyumsuzluğunun dikkate alınmadığı duruma örnek vermek için aynı değerdeki filtre elemanları ile  $\pi$  filtre oluşturulmuş ve CE ölçümleri yapılmıştır. Bu durumda filtrenin yaklaşık  $1,5 \text{ MHz}$ 'e kadar olan frekans bölgesinde beklenen gürültü zayıflatmasını karşılamadığı ve gürültü zayıflatmada yetersiz kaldığı görülmüştür. İki topolojinin karşılaştırılması Şekil 3.19.'da verilmiştir (Filtre-1: T filtre ve Filtre-2:  $\pi$  filtre).





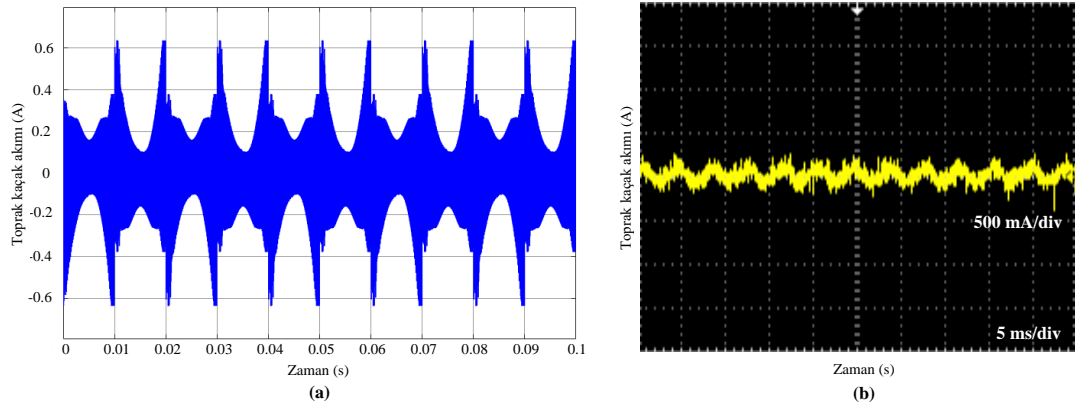
Şekil 3.19. Farklı EMI filtre topolojilerinin karşılaştırılması.

Tasarlanan her iki T filtre ve empedans uyumsuzluğuna dikkat edilmediği durumdaki tasarım olan  $\pi$  filtre devreleri için L1 fazının laboratuvar ölçüm sonucu Şekil 3.20.'de verilmiştir. Grafikte görüldüğü gibi tepe dedektörü kullanılarak alınan ölçümlerde  $\pi$  filtre düşük frekanslarda Class A ve B standart sınırlarının üzerinde kalmaktadır. LCL Filtre 2 ise ilgili standardın Class A sınırlarını sağlarken bazı noktalarda Class B sınırlarının üzerinde kaldığı görülmektedir.



Şekil 3.20. L1 fazı için filtre yapılarının CE ölçümlerinin karşılaştırılması.

Yapılan CE ölçümleri sonucunda tasarlanan EMI filtrenin standart sınır değerlerini sağlamada başarılı olduğu görülmüştür. Son olarak EMI filtre için kaçak akım güvenlik sınırlarının sağlanma durumu için simülasyon ve ölçüm değerlendirmeleri yapılmıştır. Şekil 3.21.(a)'da toprak kaçak akımı için simülasyon, Şekil 3.21.(b)'de ise gerçek ölçüm sonuçları gösterilmiştir.



Şekil 3.21. Toprak kaçak akımı (a) simülasyon, (b) deneysel.

Toprağa olan kaçak kapasitans toprak kaçak akımına neden olmakta ve PV sistemlerde panel yüzeyine göre kaçak kapasitans değeri değişmektedir. PV modüllerinin kaçak kapasitans değerleri üzerine yapılan bir çalışmada cam yüzeyli PV modüllerinde kaçak kapasitans değerinin 50 – 150nF/kW seviyelerinde iken bu değer ince film PV modüllerinde 1 $\mu$ F/kW'a kadar çıkabildiği belirtilmiştir [101]. Ayrıca hava koşullarına bağlı olarak değişen PV kaçak kapasitans değerinde özellikle yağışlı havalarda önemli ölçüde artış görülmektedir [102].

Simülasyon çalışmasında toprağa olan parazitik kapasitans değeri 140 nF olarak seçilmiştir [40]. Simülasyon sonucunda kaçak akımın etkin değeri 64,012 mA olarak bulunmuş ve deneysel çalışmada bu değer 60 mA olarak ölçülmüştür. Aradaki bu fark eviricilerin uzun kablo bağlantısına sahip olması ve parazitik kapasitans değerlerinin değişken olması nedeniyle gerçekçi bir kaçak akım simülasyonu oluşturmanın zorluğu ile açıklanabilir. PV eviriciler için NB32004-2018 direktifinin 7.10.2 bölümünde 30 kVA ve altında anma güç çıkış değerine sahip eviriciler için izin verilen toprak kaçak akım sınır değeri 300 mA'dır. 30 kVA üstü çıkış güçlerinde ise bu değer 10 mA/kVA olarak belirtilmiştir. Bu çalışmada kullanılan PV evirici 25 kVA güç değerine sahip

olduğundan VDE 0126-1-1 ve NB32004-2018'e göre izin verilen maksimum kaçak akım sınırı 300 mA olmalıdır. Simülasyon ve deneysel çalışmada elde edilen toprak kaçak akımı ilgili standartlarda izin verilen değerin altında kalmaktadır.

Ayrıca tasarlanan EMI filtre 400 V geriliminde ayrık bir üç faz endüstriyel filtre olarak düşünülmüş, filtre kapasitörlerinin (X ve Y kapasitörleri) üretici verilerindeki tolerans değerlerinin %20 olduğu durumda kapasitör dengesizliği incelenmiştir. Buna göre EMI filtrenin kaçak akım değeri 0,067 mA olarak hesaplanmıştır.

Önerilen filtre yapısının avantajları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Tek bir Y kapasitörü kullanımı sayesinde daha düşük kaçak akım elde edilmiştir.
- Dört sargılı CMC kullanımı ile gerilim dengesizliği durumunda nötrden akan akımın neden olduğu nüve doyması sorunu önlenmiştir.
- CMC'nin kaçak endüktansının DM endüktansı olarak kullanımı sayesinde ek DM bobini ihtiyacına gerek duyulmadan düşük hacim ve yüksek güç yoğunluğuna sahip EMI filtre tasarımı yapılmıştır.

Sonuç olarak bu bölümde üç faz şebeke bağlantılı PV evirici devresi için yüksek frekans gürültü modeli çıkarılmış ve EMI filtre tasarımı için simülasyon yapılmıştır. EMI filtre; tasarlandığı güç elektroniği devresine özgü olup iyi bir tasarım için devrenin gürültü modelinin çıkarılması faydalı olmaktadır. PV evirici için oluşturulan simülasyonun sonuçları deneysel çalışma ile doğrulanmıştır. Endüstriyel bir evirici için tasarlanan EMI filtrede yapılan donanımsal değişikliklerle ilgili tecrübeler paylaşılmıştır. Tasarlanan EMI filtrenin gürültü zayıflatmasındaki başarısının yanı sıra düşük maliyetli olması da tasarımın avantajıdır. Ayrıca filtrenin güç yoğunluğu hesabı yapılarak literatürdeki bir çalışma ile karşılaştırılmış ve önerilen tasarımın daha yüksek güç yoğunluğuna sahip olduğu görülmüştür. Çalışmada EMI filtre tasarımı için pratik uygulama önerileri verilmiş ve EMI filtrede kullanılan CMC tasarımı için iki farklı sargı şekli karşılaştırılmıştır. Farklı sarım tekniklerinin EMI gürültü üzerine etkisi incelenmiştir. CMC'nin kaçak endüktans değerinden faydalanarak DM eşdeğer

devresi için ek bobin ihtiyacına gerek kalmamıştır. Son olarak empedans uyumsuzluğu konusuna dikkat çekilerek filtre giriş ve çıkışındaki empedansın bilinmesi ile doğru bir tasarımın yapılmasının mümkün olduğu gösterilmiştir.

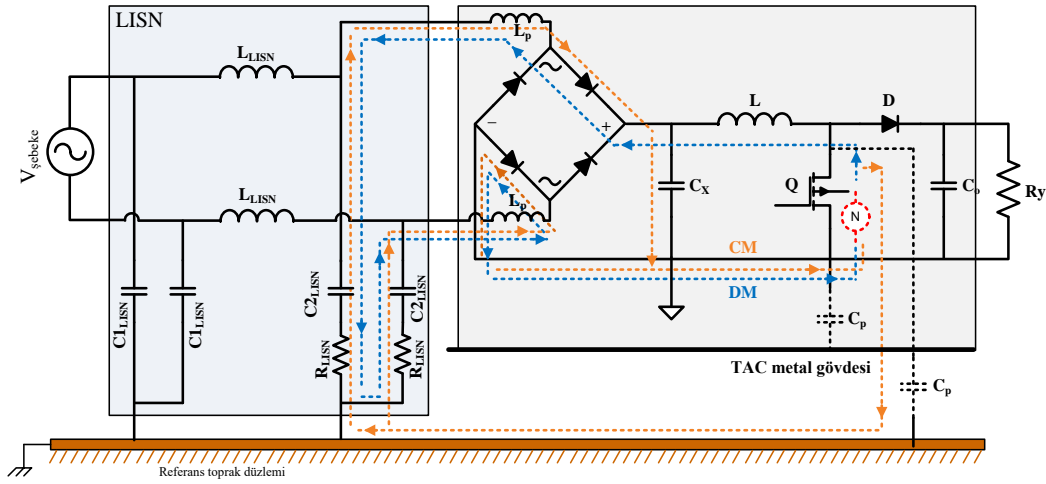
## **BÖLÜM 4. PFC DEVRESİ İÇİN EMI GÜRÜLTÜ ANALİZİ VE EMI FİLTRE TASARIMI**

Bu bölümde 2 kW gücünde bir güç faktörü düzeltme (PFC) devresi için EMI gürültü modeli çıkarılmış ve simülasyon sonuçları ile gerçek ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. PFC devresinin ilgili CE standardının belirlediği girişim sınır değerlerini sağlaması için farklı EMI filtreler tasarlanarak bu filtre topolojilerinin karşılaştırılması yapılmıştır.

### **4.1. PFC Devresinin EMI Gürültü Modeli**

Gerilim ve akım bozulmalarını iyileştirerek güç faktörünün düzeltilmesi için kullanılan PFC devrelerinin yüksek performanslı ve düşük maliyetli olması istenir. Endüstride PFC devreleri doğrultucuların şebekeye dönük olumsuz etkilerini azaltmak için kullanılır [103]. PFC devresinde yüksek frekansta anahtarlama yapılarak filtre elemanlarının boyutları ve dolayısı ile maliyetleri düşürülür. PFC devresinin kullanımını gerektiren bir diğer durum da düzenleyici kuruluşların yasal gereksinimlerine uyma zorunluluğudur. IEC 61000-3-2 standardında elektrikli cihazlar için elektrik şebekesine enjekte edilmesine izin verilen harmonik akımları sınırları belirlenmiştir. Tasarlanacak olan cihazın bu standarda uyması istenir.

Bu çalışmada Şekil 4.1.'de gösterilen PFC devresinin EMI gürültü analizi için öncelikle yüksek frekans modelinin oluşturulması amacıyla simülasyon çalışması yapılmıştır. Şekilde anahtarlama elemanı gürültü kaynağı (N) olarak gösterilmiş ve PV evirici devresi bölümünde anlatılan spektral zarf modeli kullanılmıştır.



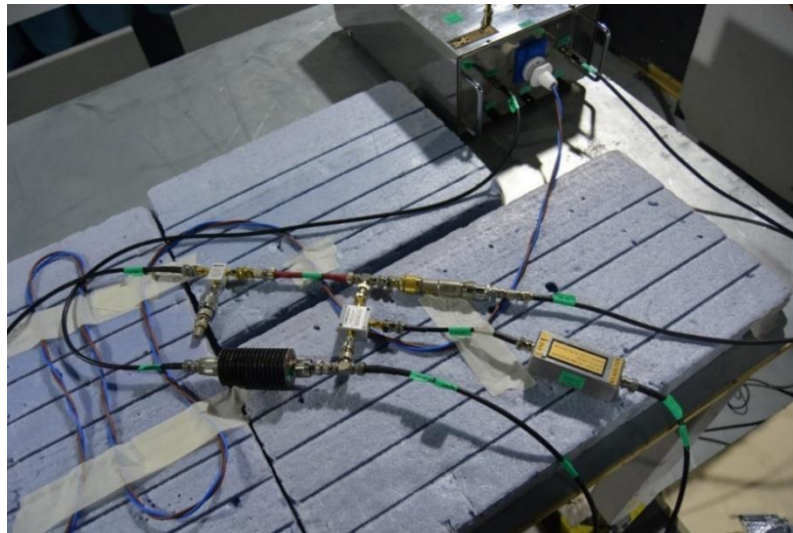
Şekil 4.1. Yükseltilen PFC devresi ve EMI gürültü yolları.

Yükseltilen (boost) PFC devresi için tasarım parametreleri: anahtarlama frekansı  $f_s = 53,25$  kHz, çıkış gücü  $P_o = 2$  kW, giriş gerilimi  $V_i = 220$  V, DA çıkış gerilimi  $V_{DA} = 400$  V ve PFC bobini  $L = 720$   $\mu$ H'dir. Devrede anahtarlama elemanı olarak IXYS firmasının IXFK48N50 MOSFET'i kullanılmıştır. MOSFET için katalog bilgilerinde parazitik kapasitanslar sırasıyla giriş kapasitansı  $C_{iss} = 8400$  pF, çıkış kapasitansı  $C_{oss} = 900$  pF ve ters transfer kapasitansı  $C_{rss} = 280$  pF olarak verilmiştir. Jonksiyon kapasitans değerleri anahtarlama elemanının gürültü modelinin oluşturulması için simülasyona eklenmiştir. VNA kullanılarak cihaz gövdesinin toprağa olan kaçak kapasitansı  $C_p = 25$  nF ve bara endüktansı  $L_p = 65$  nH olarak ölçülmüştür. Çalışmada gürültü modeli çıkarılan PFC devresi tepe akım modu kontrollü bir yükseltilen PFC devresi olup kontrol devresinde Texas Instruments firmasının UC3854 entegresi kullanılmıştır.

#### 4.2. PFC İçin EMI Filtre Tasarımı

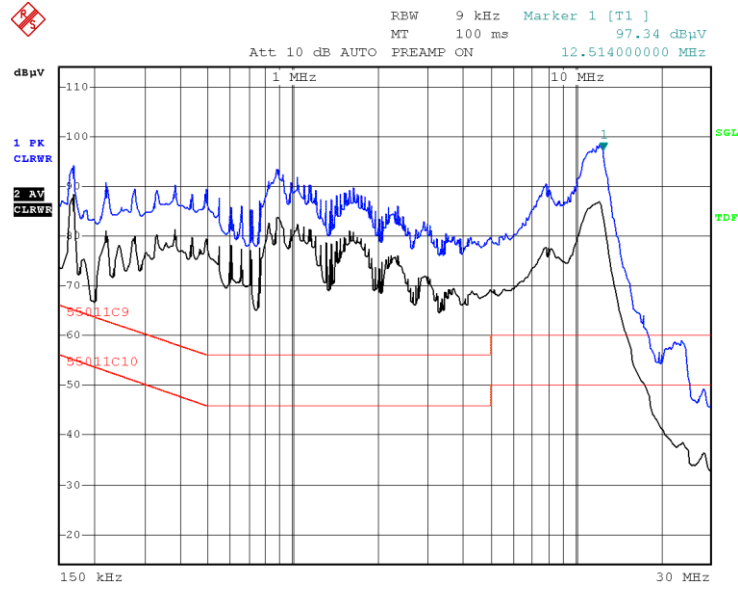
EMI filtre tasarımı için öncelikle gerekli hesaplamalar yapılarak uygun filtre topolojileri belirlenecektir. PV evirici bölümünde yapılan analizlere benzer şekilde PFC devresi için de farklı EMI filtre topolojileri hazırlanmıştır. Tasarlanan filtrelerin gürültü zayıflatma ve güç yoğunluğu açısından başarıları değerlendirilmiştir. PFC devresi için EMI filtre tasarım adımları şu şekildedir:

Adım 1: PFC devresi için öncelikle EMI gürültü modları ölçülmüştür. CM ve DM gürültü modlarının ayrılması için donanım tabanlı CM/DM gürültü ayırıcı kullanılmıştır. Yapılan ölçümlerde CM/DM gürültü ayırıcı ile devrenin hangi frekans aralığında ve gürültü modunda girişime neden olduğunun tespiti yapılmıştır. Mod ayrımı için ölçüm düzeneği Şekil 4.2.'de gösterilmiştir. CM gürültüsünün ölçümünde ve ayırımında Mini-Circuits firmasının ZFRSC-183-S+ (DA-18 GHz) rezistif ayırıcısı kullanılırken aynı firmanın iki yönlü 180° ayırıcı devresi olan ZFSCJ-2-2-S (0,01-20 MHz) hibrid ayırıcısı ise DM gürültü ölçümü için kullanılmıştır. Ayırıcıların hassas ölçüm elemanları olması ve yüksek gürültü değerlerinin zarar verebileceği de göz önünde bulundurularak düzeneğe 10 dB zayıflatıcı (attenuator) eklenmiştir. Ölçüm güvenilirliğini sağlamak için ayırıcılarla ölçüm yapılırken boşa kalan ölçüm ucu 50  $\Omega$  ile sonlandırılmıştır.



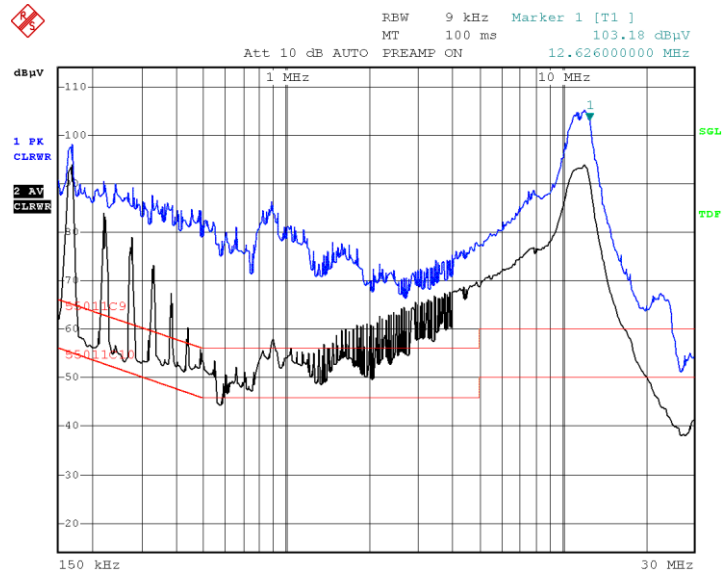
Şekil 4.2. 0° ve 180° ayırıcı kullanılarak CM ve DM gürültüsünün ayrılması.

PFC devresinin CM gürültü ölçümü Şekil 4.3.'teki gibi elde edilmiştir. Tepe dedektörü (mavi) ile alınan ölçümde yaklaşık 18 MHz'den itibaren standart sınır değerlerinin sağlandığı görülürken bu frekansın altındaki değerlerde girişim sorunu ciddi büyüklüktedir.



Şekil 4.3. ZFRSC-183-S+ üzerinden alınan gürültü ölçümü.

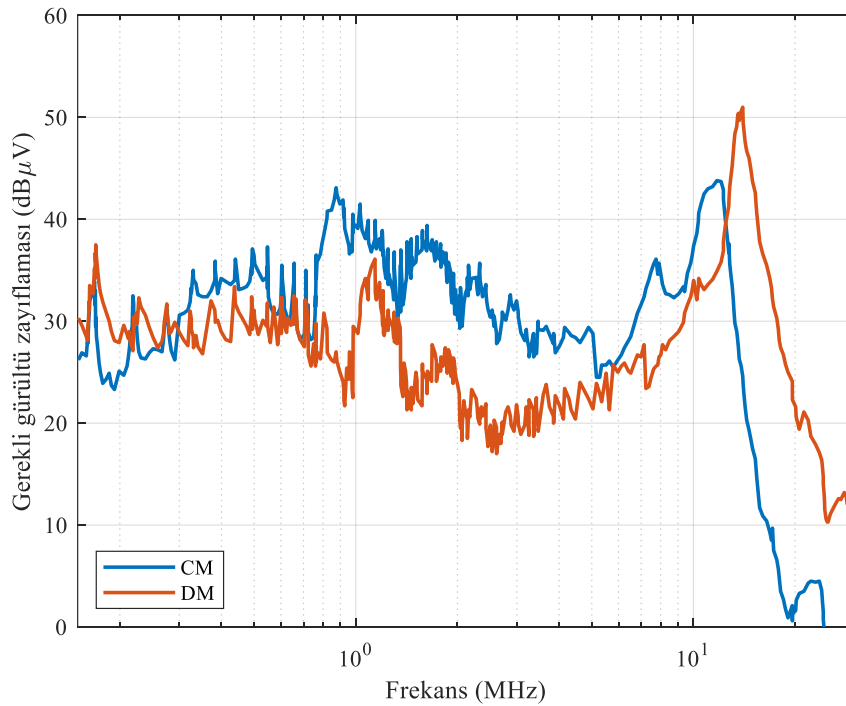
Şekil 4.4.'te DM gürültünün tepe (mavi) ve ortalama (siyah) dedektörleri ile alınan ölçüm sonucu görülmektedir. CM gürültü ölçümünde olduğu gibi DM gürültü ölçümünde de sorunlu frekans 12 MHz'dir ve bu frekansta gürültü genliğinde 103,18 dBµV değerinde bir tepe görülmektedir. Ölçüm sonucunda her iki mod için de standart sınırlarının üzerinde kaldığı görülmektedir ve bu nedenle PFC devresi için EMI filtre tasarımına ihtiyaç vardır.



Şekil 4.4. ZFSCJ-2-2-S üzerinden alınan gürültü ölçümü.



Adım 2: Denklem (3.16) kullanılarak CM ve DM gürültü modları için filtreden beklenen gürültü zayıflatması hesaplanır. EN55011 Class B standardında belirlenen gürültü sınır değerlerinin sağlanabilmesi için EMI filtreden beklenen gürültü zayıflatması grafiği Şekil 4.5.'te verilmiştir. Bu grafikte ölçülen gürültü, standart sınır değerinden çıkarılmış ve 6 dB güvenlik payı da eklenerek standardın sağlanması için zayıflatılması gereken gürültü değerleri elde edilmiştir. Güvenlik payı eklenmesinin nedeni, ölçüm sonucunda ortaya çıkması muhtemel hatalardır.



Şekil 4.5. EMI filtreden beklenen gerekli gürültü zayıflatması grafiği.

Adım 3: Filtreden beklenen gerekli gürültü zayıflatması grafiğinden uygun filtre topolojisi seçimi yapılacaktır. Maksimum gürültü genliği CM gürültüde 45 dBµV iken DM gürültüde ise 51 dBµV olarak görülmektedir. Filtrenin etki etmesi istenilen gürültü genliklerinin değeri her iki mod için 40 dB'den fazla olduğundan tasarlanacak EMI filtre için T veya  $\pi$  filtre topolojilerinden biri seçilmelidir. Bu iki topolojiden hangisinin seçilmesi gerektiğine karar verilmesi için empedans uyumsuzluğuna bakılmalıdır. Tasarlanacak olan EMI filtrenin yerleşim yeri şebeke ile PFC devresinin köprü doğrultucusu arasında olduğundan bu empedansların durumu topolojiyi belirlemede etkili olmaktadır. Empedans uyumsuzluğu göz önünde

bulundurulduğunda EMI filtre topolojisi olarak CM için T filtre, DM için  $\pi$  filtre seçilmiştir.

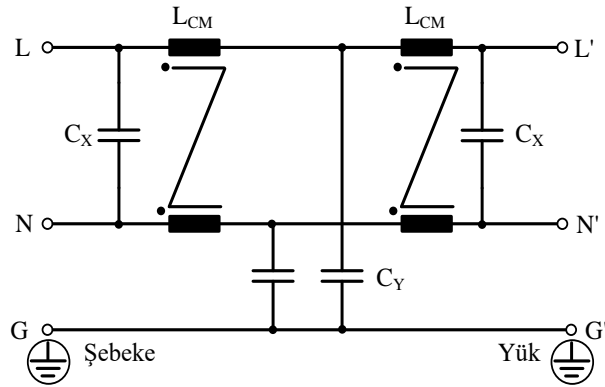
Filtre topolojisi belirlendikten sonraki aşama her iki gürültü moduna ait eşdeğer devreler için filtre elemanı seçimidir. CM ve DM eşdeğer devreleri için filtre köşe frekansı belirlenerek filtre elemanlarının değerleri hesaplanmıştır. Grafikselleştirilerek köşe frekansı CM gürültü için  $f_{c,CM} = 37$  kHz, DM gürültü için de  $f_{c,DM} = 24$  kHz olarak bulunur.

Adım 4: Köşe frekansları belirlendikten sonra öncelikle EMI filtrenin CM filtre katı tasarlanmıştır. Toprak kaçak akım güvenlik sınırı dahilinde Y kapasitörünün değeri hesaplanır. Denklem (1.1)'den Y kapasitörünün alabileceği en büyük değer 88,07 nF olarak elde edilmiştir. Bu değerden daha düşük olacak şekilde ve kaçak akım değerini sınırlamak adına KEMET firmasına ait 4,7 nF değerindeki Y2 film kapasitörü seçilmiştir. CM filtre için son olarak CM bobininin değerinin bulunması gereklidir. Bunun için Denklem (3.17)'den CM bobininin endüktans değeri  $L_{CM} = 1,96$  mH olarak hesaplanmıştır. Bu değeri elde etmek için TDK firmasının B64290L0674 serisinin R36T38 (MnZn) nüvesi kullanılmıştır. Bu nüvenin manyetik malzeme ve fiziksel özellikleri  $\mu_i \cong 10000$ ,  $A_L = 13500 \pm \%30$ ,  $l_e = 89,65$  mm,  $A = 95,89$  mm<sup>2</sup> şeklindedir. CMC tasarımında kesitsel sargı kullanılmış ve istenen endüktans değerini sağlamak için Denklem (1.5)'ten nüve sarımında  $\theta$  açısı yaklaşık olarak 160° ve sarım sayısı 15 tur bulunmuştur. Hesaplanan değerlerle CMC tasarımı yapıldığında  $L_{CM} = 2,14$  mH ve kaçak endüktansı değeri ise  $L_{DM} = 23,6$   $\mu$ H olarak elde edilmiştir.

Adım 5: Filtrenin DM eşdeğer devresi için DM gürültü grafiğinden elde edilen köşe frekansı kullanılarak DM filtrenin eleman değerleri bulunmaktadır. Bu adımda öncelikle CM bobininin kaçak endüktansı kullanılarak DM filtre için sadece X kapasitörü seçilmiştir. Farklı filtre kombinasyonlarının etkilerini incelemek için ayrıca DM bobini tasarımı da yapılmış ve tasarım adımlarının sonunda filtre kombinasyonları verilmiştir.

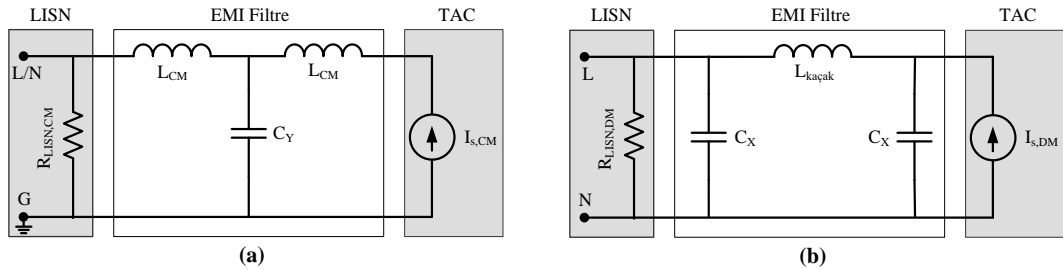
CM bobininin kaçak endüktansının DM endüktansı olarak kullanıldığı tasarımda DM filtre için belirlenen filtre köşe frekansından hareketle Denklem (3.12)'den DM kapasitörünün değeri  $C_X = 0,931 \mu\text{F}$  olarak hesaplanmıştır.

Yukarıda verilen tasarım adımları sonucunda filtre elemanlarının değerleri  $L_{CM} = 2,14 \text{ mH}$  ( $L_{DM} = 23,6 \mu\text{H}$ ),  $C_Y = 4,7 \text{ nF}$ ,  $C_X = 1 \mu\text{F}$  olarak belirlenmiş ve filtre topolojisi Şekil 4.6.'da gösterilmiştir.



Şekil 4.6. PFC devresi için tasarlanan EMI filtre şeması.

EMI filtrenin CM ve DM eşdeğer devreleri Şekil 4.7.'de gösterilmiştir. Şekil 4.7.(b)'de DM gürültüsünün bastırılması için CMC'nin kaçak endüktansı ve X kapasitörlerinden oluşan CLC filtre görülmektedir.

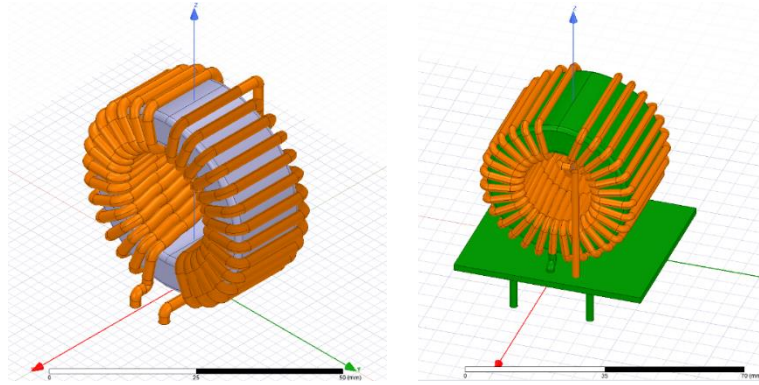


Şekil 4.7. Tasarlanan EMI filtre eşdeğer devreleri (a) CM, (b) DM.

Bu çalışmada EMI filtre yapılarının gürültü zayıflatma üzerine olan etkilerinin incelenmesi için üç farklı filtre yapısı karşılaştırılmıştır. Tasarım adımlarında verilen

filtre yapısının yanı sıra farklı topolojiler ve bu topolojilere uygun filtre elemanları seçilerek filtrelerin başarısı değerlendirilmiştir.

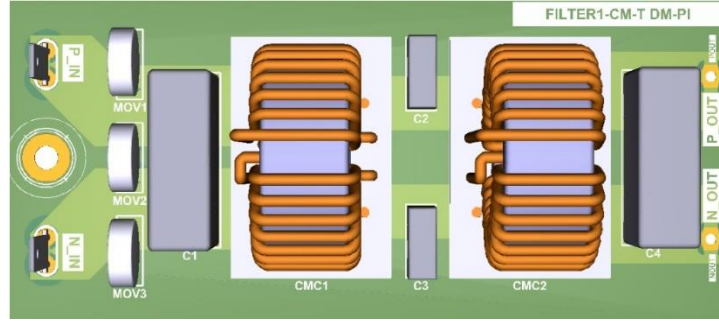
CMC tasarım adımında kullanılan nüve üzerine sarılabilecek sargı sayısı kısıtlı olduğundan daha büyük endüktans için farklı boyut ve manyetik özellikte yeni bir nüve kullanılmıştır. Kullanılan nüve Cosmo Ferrites firmasına ait CF199T3829C (Mn-Zn) serisi olup katalog bilgileri  $\mu_i = 9000 \pm \%20$ ,  $A_L = 24700 \pm \%30$ ,  $l_e = 89,7$  mm,  $A = 226,3$  mm<sup>2</sup> şeklindedir. Bu çalışmada kullanılan CMC'ler Şekil 4.8.'de gösterilmiştir.



Şekil 4.8. EMI filtrede kullanılan CMC1 ve CMC2 bobinleri.

Şekil 4.9.'daki filtre genel bir filtre yapısı olan CM eşdeğer devresinin T filtre, DM eşdeğer devresinin ise  $\pi$  filtre olduğu bir devredir. Burada CM için filtrenin giriş ve çıkışında düşük empedans kaynağı olması durumunda empedans uyumsuzluğu olacaktır ve bu sayede filtre en iyi zayıflatmayı sağlayacaktır. Bu filtrede teorik olarak filtreden beklenen gürültü zayıflatması (araya girme kaybı) her iki gürültü modu için de 60 dB'dir. Bu filtrede kullanılan eleman değerleri hesaplama adımlarından elde edilmiş ve aşağıda verilmiştir:

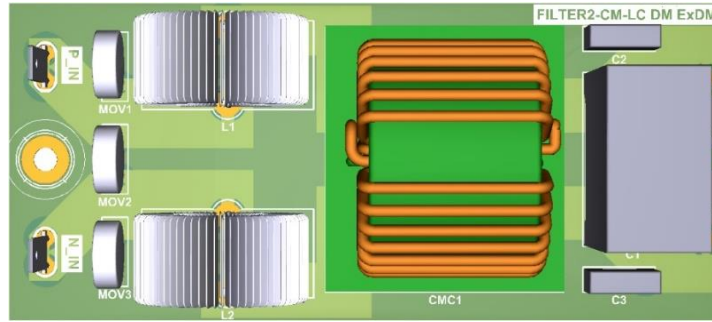
Filtre 1:  $L_{CM} = 2,14$  mH ( $L_{DM} = 23,6$   $\mu$ H),  $C_Y = 4,7$  nF,  $C_X = 1$   $\mu$ F



Şekil 4.9. Tasarlanan EMI Filtre 1 devresi.

PFC için hazırlanan diğer bir filtre devresi Şekil 4.10.'da gösterilmektedir. Şekil 4.10.'da L1 ve L2 bobinleri DM bobinleridir ve önceki filtreden farklı olarak DM eşdeğer devresi için ekstra eleman olarak devreye eklenmiştir. Filtre 1'de DM bobini olarak CM bobininin kaçak endüktansı kullanılırken CM bobininin tek başına DM gürültüyü zayıflatmada yetersiz kalması durumunda ek olarak güç ve nötr hatlarına DM bobini eklenir. Filtre 2 için teorik araya girme kaybı her iki mod için de 40 dB'dir. Bu filtrede kullanılan eleman değerleri aşağıda verilmiştir:

Filtre 2:  $L_{CM} = 4$  mH ( $L_{DM} = 15,6$   $\mu$ H),  $C_Y = 3,3$  nF,  $L_{DM} = 10$   $\mu$ H,  $C_X = 4,7$   $\mu$ F

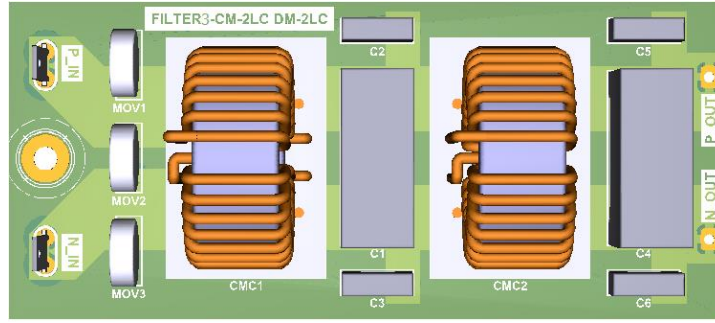


Şekil 4.10. Tasarlanan EMI Filtre 2 devresi.

Şekil 4.11.'de hem CM hem de DM için iki katlı LC filtre kullanılmıştır. CM açısından bakıldığında girişte düşük, çıkışta yüksek empedans olması durumunda empedans uyumsuzluğu sağlanacaktır. DM eşdeğer devresi için de CM ile aynı durum söz konusudur. Empedans uyumsuzluğuna dikkat edilmesinin nedeni filtrenin başarısını etkileyen önemli bir kavram olmasıdır. EMI filtrenin giriş ve çıkışındaki empedansın bilinmesi filtre tasarımcısı için çok önemlidir. Filtre tek başına tasarlandığında ölçümlerde beklenen sonucu verirken filtrenin devreye eklendiği durumdaki

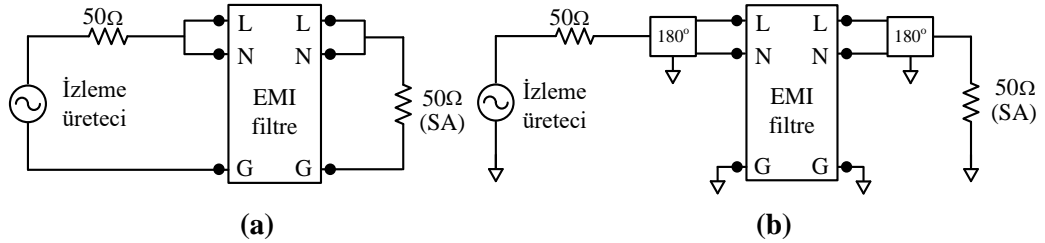
ölçümlerde kendisinden beklenen zayıflatmayı karşılamadığı görülür. Bunun sebebi de empedans uyumsuzluğunun ihmal edildiği tasarımlardır. Bu filtrede kullanılan eleman değerleri aşağıda verilmiştir:

Filtre 3:  $L_{CM} = 2,14$  mH ( $L_{DM} = 23,6$   $\mu$ H),  $C_Y = 2,2$  nF,  $C_X = 1$   $\mu$ F



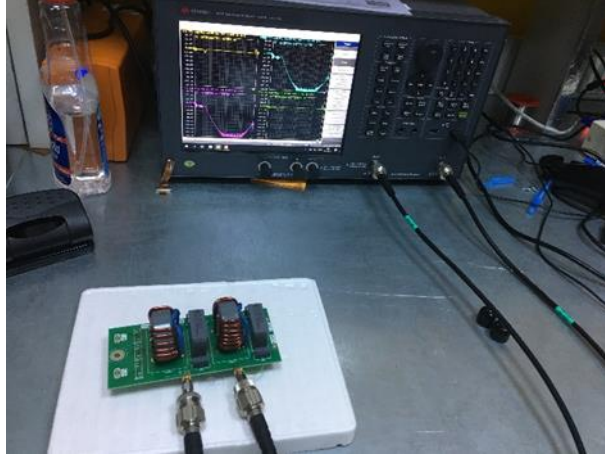
Şekil 4.11. Tasarlanan EMI Filtre 3 devresi.

Tasarlanan filtreler için VNA ile yapılan ölçümlerle deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Filtrenin CM ve DM zayıflatmalarının ölçümü için kurulacak ölçüm düzeneğinin şeması Şekil 4.12.'deki gibidir.



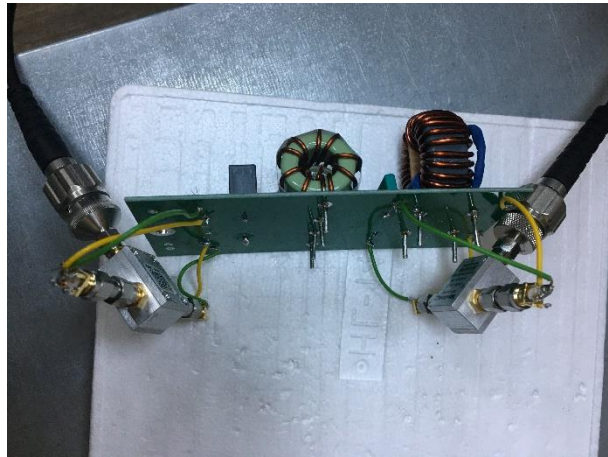
Şekil 4.12. Filtre araya girme kaybının ölçüm şeması (a) CM, (b) DM.

Şekil 4.12.'de gösterilen şemaya uygun şekilde uygulama devresi için ölçüm düzeneği sırasıyla Şekil 4.13. ve Şekil 4.14.'te yer almaktadır.



Şekil 4.13. EMI filtre için CM araya girme kaybı ölçüm düzeneği.

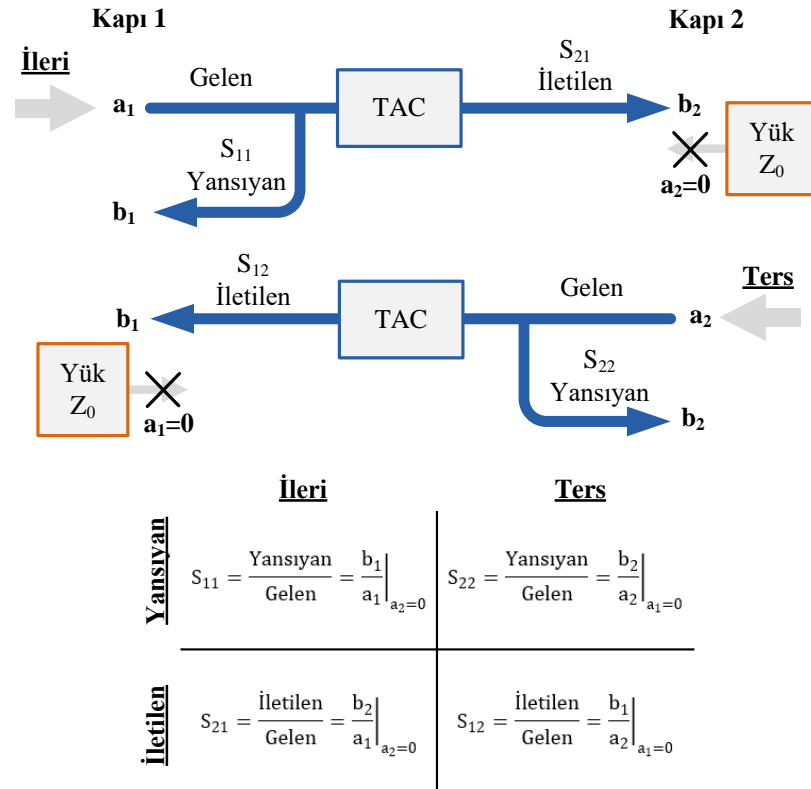
Şekil 4.14.'te DM için filtre araya girme kaybı ölçüm düzeneğinde CM ölçümden farklı olarak filtre giriş ve çıkışına  $180^\circ$  ayırıcı/birleştirici bağlanmıştır.



Şekil 4.14. EMI filtre için DM araya girme kaybı ölçüm düzeneği.

Filtrenin araya girme grafiğinin yorumlanabilmesi için saçılma (S) parametreleri konusunun bilinmesi gerekir. S-parametreleri haberleşme sistemleri ve mikrodalga mühendisliği gibi yüksek frekans uygulamalarında kullanılmaktadır. İletim hatlarında Y ve Z parametreleri, analog elektronikte ise h parametrelerine benzer şekilde yüksek frekans bileşenlerinin veya doğrusal devrelerin elektriksel özelliklerini karakterize etmek için S-parametreleri kullanılır. EMC ölçümlerinde VNA yardımıyla araya girme kaybı ve empedans bilgisi S-parametreleri cinsinden elde edilir.

Doğrusal iki kapılı bir devrenin S-parametrelerinin gösterimi ve matematiksel ifadeleri Şekil 4.15.'te verilmiştir.



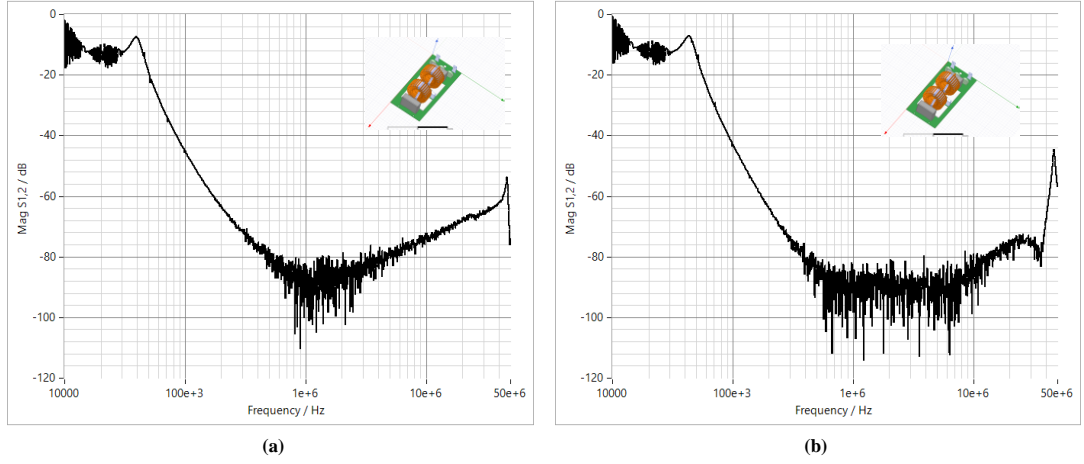
Şekil 4.15. İki kapılı devre için S-parametrelerinin gösterimi [104].

Şekil 4.15.'te  $S_{11}$  ve  $S_{22}$  yansıma katsayılarıdır.  $S_{12}$ ; kapı 2'den kapı 1'e,  $S_{21}$  ise kapı 1'den kapı 2'ye olan iletim katsayılarıdır. Şekilde  $a_1$  ve  $a_2$  işaretleri gelen işaretleri,  $b_1$  ve  $b_2$  ise yansıyan işaretleri ifade eder. Test edilecek cihaz veya sistem, bağlantı noktalarındaki yansıyan işaretlerin gelen işaretler türünden denklemlerle ifade edilmesiyle karakterize edilir. S-parametreleri genlik ve faz bilgisi içeren parametrelerdir.

Ölçümlerde S-parametreleri kullanılarak filtreler için araya girme kaybı grafikleri elde edilmiştir. Şekil 4.13. ve Şekil 4.14.'te gösterilen ölçüm düzenekleri ile tasarlanan EMI filtrelerin CM ve DM gürültü modları için araya girme kaybı ölçümleri alınmıştır. Şekil 4.16.'daki grafikte filtrenin araya girme kaybı  $S_{12}$  parametresi ile ifade

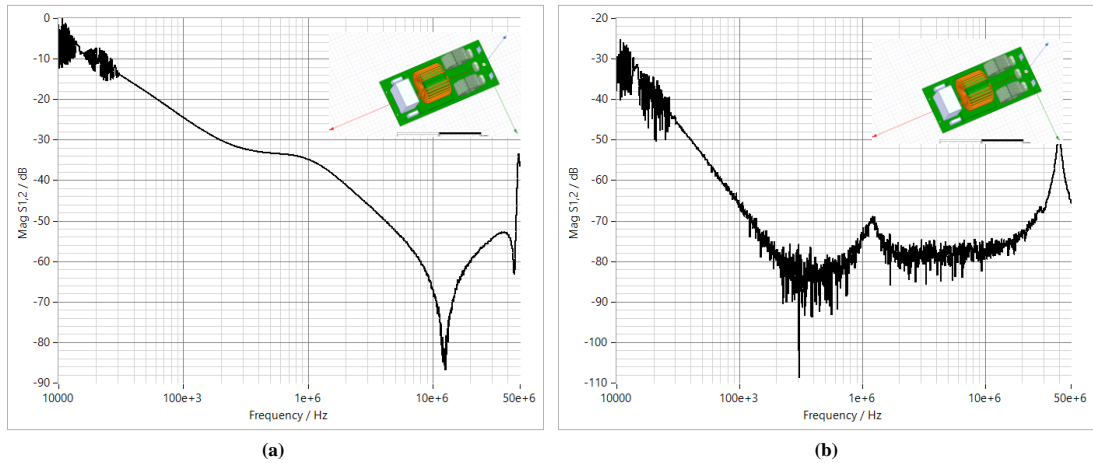


edilmiştir. Filtre 1'in DM araya girme kaybının CM'ye göre daha iyi olduğu ölçüm sonuçlarında görülmektedir.



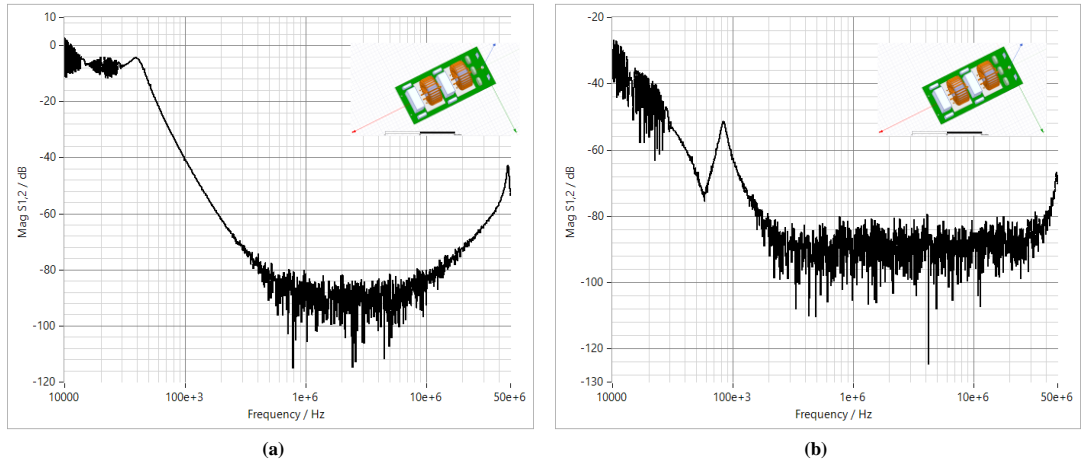
Şekil 4.16. Filtre 1 için araya girme kaybı ölçüm sonucu (a) CM, (b) DM.

Filtre 2 için araya girme kaybı ölçüm sonucu Şekil 4.17.'de verilmiştir. Tasarlanan filtrenin CM gürültü zayıflatma durumunun DM'ye göre daha düşük olduğu görülmektedir. Grafikte filtrenin CM araya girme kaybı için en yüksek değeri 12,7 MHz'de 86,81 dB olarak ölçülmüştür.



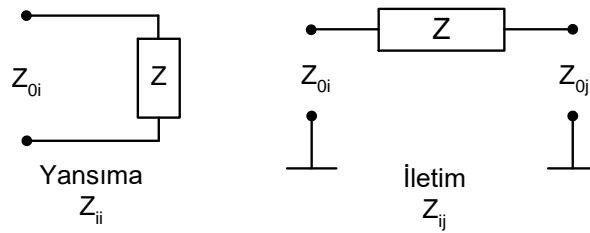
Şekil 4.17. Filtre 2 için araya girme kaybı ölçüm sonucu (a) CM, (b) DM.

Filtre 3 için araya girme kaybının ölçümü Şekil 4.18.'de gösterilmiştir. Her üç filtre için de ölçümler filtrenin giriş ve çıkışında 50  $\Omega$  empedans olduğu kabulüyle yapılmıştır.



Şekil 4.18. Filtre 3 için araya girme kaybı ölçüm sonucu (a) CM, (b) DM.

S-parametreleri frekansa bağlıdır. Yani S-parametresinin değerini bulabilmek için karakteristik empedans, sistem empedansı ve S-parametresinin ölçüldüğü frekansın değeri bilinmelidir. Saçılma ifadesi bir iletim hattında ilerleyen akım ve gerilim işaretinin bir devreyle (empedans) kesintiye uğradığında karşılaşılan süreksizliktir. Bu durum ancak işaretin ilerlediği hattın karakteristik empedansından farklı bir empedans ile karşılaşıldığında ortaya çıkar. Şekil 4.19.'da Z empedansının S parametreleri cinsinden hesaplanması iki nokta arasında var olan bir empedans üzerinden dönüşüm denklemleri ile yapılmaktadır.



Şekil 4.19. S-parametreleri için empedans gösterimi.

Şekil 4.19.'da Z empedansının frekansa bağlı bir değer olan S-parametrelerine çevrilmesi için kullanılan dönüşüm denklemleri (4.1)-(4.4) eşitlikleri ile gösterilmiştir.

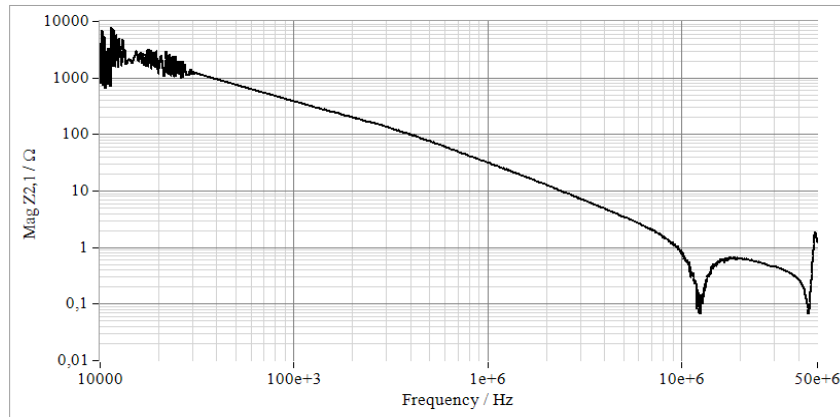
$$Z_{11} = Z_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \quad (4.1)$$

$$Z_{12} = Z_0 \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \quad (4.2)$$

$$Z_{21} = Z_0 \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \quad (4.3)$$

$$Z_{22} = Z_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \quad (4.4)$$

Bu çalışmada EMI filtrenin araya girme kaybının ölçümleri S-parametreleri kullanılarak alınmıştır. Filtrenin empedans grafiği için S-Z dönüşümü yapılarak filtrenin Şekil 4.20.'deki gibi empedans grafiği elde edilebilir. S-Z dönüşümü ile filtrenin belirli bir frekans aralığında gürültüye karşı göstereceği empedansın bilinmesi filtre tasarımında faydalı olmaktadır.

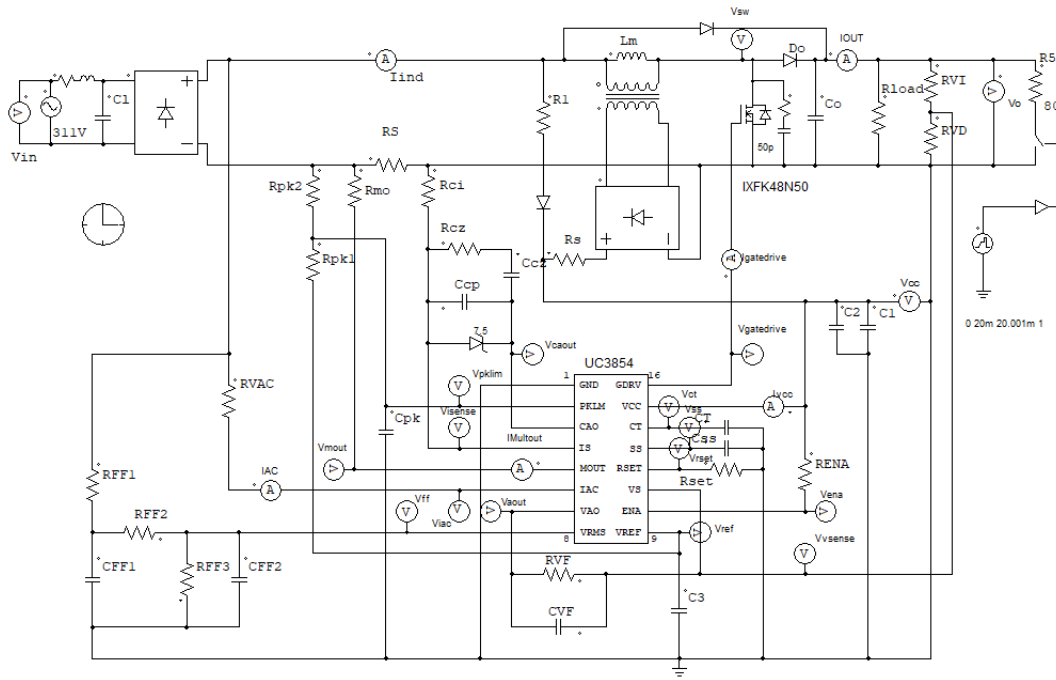


Şekil 4.20. Filtre 2 için empedans grafiği.

Filtre 2 için araya girme kaybı ve empedans grafikleri incelendiğinde tasarlanan filtrenin gerekli araya girme kaybını sağladığı görülmektedir. Daha önce de belirtildiği gibi VNA ile alınan ölçümlerde filtre giriş ve çıkışındaki empedanslar 50 Ω olarak kabul edilmektedir. Ancak gerçekte filtrenin giriş ve çıkışı bağlantı yapılan devreye bağlıdır. Bu nedenle filtrenin gürültü zayıflatma başarısını değerlendirmek için CE ölçümü yapılmalıdır.

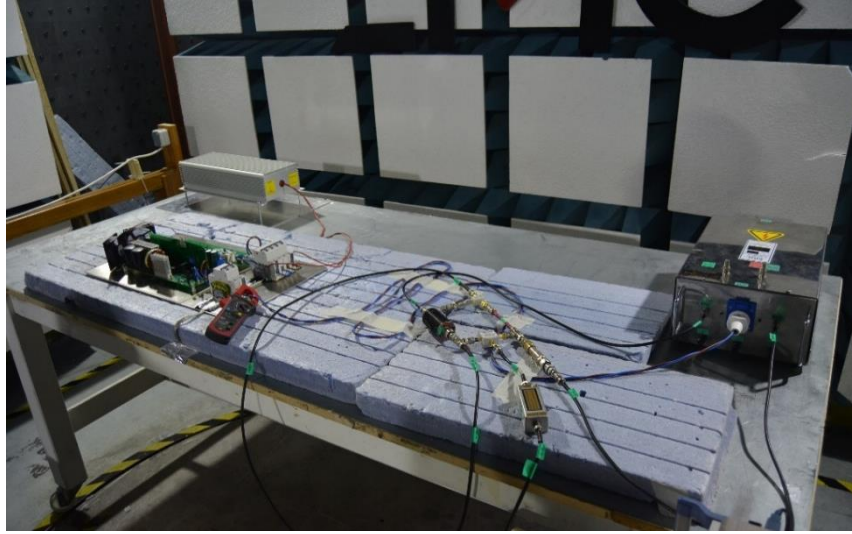
### 4.3. Simülasyon Çalışması Ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması

PFC devresinin EMI filtresi tasarımı için öncelikle filtresiz durumda EMI gürültü ölçümleri simülasyonla ve deneysel olarak yapılmıştır. Elde edilen ölçümlere göre filtreden beklenen araya girme kaybı hesaplanarak farklı filtre tasarımları önerilmiştir. Şekil 4.21.'de PFC devresinin PSIM ortamındaki simülasyon şeması görülmektedir.



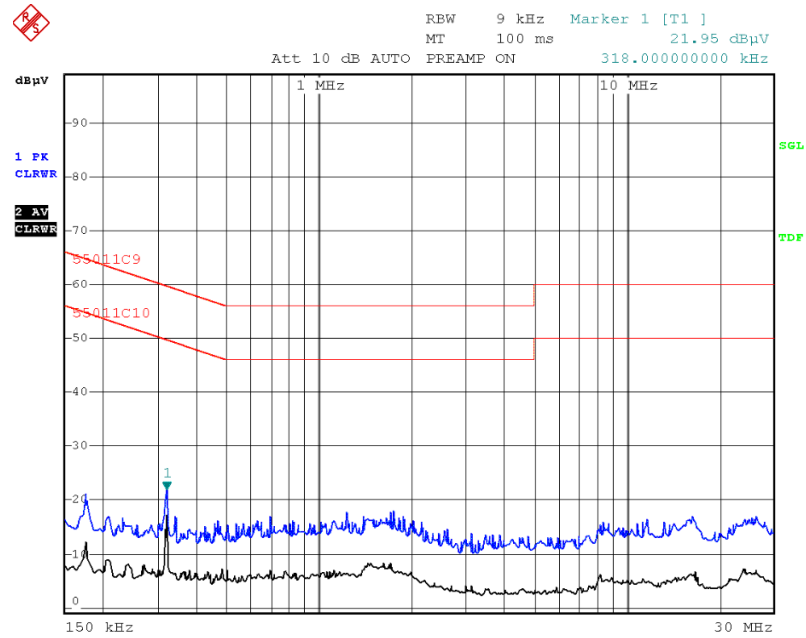
Şekil 4.21. PFC devresi için simülasyon çalışması.

PFC devresinin deneysel ölçümleri EMC Elektronik firmasının CE test laboratuvarında gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.22.'de CE ölçümü için kurulan test düzeneği verilmiştir.



Şekil 4.22. PFC devresi için deneysel ölçüm düzeneği.

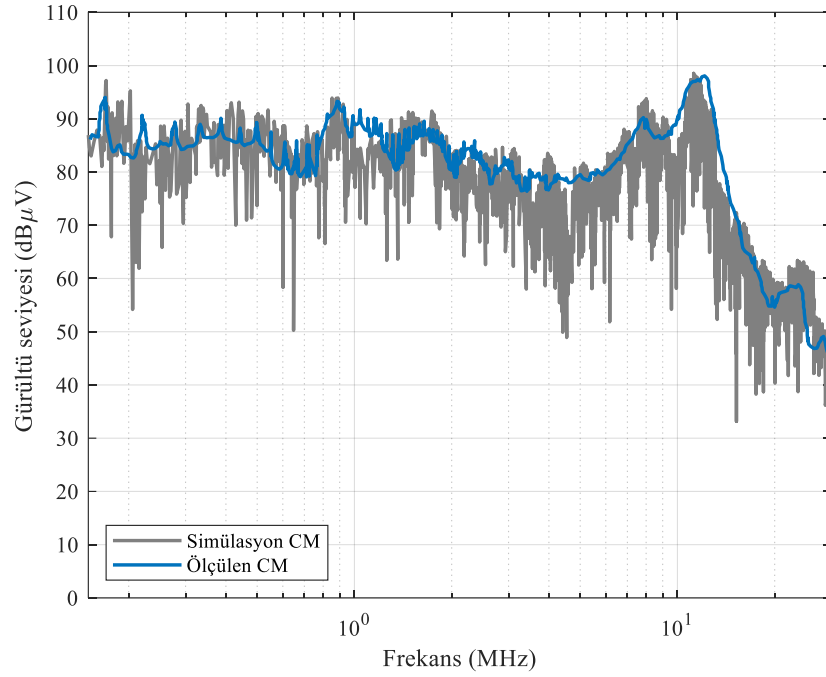
Güvenilir bir EMC ölçümü için öncelikle faz ve nötr güç kabloları bağlı değilken ortam gürültüsü ölçülmüştür. Şekil 4.23.'te tepe (mavi) ve ortalama (siyah) dedektörleri ile taranan ölçüm sonuçlarında ortam gürültüsünün ölçüm doğruluğunu etkilemeyecek kadar düşük seviyede olduğu görülmektedir.



Şekil 4.23. EMC test odası ölçüm ortam gürültüsü.

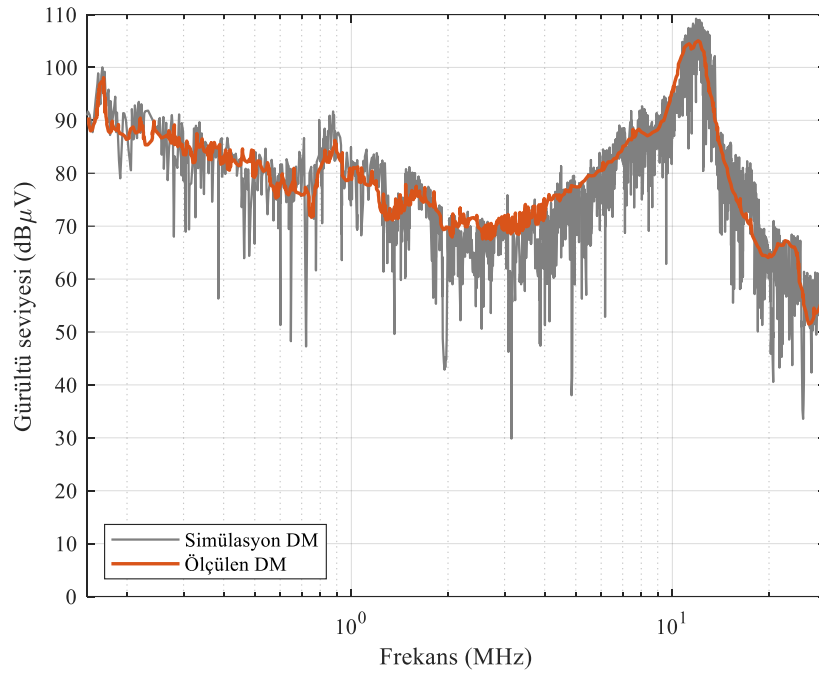
PFC devresinin gürültü analizi için yüksek frekans modelinden faydalanılarak oluşturulan modelin simülasyon sonuçları ile deneysel ölçüm sonuçları Şekil 4.24.'te

karşılaştırılmıştır. Temel durumda (filtre devrede değilken) CM gürültü grafiğinden görüldüğü üzere simülasyon ve laboratuvar ölçüm sonuçları birbiri ile yaklaşık olarak uyumludur.



Şekil 4.24. PFC'nin temel durumdaki CM gürültü deneysel ve simülasyon sonuçları.

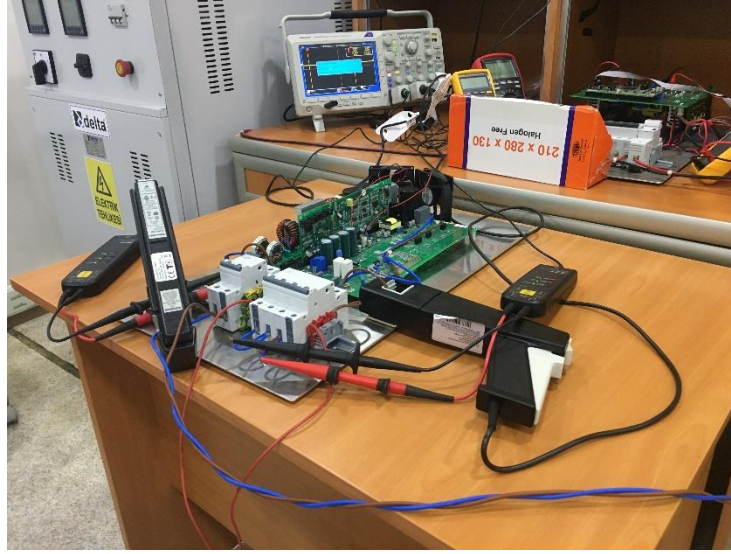
Benzer şekilde DM gürültü modu için Şekil 4.25.'te EMI filtresiz durumda gürültü seviyesinin ölçüm ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Oluşturulan modelin yaklaşık 7 dB'lik bir hata toleransı ile gerçek ölçüm sonuçlarına yaklaştığı görülmektedir.



Şekil 4.25. PFC'nin temel durumdaki DM gürültü deneysel ve simülasyon sonuçları.

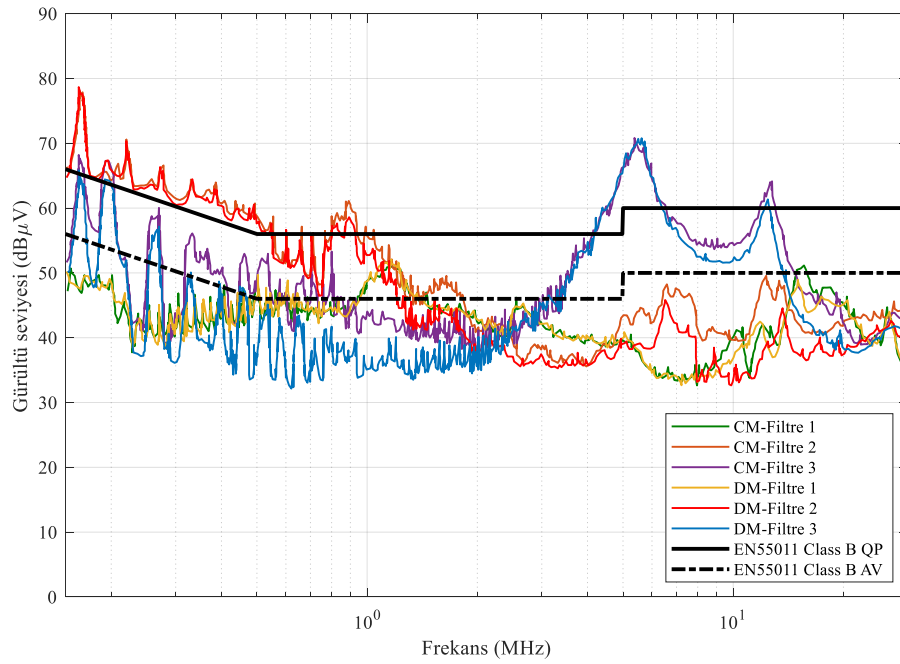
Şekil 4.24. ve Şekil 4.25.'te verilen grafikler incelendiğinde hem CM hem de DM gürültüsünün modelleme ve deneysel ölçüm sonuçlarının birbirleriyle uyumlu olduğu görülmektedir.

Tasarlanan filtrenin EMI gürültüye etkisinin yanı sıra güç yoğunluğu açısından da incelenmesi amacıyla PFC devresi için Şekil 4.26.'daki gibi bir güç ölçüm düzeneği hazırlanmıştır. Güç yoğunluğu hesabında Şekil 4.9.'daki EMI filtre kullanılmış ve bu filtre kartı için (devre kartının boyutları 135 mm×60 mm×60 mm) güç yoğunluğu  $67,44 \text{ W/in}^3$  ( $4,12 \text{ kW/dm}^3$ ) olarak hesaplanmıştır. Tasarlanan filtrenin güç yoğunluğu literatürde yer alan bir PWM VSI devresi [72] ile karşılaştırılmıştır. [72]'deki çalışmada 220 W gücündeki VSI devresi için tasarlanan filtrenin güç yoğunluğu  $249,66 \text{ W/in}^3$  ( $15,24 \text{ kW/dm}^3$ ) olarak hesaplanmıştır. Karşılaştırma yapılan VSI devresi bu çalışmadaki PFC devresine nispeten daha düşük güçte olduğundan filtre elemanı boyutları küçüktür. Ayrıca VSI için tasarlanan filtre devresinde CMC için ferrit nüve yerine nanoyapılı malzemeli nüve kullanımı ile CMC boyutu düşürülerek daha yüksek güç yoğunluğu elde edilmiştir.



Şekil 4.26. PFC güç ölçümü için deney düzeneği

Üç farklı EMI filtre topolojisinin gürültüye etkisinin karşılaştırılması için Şekil 4.27.'deki grafikte CM ve DM gürültü ölçümleri verilmiştir.



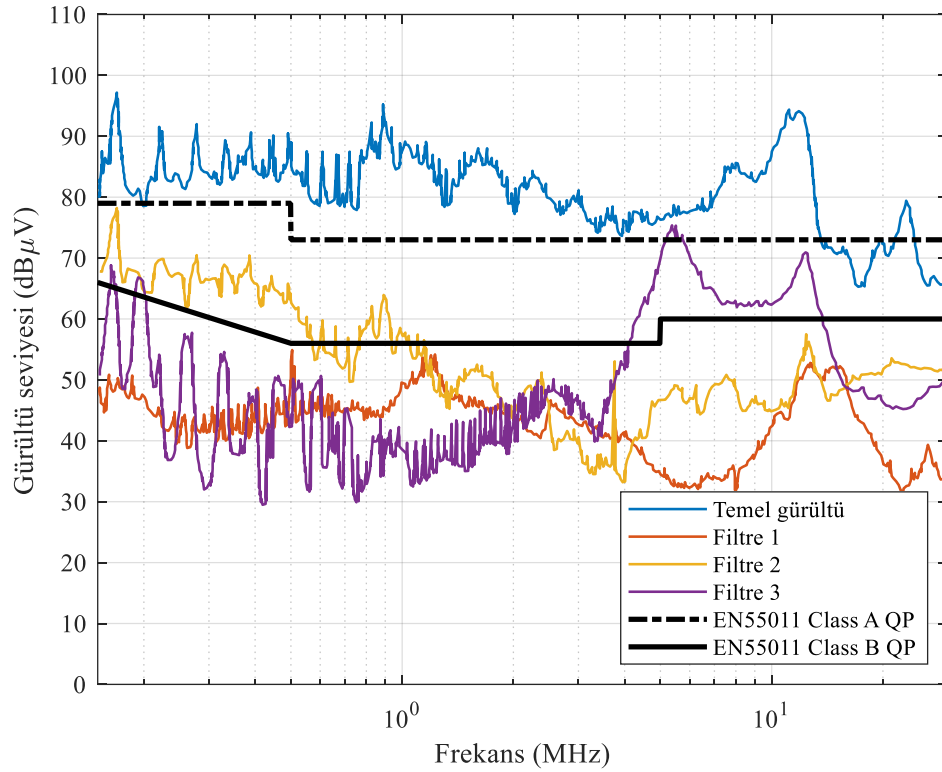
Şekil 4.27. Farklı EMI filtre topolojilerinin karşılaştırılması.

VNA ile yapılan araya girme kaybı ölçümlerinde (Şekil 4.17.) filtrenin giriş ve çıkışındaki empedansların  $50 \Omega$  olduğu durumda en başarılı filtrenin Filtre 3 olduğu ve CM için 55 dB, DM için 80 dB'ye kadar bir zayıflatma sağladığı görülmüştür.



Filtrenin devreye eklendiği durumda ise filtrenin ölçümlerdeki başarısını gerçek devrede gösteremediği görülmektedir. Şekil 4.27.'de görüldüğü üzere tasarlanan EMI filtrenin gerçek davranışı filtrenin bağlantı noktalarındaki empedansla ilişkilidir ve filtre tasarımında bu kritere dikkat edilerek uygun filtre tasarımı yapılabilir.

Farklı filtre yapılarının PFC devresinde denenmesi ile yapılan karşılaştırmanın sonucu Şekil 4.28.'de görülmektedir. Gürültü seviyesi grafiğinde tepe dedektörü ile alınan ölçüm sonuçları verilmiş ve EN55011 standardının A ve B sınıfları için filtrelerin başarısı değerlendirilmiştir.



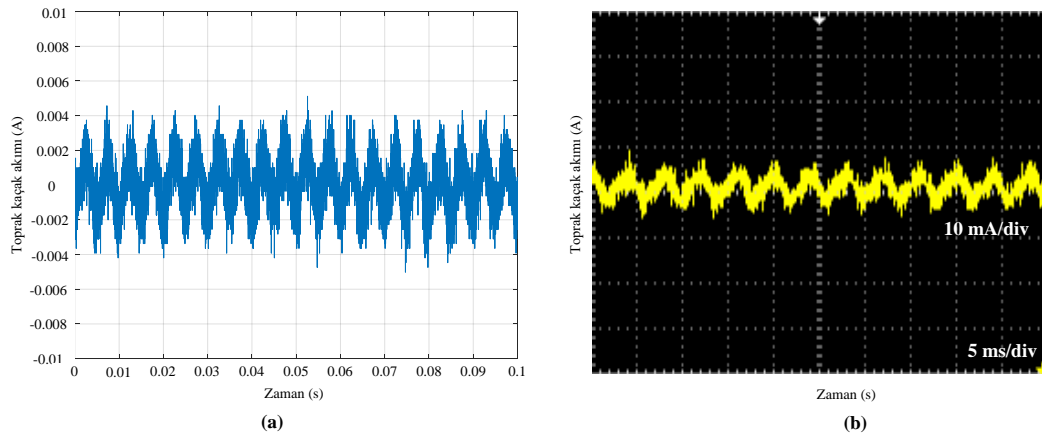
Şekil 4.28. PFC devresi için EMI filtre topolojilerinin karşılaştırılması.

Filtre 1 empedans uyumsuzluğuna göre tasarlanmış olduğundan hem A hem de B sınıfı için standart sınırlarını sağladığı görülmektedir. Filtre 2'de iki elemanlı filtre tasarımı yapılmış, birinci filtreden farklı olarak DM eşdeğer devresinde CM bobininin kaçak endüktansının yanı sıra ek DM bobini kullanılmıştır. Bu tasarım 1.2 MHz'den itibaren B sınıfı standart sınırlarını sağlasa da düşük frekans bölgesinde CE testinden kaldığı görülmektedir. Aynı filtre tasarımı için ilgili standardın A sınıfına bakıldığında ise

sınırları sağladığı görülmektedir. Filtre 3'te daha yüksek gürültü zayıflatması sağlanması amacıyla için iki katlı filtre topolojisi seçilmiştir. Teoride en yüksek gürültü zayıflatmasını göstermesi beklenirken gerçek uygulamada empedans uyumsuzluğu nedeniyle Filtre 3 tasarlanan filtreler arasında yüksek frekanslarda en kötü zayıflatmayı göstermiştir. Filtre 1 ve Filtre 3 kendi aralarında karşılaştırıldığında ise Filtre 1'in daha az sayıda devre elemanı ile istenen gürültü zayıflatmasını sağladığı dolayısıyla güç yoğunluğu bakımından da iyi bir tasarım olduğu görülmektedir.

Şekil 4.28.'de empedans uyumsuzluğu ve uygun filtre elemanı seçiminin gürültüye etkisi açıkça görülmektedir. Geleneksel filtre tasarımı her ne kadar deneme-yanılma yöntemiyle gerçekleştirilse de güç elektroniği devresinin gürültü modelinin çıkarılmasıyla uzun deneme süreleri ve bu denemelerde kullanılan eleman ve test maliyetlerinden tasarruf etmek mümkündür.

Bu çalışmada PFC devresi için tasarlanan EMI filtreye ilgili CE standardına uygunluk sağlanmıştır. CE standardının yanı sıra EMI filtrenin toprak kaçak akım standardını da sağlaması gerekir. Bunun için filtrelili durumda toprak kaçak akımı ölçümleri yapılmış ve sonuçlar Şekil 4.29.'da verilmiştir. PFC devresi için IEC 60479-1 standardının belirlediği toprak kaçak akım sınır değeri 7 mA'dir. Simülasyon sonucunda kaçak akımın etkin değeri 1.7 mA bulunurken deneysel ölçüm sonucunda ise 1.5 mA bulunmuştur. Sonuç olarak EMI filtrelili durumda PFC devresinin ölçülen kaçak akım değeri standardın güvenlik sınırı olarak belirlediği değerden daha küçüktür.



Şekil 4.29. PFC devresi kaçak akım ölçüm sonuçları (a) simülasyon, (b) deneysel.

Ayrıca tasarlanan EMI filtre 230 V geriliminde ayırık bir faz endüstriyel filtre olarak düşünülmüş, filtre kapasitörlerinin (X ve Y kapasitörleri) üretici verilerindeki tolerans değerlerinin %10 olduğu durumda kapasitör dengesizliği incelenmiştir. Buna göre EMI filtrenin kaçak akım değeri 0,032 mA olarak hesaplanmıştır.

Sonuç olarak bu bölümde bir fazlı geleneksel yükselten PFC devresi için EMI gürültü analizi yapılmış ve simülasyon çalışması deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Devre modelinin gerçek ölçüm sonuçlarıyla örtüştüğü görülmüştür. Geliştirilen gürültü modeli sayesinde farklı filtre tasarımları simülasyon üzerinde denenerak hem zaman hem de maliyetten tasarruf edilebilmektedir. Tasarlanan filtrenin devreye alınmasıyla PFC devresinden sağlanması beklenen standart sınırlarının altında kalınmış ve CE testi için EMC kriterine uygun bir sonuç elde edilmiştir. Tasarım sonucu elde edilen filtrenin kaçak akım güvenlik sınırlarını da sağladığı ölçüm sonuçlarıyla gösterilmiştir.

## BÖLÜM 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada güç elektroniği devresi için tam bir EMI gürültü modeli oluşturmak amacıyla yeni bir davranışsal modelleme yaklaşımı önerilmiştir. EMI gürültü kaynağının davranışsal modelinde literatürdeki geleneksel trapezoidal dalga şekli yaklaşımdan farklı olarak yüksek doğrulukta gürültü tahmini için trapezoidal dalga şekli salınım dalga şekli ile birleştirilerek yeni bir model geliştirilmiştir.

Gürültü tahmini yapılan devreler için EMI filtre tasarımında genel yaklaşım olan deneme-yanılma yöntemi yerine EMI filtre kapasitörlerinin tolerans değerleri de tasarım aşamalarına dahil edilerek yenilikçi bir analitik hesaplama yaklaşımı önerilmiştir. Kapasitör toleransının EMI gürültüye etkisi üzerine daha önce herhangi bir çalışma yapılmamış olup bu tez çalışmasında filtre tasarım aşamalarında kullanılarak özgün bir yaklaşım önerilmiştir.

Filtre devresinde CM gürültünün zayıflatılmasında kullanılan CMC için farklı sargı şekilleri önerilmiş ve bu sargı şekillerinin gürültü zayıflatmasına etkisi değerlendirilmiştir. Önerilen sargı şekillerinde üç fazlı sistemlerde daha önce değerlendirilmemiş olan dört sargılı CMC tasarımı yapılmıştır. Bu tasarımda literatürdeki çalışmaların aksine üç faz için kullanılan sargının yanı sıra nötr sargısı da eklenerek dengesiz üç fazlı sistemlerin neden olduğu nüve doymasının önüne geçilmiştir. Ayrıca dört sargılı CMC için kesitsel ve çoklu sargı tekniklerinin CM ve DM empedansları karşılaştırılarak gürültü zayıflatma etkileri incelenmiştir.

Çalışmada incelenen diğer bir konu da empedans uyumsuzluğudur. EMI filtrenin giriş ve çıkışındaki empedansa uygun filtre topolojisi seçimi ile daha az sayıda filtre elemanı ile gürültü zayıflatması sağlanmıştır. EMI filtrenin kapladığı hacim düşürülerek yüksek güç yoğunluğu sağlayan filtre tasarımı önerileri verilmiş ve

tasarlanan filtrelerin istenmeyen girişimlere etkisi incelenerek çalışma ölçüm sonuçlarıyla desteklenmiştir. Empedans uyumsuzluğu sağlamak suretiyle gürültü kaynağından yayınlanan yüksek frekanslı girişimlerin şebekeye geçişi engellenerek standardın belirlediği sınırlar sağlanmıştır. EMI filtrenin sağladığı gürültü zayıflatmasının filtre giriş ve çıkışındaki empedansa bağlı olduğunu göstermek için CISPR17 standardına göre en kötü durum ölçümleri yapılarak filtrenin gürültü zayıflatmasının detaylı bir değerlendirmesi yapılmıştır.

Önerilen davranışsal modelleme yaklaşımının gürültü tahminindeki başarısını göstermek amacıyla üç faz, dört telli PV evirici devresi ve bir fazlı PFC devreleri üzerinde çalışma yapılmıştır. Çalışmanın ilk uygulama devresi üç faz, dört telli PV evirici devresi olup bu devre için literatürde yer alan çalışmalar incelendiğinde çoğunlukla kontrol yöntemi ağırlıklı çalışmaların yapıldığı görülmektedir. Üç faz, dört telli evirici devresinin hem EMI gürültü modeli üzerine hem de filtre tasarımı üzerine herhangi bir çalışma yapılmamıştır. Evirici devresi için gürültü tahmininde yaklaşık 8 dB'lik bir hata payı ile gürültü tahmini yapılmıştır. Çalışmanın devamında filtre tasarımı yapılmış ve literatürdeki optimal filtre tasarımı üzerine yapılan çalışmadan 1,5 kat daha yüksek güç yoğunluğu elde edilmiştir. Çalışmanın ikinci uygulama devresinde ise bir fazlı yükselten PFC devresi için iletilen yayılım gürültü modeli çıkarılmıştır. Önerilen gürültü modeli deneysel ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırılmış ve modelin 7 dB gibi bir hata toleransı ile yüksek doğrulukta gürültü tahmini yaptığı görülmüştür.

Sonuç olarak bu tez çalışmasında üç faz, dört telli PV evirici ve bir fazlı PFC devreleri için EMI gürültü modeli çıkarılmış ve önerilen modelin doğruluğu simülasyon ve deneysel çalışmalarla ispatlanmıştır. Her iki devre için iletilen EMI gürültü ölçümleri sonucuna göre EN55011 B sınıfının belirlediği izin verilen girişim sınır değerlerini sağlayacak EMI filtre tasarımları gerçekleştirilmiştir. EMI filtre tasarımında kullanılan kapasitörlerin tolerans değerleri de göz önünde bulundurularak filtre hesabı yapılmıştır. Filtre tasarımında Y kapasitörünün seçiminde standartların belirlediği toprak kaçak akım değeri ve X kapasitörleri arasındaki dengesizliğin neden olduğu gerilim düşümü de hesaba katılmıştır.

Bu çalışmanın içeriği güç elektroniği devreleri için iletilen yayınımların modellenmesi ve istenmeyen girişimlerin zayıflatılması üzerine olduğu için ışıma yoluyla iletilen gürültü üzerine inceleme ve ölçümler yapılmamıştır. İleriki çalışmalarda ışıma yoluyla iletilen girişimler için ekranlama etkinliği ve farklı ekranlama malzeme özelliklerinin bir değerlendirmesi yapılabilir.

Gelecek çalışmalarda CM gürültüsünün zayıflatılmasında kullanılan CMC için farklı manyetik malzeme ve geometrik yapılarda nüveler kullanılabilir. Özellikle nanoyapılı malzemeli nüvelerin CMC için kullanımı ile filtre boyutu düşürülerek daha yüksek güç yoğunluğuna sahip tasarımlar yapılabilir. Filtre elemanları arasındaki kuplajın ekranlama ile azaltılması üzerine çalışma yapılarak parazitik etkilerin filtrenin başarısına etkisi incelenebilir. EMI filtrede elemanlar arası mesafenin kuplaja etkisi incelenerek filtre elemanlarının yerleşimi üzerine çalışma yapılabilir. Ayrıca bu çalışmada tasarlanan pasif EMI filtreden farklı olarak aktif EMI filtre devresi tasarımı yapılarak EMI zayıflatması incelenebilir ve her iki filtre çeşidinin gürültüye ve güç yoğunluğuna etkisi karşılaştırılabilir. Bunun yanı sıra EMI filtre tasarımı için filtre elemanlarından oluşan bir veri tabanı oluşturularak filtre topolojilerinin optimizasyon yöntemleri yardımıyla otomatik seçimi için bir yazılım tasarlanabilir. Tasarlanacak olan yazılıma FEM tabanlı bir program entegre edilerek filtre yapılarının parazitik etkileri modele dahil edilerek uygun topoloji ve filtre elemanı belirlenebilir.

## KAYNAKLAR

- [1] European Parliament and the Council of the European Union, “Electromagnetic compatibility Directive 2014/30/EU,” 2014.
- [2] Murata Manufacturing, <http://datasheet.datasheetarchive.com/originals/library/Datasheets-UEA1/DSAFRAZ008703.pdf>, Erişim Tarihi: 11.02.2021.
- [3] Dongbing Zhang, Dan Chen, Sable, D., Non-intrinsic differential mode noise caused by ground current in an off-line power supply. PESC 98 Rec. 29th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (Cat. No.98CH36196), 1131–1133, 1998.
- [4] Qu, S., Chen, D., Mixed-mode EMI noise and its implications to filter design in offline switching power supplies. IEEE Trans. Power Electron., 17(4), 502–507, 2002.
- [5] Tarateeraseth, V., EMI filter design: Part III: Selection of filter topology for optimal performance. IEEE Electromagn. Compat. Mag., 1(2), 60–73, 2012.
- [6] Cadirci, I., Saka, B., Eristiren, Y., Practical EMI-filter-design procedure for high-power high-frequency SMPS according to MIL-STD 461. IEE Proc. - Electr. Power Appl., 152(4), 775, 2005.
- [7] Manushyn, I., “Design and Optimization of EMI Filters for Power Electronics Systems,” Technische Universität Darmstadt, 2019.
- [8] Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik (VDE), “VDE V 0126-1-1:2013-08 Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid,” 2013.
- [9] Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik (VDE), “VDE-AR-N 4105:2011-08 — Power generation systems connected to the low-voltage distribution,” 2011.
- [10] Underwriters Laboratories Inc. (UL), “UL741-Inverters, Converters, Controllers and Interconnection System Equipment for Use With Distributed Energy Resources,” 2021.
- [11] International Electrotechnical Commission (IEC), “IEC 60939-3:2015 — Passive filter units for electromagnetic interference suppression - Part 3: Passive filter units for which safety tests are appropriate,” 2015.

- [12] KEMET, “EMI Capacitors on the AC Line,” 2007.
- [13] Heldwein, M. L., Dalessandro, L., Kolar, J. W., The Three-Phase Common-Mode Inductor: Modeling and Design Issues. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58(8), 3264–3274, 2011.
- [14] King, F. E., Baluns as EMC Control Devices. 1970 IEEE Electromagn. Compat. Symp. Rec., 1–8, 1970.
- [15] Herring, T. H., The Common Mode Choke. 1970 IEEE Electromagn. Compat. Symp. Rec., 1–8, 1970.
- [16] Kacki, M., Rylko, M. S., Hayes, J. G., Sullivan, C. R., Magnetic material selection for EMI filters. 2017 IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2350–2356, 2017.
- [17] Würth Elektronik, [https://www.we-online.com/web/en/electronic\\_components/news\\_pbs/blog\\_pbcm/blog\\_detail-worldofelectronics\\_63294.php](https://www.we-online.com/web/en/electronic_components/news_pbs/blog_pbcm/blog_detail-worldofelectronics_63294.php)., Erişim Tarihi: 11.12.2021.
- [18] Nave, M. J., On modeling the common mode inductor. IEEE 1991 Int. Symp. Electromagn. Compat., 452–457, 2016.
- [19] International Electrotechnical Commission (IEC), “EN 55011/A11—Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement,” 2020.
- [20] Ott, H. W., *Electromagnetic Compatibility Engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [21] Nave, M. J., A novel differential mode rejection network for conducted emissions diagnostics. *Natl. Symp. Electromagn. Compat.*, 223–227, 1989.
- [22] Wang, S., Lee, F. C., Odendaal, W. G., Characterization, Evaluation, and Design of Noise Separator for Conducted EMI Noise Diagnosis. *IEEE Trans. Power Electron.*, 20(4), 974–982, 2005.
- [23] Heldwein, M. L., Biela, J., Ertl, H., Nussbaumer, T., Kolar, J. W., Novel Three-Phase CM/DM Conducted Emission Separator. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(9), 3693–3703, 2009.
- [24] Krismer, F., Schroth, S., Ertl, H., Kostov, K. S., Nee, H., Kolar, J. W., Analysis and Practical Relevance of CM/DM EMI Noise Separator Characteristics. *IEEE Trans. Power Electron.*, 32(4), 3112–3127, 2017.
- [25] Chang, X., Chen, W., Yang, X., Performance improvement of CM/DM noise separator with impedance matching approach. *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, 3(d), 3392–3396, 2014.



- [26] Zhang, Y., Shi, Y., Li, H., EMI Noise Separation Method for Three-Phase WBG Inverters With Low Sensitivity to Parasitic Parameters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 33(6), 4589–4593, 2018.
- [27] Guo, T., Chen, D. Y., Lee, F. C., Separation of the Common-Mode- and Differential-Mode-Conducted EMI Noise. *IEEE Trans. Power Electron.*, 11(3), 480–488, 1996.
- [28] Nielsen, D., Thomsen, O. C., Andersen, M. A. E., Separation of common and differential mode conducted emission: Power combiner/splitters. *Renew. Energy Power Qual. J.*, 1(10), 707–712, 2012.
- [29] Chen, P. S., Lai, Y. S., Effective EMI filter design method for three-phase inverter based upon software noise separation. *IEEE Trans. Power Electron.*, 25(11), 2797–2806, 2010.
- [30] Lo, Y. K., Chiu, H. J., Song, T. H., A software-based CM and DM measurement system for the conducted EMI. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 47(4), 977–978, 2000.
- [31] Bishnoi, H., Mattavelli, P., Burgos, R., Boroyevich, D., EMI Behavioral Models of DC-Fed Three-Phase Motor Drive Systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(9), 4633–4645, 2014.
- [32] Rebholz, H., Tenbohlen, S., Prospects and limits of common- and differential-mode separation for the filter development process. 2008 *Int. Symp. Electromagn. Compat. - EMC Eur.*, 1–6, 2008.
- [33] Jin, M., Weiming, M., A new technique for modeling and analysis of mixed-mode conducted EMI noise. *IEEE Trans. Power Electron.*, 19(6), 1679–1687, 2004.
- [34] Jettanasen, C., Costa, F., Vollaie, C., Common-Mode Emissions Measurements and Simulation in Variable-Speed Drive Systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 24(11), 2456–2464, 2009.
- [35] Bishnoi, H., Mattavelli, P., Boroyevich, D., Un-terminated common-mode EMI model of DC-fed motor drives. 2012 15th *Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, DS2a.15-1-DS2a.15-8, 2012.
- [36] Bishnoi, H., Baisden, A. C., Mattavelli, P., Boroyevich, D., Analysis of EMI terminal modeling of switched power converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 27(9), 3924–3933, 2012.
- [37] Yao, J., Ma, Z., Lai, Y., Wang, S., A Survey of Modeling and Reduction Techniques of Radiated EMI in Power Electronics. 2021 *Jt. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. Signal Power Integrity, EMC Eur. EMC/SI/PI/EMC Eur.* 2021, 1081–1086, 2021.

- [38] Yao, J., Lai, Y., Ma, Z., Wang, S., Advances in modeling and reduction of conducted and radiated EMI in non-isolated power converters. Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC, 2305–2312, 2021.
- [39] Xiang, Y., Pei, X., Zhou, W., Kang, Y., Wang, H., A fast and precise method for modeling EMI source in two-level three-phase converter. IEEE Trans. Power Electron., 34(11), 10650–10664, 2019.
- [40] Wang, J., Liu, X., Xun, Y., Yu, S., Common Mode Noise Reduction of Three-Level Active Neutral Point Clamped Inverters With Uncertain Parasitic Capacitance of Photovoltaic Panels. IEEE Trans. Power Electron., 35(7), 6974–6988, 2020.
- [41] Salomez, F., Videt, A., Idir, N., Modeling and Minimization of the Parasitic Capacitances of Single-Layer Toroidal Inductors. IEEE Trans. Power Electron., 37(10), 12426–12436, 2022.
- [42] Takahashi, K., Murata, Y., Tsubaki, Y., Fujiwara, T., Maniwa, H., Uehara, N., Mechanism of near-field coupling between noise source and EMI filter in power electronic converter and its required shielding. IEEE Trans. Electromagn. Compat., 61(5), 1663–1672, 2019.
- [43] Moonen, N., Vogt-Ardatjew, R., Roc'h, A., Leferink, F., 3-D Full-Wave High Frequency Common Mode Choke Modeling. IEEE Trans. Electromagn. Compat., 62(3), 707–714, 2020.
- [44] Liu, Y. *et al.*, FEM modelling of three-phase common mode choke for performance evaluation. 2016 Asia-Pacific Int. Symp. Electromagn. Compat., 96–99, 2016.
- [45] Dutta, A., Ang, S. S., Electromagnetic Interference Simulations for Wide-Bandgap Power Electronic Modules. IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., 4(3), 757–766, 2016.
- [46] Tan, W., “Modeling and Design of Passive Planar Components for EMI Filters,” Ecole Centrale De Lille, 2012.
- [47] Kovacevic, I. F., Friedli, T., Musing, A., Kolar, J. W., PEEC-based virtual design of EMI input filters. 2011 IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 1935–1941, 2011.
- [48] Kovacevic, I. F., Friedli, T., Muesing, A. M., Kolar, J. W., 3-D Electromagnetic Modeling of EMI Input Filters. IEEE Trans. Ind. Electron., 61(1), 231–242, 2014.
- [49] Kovacevic, I. F., Friedli, T., Musing, A. M., Kolar, J. W., 3-D electromagnetic modeling of parasitics and mutual coupling in EMI filters. IEEE Trans. Power Electron., 29(1), 135–149, 2014.

- [50] De Oliveira, T., Schanen, J.-L., Guichon, J.-M., Gerbaud, L., Automatic layout optimization of an EMC filter. 2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2679–2685, 2010.
- [51] Asmanis, G., Ribickis, L., Stepins, D., Asmanis, A., Differential mode pi-type EMI filter modeling using CST MWS. 2015 56th Int. Sci. Conf. Power Electr. Eng. Riga Tech. Univ., 1–5, 2015.
- [52] Asmanis, G., “Measurement And Modeling of EMI Filters High Frequency Parasitic Parameters,” Riga Technical University, 2014.
- [53] De Oliveira, T., Schanen, J.-L., Guichon, J.-M., Roudet, J., Optimized layout for an EMC filter: Analysis and validations. Int. Symp. Electromagn. Compat. - EMC Eur., 1–6, 2012.
- [54] Gong, X., “Conducted EMI in Inverters with SiC Transistors,” Delft University of Technology, 2013.
- [55] Yazdani, M. R., Farzanehfard, H., Faiz, J., Classification and Comparison of EMI Mitigation Techniques in Switching Power Converters - A Review. J. Power Electron., 11(5), 767–777, 2011.
- [56] Hızarcı, H., Kalaycı, K., Demirel, O., Arifoğlu, U., Reducing Electromagnetic Interference in Three-Level T-type Isolated Bidirectional DC-DC Converter Using a Snubber Circuit. Int. J. Appl. Math. Electron. Comput., 9(3), 26–34, 2021.
- [57] Boillat, D. O., Krismer, F., Kolar, J. W., EMI filter volume minimization of a three-phase, three-level T-type PWM converter system. IEEE Trans. Power Electron., 32(4), 2473–2480, 2017.
- [58] Shifman, J. C., A graphical method for the analysis and synthesis of electromagnetic interference filters. IEEE Trans. Electromagn. Compatibility, 297–318, 1965.
- [59] Shih, F. Y., Chen, D. Y., Wu, Y. P., Chen, Y. T., A procedure for designing EMI filters for AC line applications. IEEE Trans. Power Electron., 11(1), 170–181, 1996.
- [60] Zhang, D., Chen, D. Y., Nave, M. J., Sable, D., Measurement of noise source impedance of off-line converters. IEEE Trans. Power Electron., 15(5), 820–825, 2000.
- [61] Ye, S., Eberle, W., Liu, Y.-F., A novel EMI filter design method for switching power supplies. Power Electron. IEEE Trans., 19(6), 1668–1678, 2004.
- [62] Liu, Y., Jiang, S., Wang, H., Wang, G., Yin, J., Peng, J., EMI filter design of single-phase SiC MOSFET inverter with extracted noise source impedance. IEEE Electromagn. Compat. Mag., 8(1), 45–53, 2019.

- [63] Nagel, A., De Doncker, R. W., Systematic design of EMI-filters for power converters. Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc., 42523–2525, 2000.
- [64] Caponet, M. C., Profumo, F., Tenconi, A., EMI filters design for power electronics. 2002 IEEE 33rd Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf. Proc. (Cat. No.02CH37289), 2027–2032, 2002.
- [65] Ozenbaugh, R. L., Pullen, T. M., *EMI Filter Design*, 3rd ed., vol. 3. CRC Press, 2012.
- [66] Tarateeraseth, V., See, K. Y., Canavero, F. G., Chang, R. W.-Y., Systematic Electromagnetic Interference Filter Design Based on Information From In-Circuit Impedance Measurements. IEEE Trans. Electromagn. Compat., 52(3), 588–598, 2010.
- [67] Zhang, S., Zhang, B., Lin, Q., Takegami, E., Shoyama, M., Dousoky, G. M., Modeling and optimization of impedance balancing technique for common mode noise attenuation in DC-DC boost converters. Electron., 9(3), 2020.
- [68] Zhang, H., Yang, L., Wang, S., Puukko, J., Common-Mode EMI Noise Modeling and Reduction with Balance Technique for Three-Level Neutral Point Clamped Topology. IEEE Trans. Ind. Electron., 64(9), 7563–7573, 2017.
- [69] He, R. *et al.*, Modeling Strategy for EMI Filters. IEEE Trans. Electromagn. Compat., 62(4), 1–10, 2020.
- [70] Negri, S., Spadacini, G., Grassi, F., Pignari, S., Black-Box Modeling of EMI Filters for Frequency and Time-Domain Simulations. IEEE Trans. Electromagn. Compat., 64(1), 119–128, 2022.
- [71] Kotny, J. L., Margueron, X., Idir, N., High frequency modeling method of EMI filters. 2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2009, 11671–1678, 2009.
- [72] Ala, G., Giaconia, G. C., Giglia, G., Di Piazza, M. C., Luna, M., Vitale, G., Zanchetta, P., Computer aided optimal design of high power density EMI filters. 2016 IEEE 16th Int. Conf. Environ. Electr. Eng., 1–6, 2016.
- [73] Ala, G., Giaconia, G. C., Giglia, G., Di Piazza, M. C., Luna, M., Vitale, G., Zanchetta, P., Optimized design of high power density EMI filters for power electronic converters. AEIT 2016 - Int. Annu. Conf. Sustain. Dev. Mediterr. Area, Energy ICT Networks Futur., 2017.
- [74] Wang, F., Shen, W., Boroyevich, D., Ragon, S., Stefanovic, V., Arpilliere, M., Design Optimization of Industrial Motor Drive Power Stage Using Genetic Algorithms. 2006 CES/IEEE 5th Int. Power Electron. Motion Control Conf., 1–5, 2006.

- [75] Chiu, H.-J., Pan, T.-F., Yao, C.-J., Lo, Y.-K., Automatic EMI Measurement and Filter Design System for Telecom Power Supplies. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 56(6), 2254–2261, 2007.
- [76] Raggl, K., Nussbaumer, T., Kolar, J. W., Guideline for a simplified differential-mode EMI filter design. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57(3), 1031–1040, 2010.
- [77] Viani, F., Robol, F., Salucci, M., Azaro, R., Automatic EMI Filter Design Through Particle Swarm Optimization. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 59(4), 1079–1094, 2017.
- [78] Schanen, J. L., Baraston, A., Delhommais, M., Zanchetta, P., Boroyevitch, D., Sizing of power electronics EMC filters using design by optimization methodology. 2016 7th Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf., (Pedstc), 279–284, 2016.
- [79] Schanen, J., Delhommais, M., Avenas, Y., Dadanema, G., Costa, F., Vollaire, C., Impact of model accuracy in design by optimization process. 2017 8th Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf., 90–95, 2017.
- [80] Stojanovic, M., Lafon, F., Fernandez-Lopez, P., Op't Land, S., Perdriau, R., Modified Kron's Method (MKME) for EMC optimization, applied to an EMC filter. 2016 Asia-Pacific Int. Symp. Electromagn. Compat., 782–784, 2016.
- [81] Borsalani, J., Dastfan, A., Ghalibafan, J., An Integrated EMI Choke With Improved DM Inductance. *IEEE Trans. Power Electron.*, 36(2), 1646–1658, 2021.
- [82] Jiang, S., Liu, Y., Mei, Z., Peng, J., Lai, C.-M., A Magnetic Integrated LCL–EMI Filter for a Single-Phase SiC-MOSFET Grid-Connected Inverter. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 8(1), 601–617, 2020.
- [83] Rixin Lai, Maillet, Y., Wang, F., Shuo Wang, Burgos, R., Boroyevich, D., An Integrated EMI Choke for Differential-Mode and Common-Mode Noise Suppression. *IEEE Trans. Power Electron.*, 25(3), 539–544, 2010.
- [84] Tan, W., Cuellar, C., Margueron, X., Idir, N., A common-mode choke using toroid-EQ mixed structure. *IEEE Trans. Power Electron.*, 28(1), 31–35, 2013.
- [85] Gulur, S., Mahadeva Iyer, V., Bhattacharya, S., A CM Filter Configuration for Grid-Tied Voltage Source Converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 67(10), 1–1, 2019.
- [86] Xiang, Y., Pei, X., Wang, M., Yang, C., Zhou, P., Kang, Y., A Separate Floating Heatsink Based Suppression Method for Conducted Common-Mode EMI. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 68(11), 10436–10448, 2021.
- [87] Salem, A., Abido, M. A., T-Type Multilevel Converter Topologies: A Comprehensive Review. *Arab. J. Sci. Eng.*, 44(3), 1713–1735, 2019.

- [88] Güler, N., Irmak, E., Nötr Kenetlemeli Eviriciler için Çok Giriş – Çok Çıkışlı DA-DA Çevirici Tasarımı ve Kontrolü. *Gazi Üniversitesi Fen Bilim. Derg. Part C Tasarım ve Teknol.*, 7(1), 49–62, 2019.
- [89] Komatsu, K. *et al.*, New IGBT modules for advanced neutral-point-clamped 3-level power converters. *2010 Int. Power Electron. Conf. - ECCE Asia -*, IPEC 2010, 523–527, 2010.
- [90] Lai, J. S., Peng, F. Z., Multilevel converters - A new breed of power converters. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 32(3), 509–517, 1996.
- [91] Wu, Y., Yin, S., Li, H., Ma, W., Impact of RC Snubber on Switching Oscillation Damping of SiC MOSFET with Analytical Model. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 8(1), 163–178, 2020.
- [92] Zheng, F., Wang, A., Wu, Z., Gao, T., Wang, Z., Zhao, X., Capacitor Tolerance Criterion for Three-Phase EMI Filters to Attenuate Noise of PWM Inverters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 36(8), 9080–9092, 2021.
- [93] Hizarci, H., Pekperlak, U., Arifoglu, U., Conducted Emission Suppression Using an EMI Filter for Grid-Tied Three-Phase/Level T-Type Solar Inverter. *IEEE Access*, 967417–67431, 2021.
- [94] Sun, Y., Liu, Y., Su, M., Han, H., Li, X., Li, X., Topology and Control of a Split-Capacitor Four-Wire Current Source Inverter with Leakage Current Suppression Capability. *IEEE Trans. Power Electron.*, 33(12), 10803–10814, 2018.
- [95] Nicholson, J. R., Malack, J. A., RF Impedance of Power Lines and Line Impedance Stabilization Networks in Conducted Interference Measurements. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, EMC-15(2), 84–86, 1973.
- [96] International Electrotechnical Commission (IEC), CISPR 17:2011 — Methods of measurement of the suppression characteristics of passive EMC filtering devices. 2011.
- [97] CISPR, “CISPR 16-4-2:2011 — Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods—Part 4-2: Uncertainties, Statistics and Limit Modelling— Measurement Instrumentation Uncertainty,” 2011.
- [98] Luo, F., Boroyevich, D., Mattavelli, P., Bishnoi, H., EMI filter design considering in-circuit impedance mismatching. *2012 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2012*, 4613–4618, 2012.
- [99] Cosmo Ferrites Limited, [https://www.cosmoferrites.com/uploads/278efc4b-d053-4eee-a723-3d229e4646a7\\_CatalogueLatest\\_30102019.pdf](https://www.cosmoferrites.com/uploads/278efc4b-d053-4eee-a723-3d229e4646a7_CatalogueLatest_30102019.pdf), Erişim Tarihi: 05.05.2022.

- [100] Papamanolis, P., Krismer, F., Kolar, J. W., 22 kW EV Battery Charger Allowing Full Power Delivery in 3-Phase as well as 1-Phase Operation. ICPE 2019 - ECCE Asia - 10th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia, 3(d), 2019.
- [101] Myrzik, J. M. A., Calais, M., String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - A review. 2003 IEEE Bol. PowerTech - Conf. Proc., 28–15, 2003.
- [102] Wang, J., Xun, Y., Liu, X., Yu, S., An on-Line Extraction Method for the Parasitic Capacitance of the Photovoltaic Panel. CPSS Trans. Power Electron. Appl., 4(4), 320–327, 2019.
- [103] Yeşilyurt, H., “Geliştirilmiş Bir Kayıpsız Pasif Bastırma Hücreli PFC Devresinin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi,” Yıldız Teknik Üniversitesi, 2013.
- [104] Tektronix, “Introduction to VNA Basics,” 2017.

## ÖZGEÇMİŞ

**Adı Soyadı** : Halime HIZARCI

### ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Yılı
Doktora	Sakarya Üniversitesi / Fen Bilimleri Enstitüsü / Elektrik Elektronik Mühendisliği	Devam ediyor
Yüksek Lisans	İstanbul Teknik Üniversitesi / Fen Bilimleri Enstitüsü / Elektrik Mühendisliği	2015
Lisans	Abant İzzet Baysal Üniversitesi / Mühendislik Mimarlık Fakültesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2012

### İŞ DENEYİMİ

Yıl	Yer	Görev
2012-Halen	Sakarya Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

### YABANCI DİL

İngilizce

### ESERLER

- Hizarci, H., Pekperlak, U., Arifoglu, U., Conducted Emission Suppression Using an EMI Filter for Grid-Tied Three-Phase/Level T-Type Solar Inverter. IEEE Access, 967417–67431, 2021.
- Hızarci, H., Arifoğlu, U., Challenges with the electrification of aircraft for a sustainable and greener aviation. Int. J. Sustain. Aviat., 2022 (in press).



3. Hızarcı, H., Kalaycı, K., Demirel, O., Arifoğlu, U., Reducing Electromagnetic Interference in Three-Level T-type Isolated Bidirectional DC-DC Converter Using a Snubber Circuit. *Int. J. Appl. Math. Electron. Comput.*, 9(3), 26–34, 2021.
4. Ulutaş, V., Arifoğlu, U., Hızarcı, H., Determination of Relay Opening Current Information and Coordination of Distribution Network of Sakarya Province, Yazlık Region. *Sak. Univ. J. Sci.*, 25(3), 811–820, 2021.
5. Hızarcı, H., Arifoglu, U., Comments on “Reduction of conducted electromagnetic interference by using filters.” *Comput. Electr. Eng.*, 80106471, 2019.
6. Hızarcı, H., Demirel, O., Kalaycı, K., Arifoglu, U., “An Overview of Aircraft Electric Power System for Sustainable Aviation,” in *New Frontiers in Sustainable Aviation*, 2022, pp. 113–146.
7. Hızarcı, H., Arifoglu, U., Şebeke bağlantılı T-tipi PV evirici için EMI filtre tasarımı. *Int. Symp. Acad. Stud. Sci. Eng. Archit. Stud.*, Ankara, 158–170, 2019.
8. Hızarcı, H., Arifoğlu, U., EMI Filtre Tasarımında Empedans Uyumsuzluğunun Önemi. VII. Uluslararası Fen, Mühendislik ve Mimar. Bilim. Akad. Çalışmalar Sempozyumu, İstanbul, 2019.
9. Hızarcı, H., Turkay, B. E., Impact of distributed generation on radial distribution network with various load models. *2017 52nd Int. Univ. Power Eng. Conf.*, 1–5, 2017.
10. Demirel, O., Kalaycı, K., Arifoğlu, U., Hızarcı, H., Çift Yönlü T Tipi Üç Seviyeli DA-DA Dönüştürücü Tabanlı Yeni Bir Topoloji Tasarımı, TÜBİTAK 1001, 2020.