

T.C.  
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOĞRU AKIM GÜÇ KAYNAKLARINDA  
ELEKTROMANYETİK FİLTRE TASARIMI

Ahmet Emin SAĞDIÇ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Aviyonik Mühendisliği Anabilim Dalı

Aviyonik Mühendisliği Programı

Danışman

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Mart, 2025

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

**DOĞRU AKIM GÜÇ KAYNAKLARINDA**  
**ELEKTROMANYETİK FİLTRE TASARIMI**

Ahmet Emin SAĞDIÇ tarafından hazırlanan tez çalışması 03.03.2025 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Aviyonik Mühendisliği Anabilim Dalı, Aviyonik Mühendisliği Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN  
Yıldız Teknik Üniversitesi  
Danışman

**Jüri Üyeleri**

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN, Danışman  
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Salih Barış ÖZTÜRK, Üye  
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Burak AKIN, Üye  
Yıldız Teknik Üniversitesi

---

---

---

Danışmanım Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN sorumluluğunda tarafımda hazırlanan “Doğru Akım Güç Kaynaklarında Elektromanyetik Filtre Tasarımı” başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Ahmet Emin SAĞDIÇ

İmza



*Aileme  
ve  
eşime*

## TEŞEKKÜR

---

Aviyonik ve elektromanyetik alanında çalışma şevki ve gayretini bana aşlayan, yüksek lisans tez sürecim boyunca zamanını ve emeğini esirgemeyen değerli hocam Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN'a en içten saygılarımı ve teşekkürlerimi sunarım. Çalışma motivasyonumu artıran ve desteklerini her daim hissettiren kıymetli hocalarım Doç. Dr. Salih Barış ÖZTÜRK ve Dr. Öğr. Üyesi Burak AKIN'a da minnettarlığımı ifade etmek isterim.

Lisans ve yüksek lisans eğitim hayatım boyunca manevi desteklerini daima yanımda hissettiğim çok kıymetli, sevgili eşim Betül Nur ULUSOY hanımefendiye sonsuz teşekkürlerimi ve sevgilerimi sunarım. Bu süreçte bana her zaman ilham ve motivasyon kaynağı olan kıymetli kardeşlerim Muhammed SAĞDIÇ ve Şüheda SAĞDIÇ'a en kalpten sevgilerimi iletirim.

Eğitim ve öğretim azmimi, ahlaki değerlerimi ve maneviyat bilincimi şekillendiren, hayatımda büyük izler bırakan sevgili annem Mihri SAĞDIÇ ve babam Naci SAĞDIÇ'a şükranlarımı sunarım.

Ayrıca, bu yolculukta bana destek olan ve motivasyonlarını hiçbir zaman esirgemeyen tüm iş arkadaşlarıma ve dostlarıma gönülden teşekkür ederim.

Ahmet Emin SAĞDIÇ

# İÇİNDEKİLER

---

<b>SİMGE LİSTESİ</b>	<b>vii</b>
<b>KISALTMA LİSTESİ</b>	<b>ix</b>
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b>	<b>xi</b>
<b>TABLO LİSTESİ</b>	<b>xiv</b>
<b>ÖZET</b>	<b>xv</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>xvii</b>
<b>1 GİRİŞ</b>	<b>1</b>
1.1 Giriş.....	1
1.2 Tezin Amacı.....	2
<b>2 ELEKTROMANYETİK GİRİŞİM</b>	<b>3</b>
2.1 Elektromanyetik Girişim.....	3
2.1.1 EMC Standartları	5
2.1.2 LISN	8
2.1.3 Elektromanyetik Gürültü Türleri	10
2.2 Literatür Araştırması.....	13
2.3 Elektromanyetik Filtre .....	18
2.3.1 Elektromanyetik Filtre Elemanları	20
2.3.2 EMI Filtre Türleri	24
<b>3 EMI FİLTRE TASARIMI</b>	<b>29</b>
3.1 Filtre Tasarım Örnekleri ve Analizleri.....	29
3.1.1 Gerilim Düşürücü Dönüştürücü Filtre Tasarımı	29

<b>4 SONUÇ</b>	<b>91</b>
<b>KAYNAKÇA</b>	<b>94</b>
<b>A İKİNCİ DERECE DEN FİLTRE YAPILARI K TABLOSU</b>	<b>96</b>
<b>B LTM8073 TEKNİK DOKÜMANI</b>	<b>97</b>
<b>TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR</b>	<b>98</b>



## SİMGE LİSTESİ

---

A	Amper
$f_{SW}$	Anahtarlama frekansı
$\Delta I_L$	Çıkış Akım Dalgalanması (Output Current Ripple)
$I_{OUT}$	Çıkış Akımı
$\Delta V_{OUT}$	Çıkış Gerilim Dalgalanması (Output Voltage Ripple)
$V_{OUT}$	Çıkış Gerilimi
$L_{int}$	Dahili İndüktör
$R_d$	Damping Direnci
$C_d$	Damping Kapasite
dB	Desibel
R	Direnç
D	Doluluk Oranı
$C_{eq}$	Eşdeğer Kapasite
F	Farad
$Z_f$	Filtre Çıkış Empedansı
$V_{Filtreli}$	Filtreli Gerilimi
$V_{Filtresiz}$	Filtresiz Gerilim
f	Frekans
$I_{IN}$	Giriş Akımı
$R_{IN}$	Giriş Empedansı
$Z_{IN}$	Giriş Empedansı
$V_{IN}$	Giriş Gerilimi
$C_{in}$	Giriş Kapasitesi
H	Henry
Hz	Hertz
IL	Insertion Loss

L	İndüktör
C	Kapasite
$f_c$	Kesim Frekansı
kHz	Kilo Hertz
$j\omega$	Laplace Transform
$R_{LISN}$	LISN Sonlandırma Direnci
log	Logaritma
MHz	Mega Hertz
$\mu$	Mikro
$\mu V$	Mikrovolt
dBuV	Mikrovolt desibel
n	Nano
$\Omega$	Ohm
$f_{c,avg}$	Ortalama Kesim Frekansı
$K_{avg}$	Ortalama Zayıflatma Oranı
Q	Q Faktör
$V_{ref}$	Referans Gerilim
$C_{3,eff}$	Toplam Filtre ve Giriş Kapasitesi
$\eta$	Verim
V	Gerilim
W	Watt
$I_{Ryuk}$	Yük Akımı
$R_L$	Yük Direnci
$R_{YUK}$	Yük Direnci
K	Zayıflatma Oranı

## KISALTMA LİSTESİ

---

AC	Alternatif Akım (Alternating Current)
ADC	Analog-Dijital Dönüştürücü (Analog-Digital Converter)
CE	İletilen Emisyon (Conducted Emission)
CISPR	International Special Committee on Radio Interference
CM	Ortak Mod (Common Mode)
CMC	Ortak Mod Şok Bobini (Common Mode Choke)
CS	İletilen Duyarlılık (Conducted Susceptibility)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DCR	DC Direnci (Direct Current Resistance)
DM	Fark Modu (Differential Mode)
EM	Elektromanyetik (Electromagnetic)
EMC	Elektromanyetik Uyumluluk (Electromagnetic Compability)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
EPC	Eşdeğer Paralel Kapasitans (Equivalent Parallel Capaticance)
ESD	Elektrostatik Deşarj (Electrostatic Discharge)
ESL	Eşdeğer Seri İndüktans (Equivalent Series Inductance)
ESR	Eşdeğer Seri Direnç (Equivalent Series Resistance)
EUT	Test Edilen Cihaz (Equipment Under Test)
FFC	Federal Communications Commission
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier transform)
IL	Ekleme Kaybı (Insertion Loss)
LISN	Hat Empedansını Dengeleme Devresi (Line Impedance Stabilization Network)
PCB	Baskı Devre Kartı (Printed Circuit Board)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RE	Yayılan Emisyon (Radiated Emission)

RF	Radyo Frekans (Radio Frequency)
RS	Yayılan Duyarlılık (Radiated Susceptibility)
SMPS	Anahtarlama Güç Kaynağı (Switch Mode Power Supply)
TVS	Geçici Voltaj Bastırma (Transient Voltage Suppression)



## ŞEKİL LİSTESİ

---

Şekil 2.1 Elektromanyetik girişim .....	3
Şekil 2.2 Elektromanyetik uyumluluk sınıflandırması .....	4
Şekil 2.3 EMI filtre örneği.....	5
Şekil 2.4 CISPR 22 standardı iletilen emisyon seviyeleri .....	7
Şekil 2.5 CE102 testi limit değerleri .....	8
Şekil 2.6 LISN devresi şematik gösterimi .....	9
Şekil 2.7 CM gürültü iletimi.....	10
Şekil 2.8 DM gürültü iletimi .....	12
Şekil 2.9 Filtre türleri; (a) II filtre, (b) T filtre ve (c) LC filtre .....	19
Şekil 2.10 ESL ve ESR değerlerine ekleme kaybının etkisi .....	20
Şekil 2.11 (a) Tekli II filtre ve (b) ikili II filtre .....	24
Şekil 2.12 (a) Tekli T filtre ve (b) ikili T filtre.....	25
Şekil 2.13 (a) Tekli LC filtre ve (b) ikili LC filtre .....	26
Şekil 2.14 RC şönt filtresi.....	26
Şekil 3.1 Şase ve toprak bağlantısı .....	30
Şekil 3.2 5V/5A gerilim düşürücü dönüştürücü .....	31
Şekil 3.3 5V/5A gerilim düşürücü dönüştürücü $V_{IN}$ , $V_{OUT}$ , $I_{Ryuk}$ .....	32
Şekil 3.4 50 ohm sonlandırılmalı LISN devre şeması .....	32
Şekil 3.5 5V/5A LISN eklenmiş gerilim düşürücü dönüştürücü.....	33
Şekil 3.6 5V/5A gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analizi.....	33
Şekil 3.7 Tüm uygulamalar için CE102 limiti.....	34
Şekil 3.8 İkinci dereceden II filtre.....	35
Şekil 3.9 İkinci dereceden II filtrelili gerilim düşürücü dönüştürücü.....	36
Şekil 3.10 İkinci dereceden II filtrelili gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz..	36
Şekil 3.11 İkinci dereceden T filtre .....	37
Şekil 3.12 İkinci dereceden T filtrelili gerilim düşürücü dönüştürücü .....	37
Şekil 3.13 İkinci dereceden T filtrelili gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz..	37
Şekil 3.14 İkinci dereceden LC filtre.....	38
Şekil 3.15 İkinci dereceden LC filtrelili gerilim düşürücü dönüştürücü .....	38

Şekil 3.16 İkinci dereceden LC filtre gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz	.39
Şekil 3.17 $\Pi$ , T ve LC filtre 400 kHz gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz	.39
Şekil 3.18 5V/5A ve 3.3V/3.3A gerilim düşürücü dönüştürücü .....	40
Şekil 3.19 5V/5A ve 3.3V/3.3A gerilim düşürücü dönüştürücü $V_{IN}$ , $V_{OUT}$ , $I_{Ryuk}$	.41
Şekil 3.20 5V/5A ve 3.3V/3.3A LISN eklenmiş gerilim düşürücü dönüştürücü ..	42
Şekil 3.21 5V/5A ve 3.3V/3.3A gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analizi .....	42
Şekil 3.22 İkinci dereceden $\Pi$ filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü.....	44
Şekil 3.23 İkinci dereceden $\Pi$ filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz	.45
Şekil 3.24 İkinci dereceden T filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü .....	45
Şekil 3.25 İkinci dereceden T filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz..	46
Şekil 3.26 İkinci dereceden LC filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü .....	46
Şekil 3.27 İkinci dereceden LC filtre gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz	.47
Şekil 3.28 $\Pi$ , T ve LC filtre 400 kHz ve 600 kHz gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz .....	47
Şekil 3.29 LTM8073 devresi 5V çıkış gerilimi yük akımı değişimleri.....	48
Şekil 3.30 5V/3A LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi .....	50
Şekil 3.31 5V/3A LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü $V_{IN}$ , $V_{OUT}$ , $I_{Ryuk}$ .....	50
Şekil 3.32 LISN eklenmiş LTM8073 devresi.....	51
Şekil 3.33 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073 devresi $V_{IN}$ , $V_{OUT}$ , $I_{Ryuk}$ .....	51
Şekil 3.34 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073 devresi FFT analizi .....	52
Şekil 3.35 İkinci dereceden $\Pi$ filtreli LTM8073 devresi.....	53
Şekil 3.36 İkinci dereceden $\Pi$ filtreli LTM8073 devresi FFT analizi .....	54
Şekil 3.37 Optimize edilmiş $\Pi$ filtreli LTM8073 devresi .....	56
Şekil 3.38 Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş $\Pi$ filtresi FFT analizi .....	56
Şekil 3.39 Optimize edilmiş $\Pi$ filtreli LTM8073 devresi .....	58
Şekil 3.40 $K=4$ ve $K=5$ değerleri ile optimize edilmiş $\Pi$ filtresi FFT analizi .....	59
Şekil 3.41 İkinci dereceden T filtreli LTM8073 devresi .....	60
Şekil 3.42 İkinci dereceden T filtreli LTM8073 FFT analizi .....	60
Şekil 3.43 Optimize edilmiş T filtreli LTM8073 devresi .....	62
Şekil 3.44 Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş T filtresi FFT analizi .....	63
Şekil 3.45 Optimize edilmiş T filtreli LTM8073 devresi .....	65
Şekil 3.46 $K=4$ ve $K=5$ değerleri ile optimize edilmiş T filtresi FFT analizi.....	66
Şekil 3.47 İkinci dereceden LC filtreli LTM8073 devresi .....	66
Şekil 3.48 İkinci dereceden LC filtreli LTM8073 FFT analizi .....	67
Şekil 3.49 $K=5$ değerli LC filtreli LTM8073 devresi.....	69

Şekil 3.50 K=4 ve K=5 değerli LC filtresi FFT analizi.....	69
Şekil 3.51 $\Pi$ , T ve LC filtreleri FFT analizleri .....	70
Şekil 3.52 LTM8073 devresi 3.3 V çıkış gerilimi yük akımı değişimleri.....	71
Şekil 3.53 3.3V/3A ve 5V/3A LTM8073 devresi .....	73
Şekil 3.54 3.3V/3A ve 5V/3A LTM8073 devresi $V_{IN}$ , $V_{OUT}$ , $I_{Ryuk}$ .....	73
Şekil 3.55 3.3V/3A ve 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073 devresi .....	74
Şekil 3.56 3.3V/3A ve 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073 $V_{IN}$ , $V_{OUT}$ , $I_{Ryuk}$ .....	74
Şekil 3.57 3.3V/3A ve 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073 FFT analizi .....	75
Şekil 3.58 İkinci dereceden $\Pi$ filtreli LTM8073 devresi.....	77
Şekil 3.59 İkinci dereceden $\Pi$ filtreli LTM8073 FFT analizi.....	77
Şekil 3.60 Optimize edilmiş $\Pi$ filtreli LTM8073 devresi .....	79
Şekil 3.61 Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş $\Pi$ filtresi FFT analizi .....	80
Şekil 3.62 Optimize edilmiş $\Pi$ filtreli LTM8073 devresi .....	82
Şekil 3.63 K=4 ve K=5 değerleri ile optimize edilmiş $\Pi$ filtresi FFT analizi .....	83
Şekil 3.64 İkinci dereceden T filtreli LTM8073 devresi .....	83
Şekil 3.65 İkinci dereceden T filtreli LTM8073 FFT analizi .....	84
Şekil 3.66 Optimize edilmiş T filtreli LTM8073 devresi .....	85
Şekil 3.67 Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş T filtresi FFT analizi .....	85
Şekil 3.68 Optimize edilmiş T filtreli LTM8073 devresi .....	86
Şekil 3.69 K=4 ve K=5 değerleri ile optimize edilmiş T filtresi FFT analizi.....	86
Şekil 3.70 İkinci dereceden LC filtreli LTM8073 devresi .....	87
Şekil 3.71 İkinci dereceden LC filtreli LTM8073 FFT analizi .....	87
Şekil 3.72 K=5 değerli LC filtreli LTM8073 devresi.....	88
Şekil 3.73 K=4 ve K=5 LC filtresi FFT analizi .....	89
Şekil 3.74 $\Pi$ , T ve LC filtreleri FFT analizleri .....	90
Şekil 4.1 İkinci dereceden filtre yapıları K tablosu .....	96
Şekil 4.2 LTM8073 teknik dokümanı.....	97

## TABLO LİSTESİ

---

<b>Tablo 2.1</b> Filtre topolojileri karşılaştırma tablosu.....	<b>28</b>
---	-----------



## **Doğru Akım Güç Kaynaklarında Elektromanyetik Filtre Tasarımı**

Ahmet Emin SAĞDIÇ

Aviyonik Mühendisliği Anabilim Dalı

Aviyonik Mühendisliği Programı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Günümüzde elektronik sistemlerin yaygınlaşmasıyla birlikte, elektromanyetik girişim (EMI) problemleri giderek artmaktadır. Özellikle doğru akım (DC) güç kaynakları, anahtarlama yapıları nedeniyle yüksek frekansta elektromanyetik gürültü üretmekte ve bu durum hassas elektronik bileşenlerin performansını olumsuz etkilemektedir. EMI gürültü seviyelerinin kontrol altına alınması ve elektromanyetik uyumluluk (EMC) gereksinimlerinin karşılanması amacıyla EMI filtreleri kullanılmaktadır. Bu filtreler, gürültüyü bastırarak sistemin çalışma performansını artırmakta ve sistemin EMC standartlarına uygunluğunu sağlamaktadır.

DC güç kaynaklarından yayılan gürültü, sistemdeki cihazlara iletilerek hassas analog ve dijital sinyallerin doğruluğunu bozabilir, ölçüm sistemlerinde hatalara yol açabilir ve iletişim sinyallerini olumsuz etkileyebilir. Bu çalışmada, DC güç kaynaklarında kullanılan elektromanyetik filtrelerin tasarımı ve optimizasyonu ele alınmıştır. Diferansiyel mod ve ortak mod gürültülerin bastırılması için farklı filtre

topolojileri analiz edilerek çözümler belirlenmiştir. Simülasyon tabanlı analizler gerçekleştirilmiş ve çeşitli optimizasyon teknikleri uygulanarak filtrenin gürültüye karşı bağışıklığı artırılmıştır.

Tez kapsamında, MIL-STD-461G askeri standardının CE102 temel eğri kriterlerine uygunluğu değerlendirilmiştir. Farklı anahtarlama frekanslarında çalışan DC/DC dönüştürücülerin EMI gürültü seviyeleri analiz edilmiştir. LTspice simülasyon programı kullanılarak EMI filtre yapılarının performansı test edilmiş ve uygun filtre tasarımı belirlenmiştir.

Sonuç olarak, bu tez çalışması, DC güç kaynaklarında EMI girişimini en aza indirmek amacıyla optimize elektromanyetik filtre tasarım yöntemleri sunmaktadır. Tasarlanan filtreler, sistemlerin elektromanyetik gürültüye karşı bağışıklığını artırarak performanslarını iyileştirmekte ve askeri standartlara uygunluğu sağlamaktadır. Böylece, DC güç kaynaklarından yayılan gürültü bastırılarak, hassas elektronik sistemlerin gürültüye karşı bağışıklığı artırılmaktadır.

**Anahtar Kelimeler:** EMI, EMC, DC/DC dönüştürücü, elektromanyetik filtre.

## ABSTRACT

---

# Electromagnetic Filter Design In Direct Current Power Supplies

Ahmet Emin SAĞDIÇ

Department of Avionics Engineering

Master of Science Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

With the widespread use of electronic systems today, electromagnetic interference (EMI) problems are increasingly becoming more significant. In particular, direct current (DC) power supplies generate high-frequency electromagnetic noise due to their switching structures, which negatively affects the performance of sensitive electronic components. EMI filters are used to control EMI noise levels and meet electromagnetic compatibility (EMC) requirements. These filters suppress noise, enhance system performance, and ensure compliance with EMC standards.

Noise emitted from DC power supplies can be transmitted to devices within the system, compromising the accuracy of sensitive analog and digital signals, causing errors in measurement systems, and negatively affecting communication signals. This study focuses on the design and optimization of electromagnetic filters used in DC power supplies. Different filter topologies are analyzed to suppress differential-mode and common-mode noise, and solutions are identified. Simulation-based analyses are conducted, and various optimization techniques are applied to enhance the filter's immunity to noise.

As part of this thesis, compliance with the CE102 basic curve criteria of the MIL-STD-461G military standard is evaluated. The EMI noise levels of DC/DC

converters operating at different switching frequencies are analyzed. The performance of EMI filter structures is tested using the LTspice simulation program, and an appropriate filter design is determined.

In conclusion, this thesis presents optimized electromagnetic filter design methods aimed at minimizing EMI interference in DC power supplies. The designed filters improve system immunity to electromagnetic noise, enhance performance, and ensure compliance with military standards. As a result, the suppression of noise emitted from DC power supplies increases the immunity of sensitive electronic systems to noise.

**Keywords:** EMI, EMC, DC/DC converter, electromagnetic filter.



## 1.1 Giriş

Doğru akım (DC) güç kaynakları, endüstriyel uygulamalardan telekomünikasyona, yenilenebilir enerji sistemlerinden hassas elektronik cihazlara kadar geniş bir yelpazede kullanılmaktadır. Bu sistemlerin verimli çalışabilmesi için güvenilirlik ve elektromanyetik uyumluluk (EMC) büyük önem taşımaktadır. Ancak güç elektroniği devrelerinde gerçekleşen anahtarlama işlemleri sonucu ortaya çıkan elektromanyetik girişim (EMI) sistemin çalışma performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Elektromanyetik girişim cihazlarda parazitlere, sinyal bozulmalarına, sistem arızalarına ve sistemin tamamen kaybına yol açabilir. EMI gürültüsünün minimize edilmesi amacıyla doğru akım güç kaynaklarında etkili filtreleme yöntemlerinin tasarımı ve optimizasyonu önemli araştırma konuları arasındadır.

Literatür olan kaynaklar incelendiğine, EMI filtresi tasarımında öncelikle iki ana yaklaşım öne çıkmaktadır. Bu yöntemlerden birisi pasif filtrelerdir. Pasif filtreler LC, RC veya RLC pasif devre elemanlarının kullanımıyla yüksek frekanslı gürültüyü bastırmayı hedefler. Bu yöntem oldukça basit olması ve düşük maliyeti ile avantaj sağlamasına rağmen yüksek ve geniş frekans bantlarında yeterli performansı gösteremeyebilir. Diğer yöntem ise aktif filtrelerdir. Aktif filtreler sistem içerisinde mevcut harmoniklerin ve parazitlerin tespit edilip, uygun ters sinyaller üretilerek aktif bir şekilde bastırılmasını sağlamaktadır. Bu sayede toplam sistemin çalışma performansı artırılmaktadır.

EMI filtresi tasarımında kapasite, indüktör, direnç filtre elemanlarının seçimi ve yerleşimi büyük önem arz etmektedir. Yüksek frekanslı parazitlerin etkili bir şekilde azaltılabilmesi için X ve Y sınıfı kapasiteler ile ferrit nüveler tercih edilmektedir. Malzeme özellikleri ve elemanların yerleşimi, filtre performansını

doğrudan etkilemektedir. Bu noktada, simülasyon teknikleri kullanılarak tasarım parametreleri optimize edilmektedir.

Ayrıca, EMI filtresi tasarımında boyut küçültme, geniş bantlı parazit bastırma ve yüksek güçlü DC sistemlere uyum sağlama gibi ileri düzeyde araştırmalar da yapılmaktadır.

Özetle, doğru akım güç kaynaklarında elektromanyetik girişimin minimize edilmesi, sistem güvenilirliği ve performansı açısından kritik bir konudur. Literatürde yer alan çalışmalar pasif ve aktif filtre yöntemlerinin EMI filtre tasarımında etkili çözümler sunduğunu göstermektedir. Bu yaklaşımların entegrasyonu, gelecekte daha verimli, kompakt ve düşük maliyetli EMI filtrelerinin geliştirilmesine olanak tanıyacaktır.

## **1.2 Tezin Amacı**

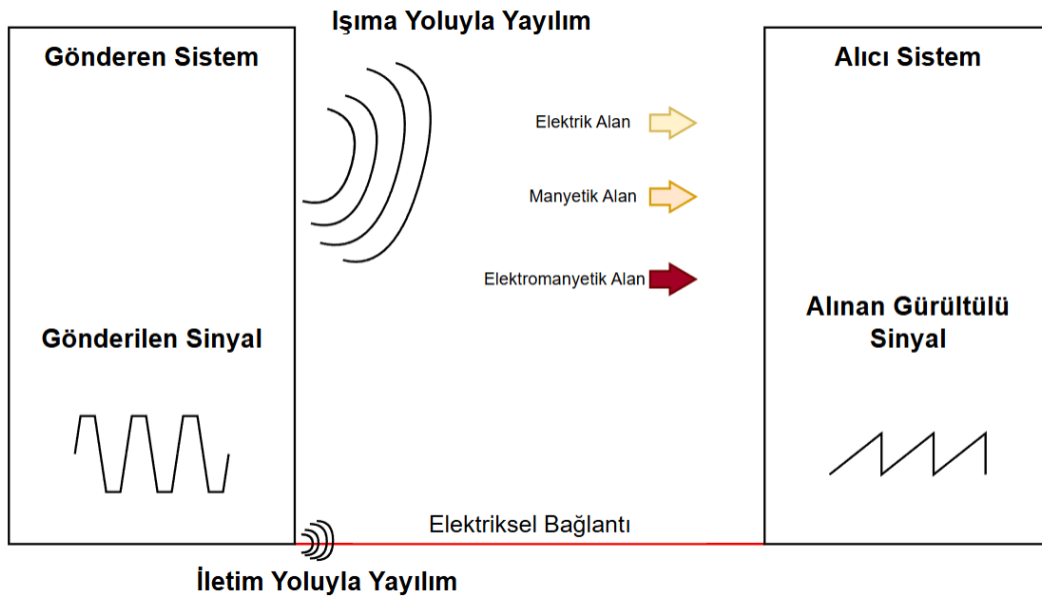
Giderek yükselen teknolojik gelişmeler doğrultusunda cihazların kablosuz çalışma, veri alış-veriş özelliklerinin artmasıyla birlikte yaygın elektromanyetik sinyallerin kullanımı sonucunda doğru akım güç kaynaklarında gürültü kaynaklarının olumsuz etkilerine karşı elektromanyetik filtre tasarımı yapılması ve tasarlanan filtrenin optimize bir şekilde çalışması için hesaplama, analiz ve simülasyonların sonuçları incelenmesi hedeflenmiştir.

# 2

## ELEKTROMANYETİK GİRİŞİM

### 2.1 Elektromanyetik Girişim

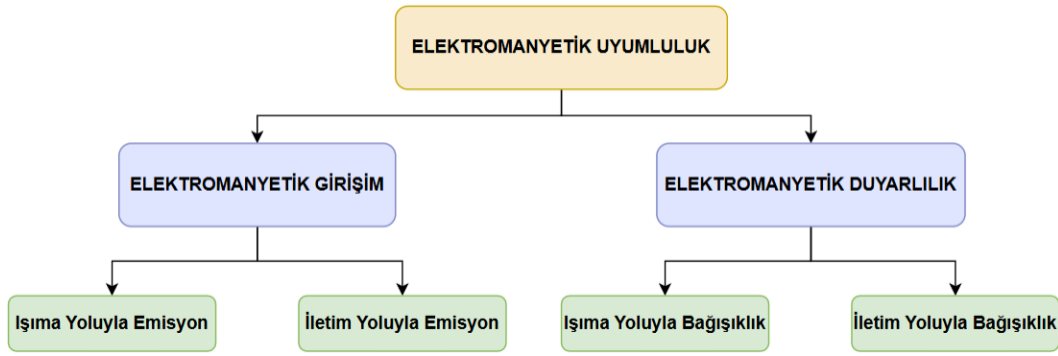
Elektromanyetik girişim (EMI) elektronik sistemlerde, harici veya dahili elektromanyetik kaynaklardan gelen istenmeyen sinyallerin neden olduğu sistemi bozucu etkilerdir. Elektromanyetik uyumluluk (EMC) ise, elektronik cihazların, birbirlerini olumsuz etkilemeden ve istenilen performansta çalışabilmesidir [2]. EMI, elektromanyetik enerjinin bir cihazdan diğerine iletiildiği veya yayıldığı ve bu süreçte girişime neden olan etkidir. EMC, EMI gürültüsünün etkisini azaltarak sistemlerin kararlı bir şekilde çalışmasını sağlamayı amaçlayan bir mühendislik dalıdır [5].



Şekil 2.1 Elektromanyetik girişim

Elektronik cihazların EMI duyarlılığı, çalışma frekanslarına ve devre tasarımına bağlıdır. Özellikle yüksek frekanslı devreler daha fazla elektromanyetik gürültü yayarak çevresinde bulunan devrelerde istenmeyen etkilere neden olabilir. EMI

gürültüsünün önlenmesi ve kontrolü için mühendislikte çeşitli standartlar geliştirilmiştir. MIL-STD-461 ve CISPR gibi uluslararası EMC standartları, farklı uygulama alanları için EMI duyarlılık sınırlarını ve test yöntemlerini belirlemektedir. Elektromanyetik girişim radiated emissions (ışınma yoluyla yayılım) ve conducted emissions (iletim yoluyla yayılım) olmak üzere iki temel kategoriye ayrılmıştır [4].



Şekil 2.2 Elektromanyetik uyumluluk sınıflandırması

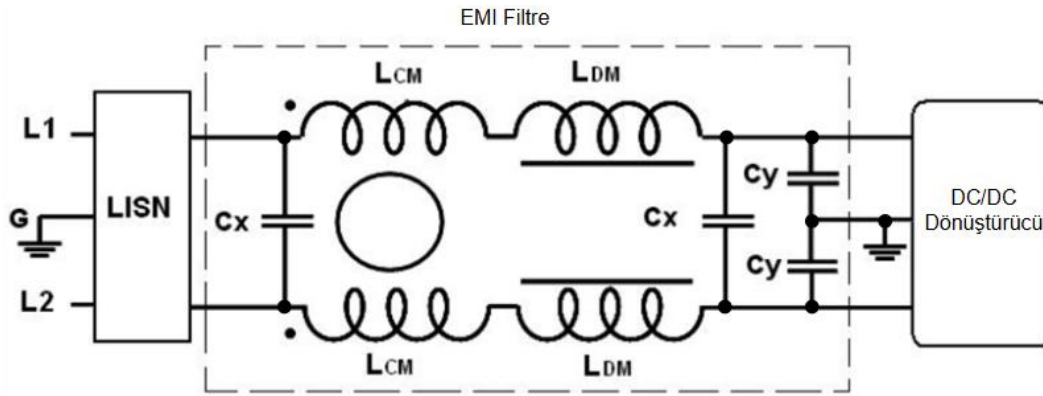
Işınma yoluyla yayılım, elektromanyetik girişimin hava yoluyla yayılmasıdır. Elektronik cihazlar, çalışırken belirli frekanslarda elektromanyetik dalgalar yayabilir ve bu dalgalar çevredeki diğer cihazların performansını etkileyebilir. Özellikle yüksek frekanslı sinyallerle çalışan sistemlerde ışınma yoluyla yayılım önemli bir problemdir. Bilgisayarlar, kablosuz iletişim cihazları, radyo vericileri ve yüksek hızlı dijital devreler, elektromanyetik ışınma yoluyla yayılımın başlıca kaynaklarıdır.

Bu tür EMI gürültülerin kontrol edilmesi için elektromanyetik kaplama teknikleri uygulanır. Metal muhafazalar, iletken kaplamalar ve RF (radio frequency) emici malzemeler kullanılarak radyasyonun yayılması sınırlandırılabilir. Ayrıca, uygun PCB (printed circuit board) tasarımı, topraklama teknikleri ve kablolanmanın doğru planlanması, radyasyon kaynaklı EMI gürültüyü azaltmada etkili yöntemler arasındadır [1].

İletim yoluyla yayılım, elektromanyetik girişimin elektriksel güç hatları, veri kabloları ve diğer iletkenler üzerinden yayılmasıdır. Elektronik devrelerde gürültü sinyalleri sadece iletkenler üzerinden iletilmez, aynı zamanda sistem içerisinde anahtarlama frekansı ile çalışan bileşenlerde üretmektedir. Bu tür parazitler,

özellikle güç kabloları ve veri hatları aracılığıyla çevredeki diğer cihazlara aktarılabilir.

Bu tür parazitlerin önlenmesi için EMI filtreler kullanılır. EMI filtreler ile iletkenler boyunca taşınan yüksek frekanslı gürültüler, sistemdeki parazitlerin yayılması ve diğer cihazların etkilenmesi önlenmektedir. Filtreleme işlemi genellikle dirençler, kapasiteler ve indüktörler kullanılarak gerçekleştirilir. Kapasiteler yüksek frekansları kısa devre yaparak yönlendirirken, indüktörler istenmeyen frekansları bastırarak sistemin daha stabil çalışmasını sağlar.



Şekil 2.3 EMI filtre örneği

### 2.1.1 EMC Standartları

EMC elektronik cihazların çevresindeki diğer elektronik sistemlerle uyumlu çalışabilmesi için belirlenen kriterleri kapsayan bir mühendislik dalıdır. Elektronik cihazlar çalıştıkları esnada elektromanyetik alanlar oluşturmakla birlikte çevresel elektromanyetik alanlardan ve etkilerden etkilenebilir. Cihazların diğer sistemleri etkilemeden çalışabilmesi için EMC standartlarına uyumlu olmaları gerekmektedir.

EMC standartları cihazların istenmeyen elektromanyetik yayılımlarını sınırlandırarak diğer elektronik sistemleri etkilememesi ve aynı zamanda dış ortamdan gelen elektromanyetik girişimlere karşı bağımsızlık göstermesini sağlayacak düzenlemeleri içermektedir. EMC standartları cihazların kullanım alanlarına ve sektörlerine göre ikiye ayrılmaktadır. Bunlar askeri standartlar ve sivil standartlardır [3].

#### 2.1.1.1 Sivil EMC Standartları

Sivil sektörde üretilen günlük kullanımda yaygın olarak kullanılmakta olan haberleşme cihazları, tıbbi elektronik cihazlar ve endüstriyel otomasyon cihazları

gibi birçok farklı cihaz kategorisi bulunmaktadır. Bu cihazların hem birbiriyle hem de çevresindeki elektromanyetik etkilere karşı uyumlu bir şekilde çalışabilmesi için belirli düzenlemelere yani EMC standartlarına uyması zorunludur. Sivil sektörde yaygın olarak kullanılan EMC standartlarından aşağıda belirtilmiştir.

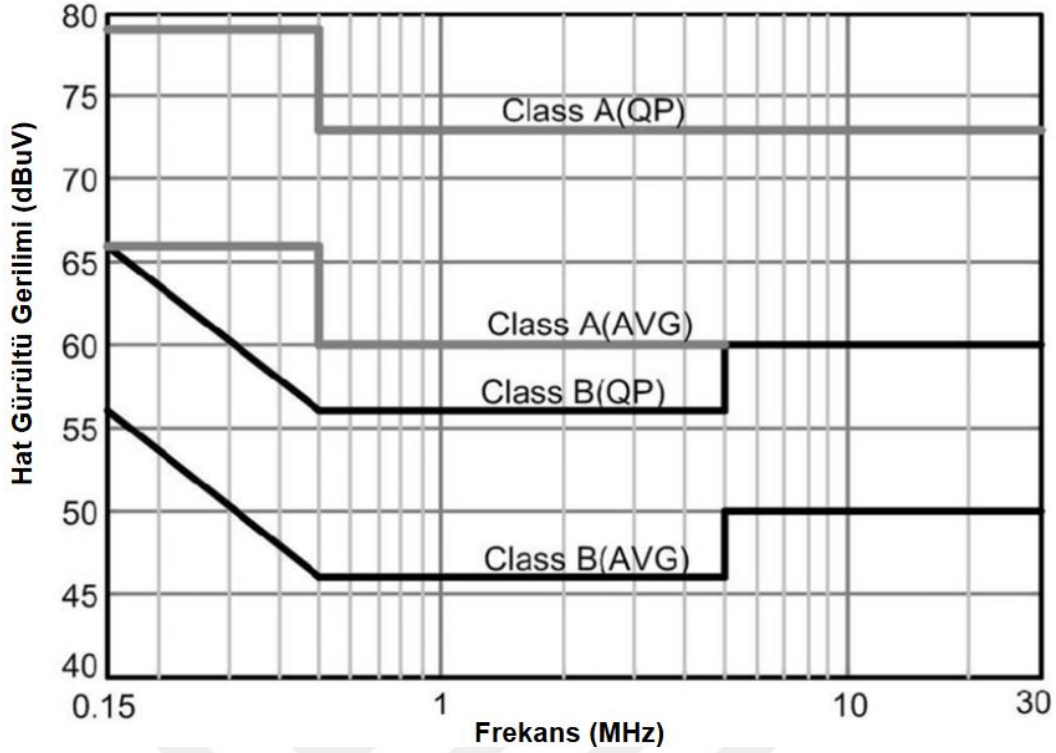
- TS EN 55022 (CISPR 22): Bilgi teknolojisi ekipmanlarının elektromanyetik girişim uyumluluklarını belirleyen standarttır.
- TS EN 61204-3: Güç elektroniğini içeren DC güç kaynağı sistemleri için EMC gerekliliklerini belirleyen standarttır.

### **2.1.1.2 Askeri EMC Standartları**

Askeri elektronik sistemlerde ise EMC gereklilikleri sivil EMC standartlarına göre çok daha katı bir seviyede sağlanmaktadır. Savunma sanayinde, askeri alanlarda, uzay çalışmalarında kullanılan cihazlar için yüksek elektromanyetik ortam şartlarına dayanıklı olmaları gerekmektedir. En zorlu çalışma koşullarında bile sistemler güvenilirliklerini koruyabilmesi gerekmektedir.

Özellikle askeri araçlar, askeri uçaklar, askeri gemiler ve saha ekipmanları oldukça geniş bir güç dağıtımına ihtiyaç duymaktadır. Askeri alanlarda cihazlar batarya sistemleri, jeneratörler veya alternatif güç kaynaklarını kullanmaktadır. Bu tür sistemlerde kullanılan elektronik bileşenler farklı gerilim seviyelerine ve güç gereksinimlerine sahiptir. Sistem içerisindeki farklı cihazların birbirleriyle uyumlu çalışabilmesi için DC/DC dönüştürücüler gibi anahtarlamalı yapılar yaygın olarak kullanılmaktadır. DC/DC dönüştürücüler anahtarlamalı çalışmalarından dolayı yüksek frekanslı gürültü üretmektedirler. Özellikle askeri sistemlerde bu tür gürültüler iletişim sistemlerine ve hassas elektronik bileşenlere zarar vermemesi için sıkı EMC düzenlemeleri uygulanmaktadır. Askeri uygulamalarda kullanılan EMC standartlarından aşağıdaki belirtilmiştir.

- MIL-STD-461G: Askeri ekipmanlar için elektromanyetik girişim ve bağışıklık gerekliliklerini belirleyen ABD askeri standardıdır.
- CISPR 22: Bilgi teknolojisi ekipmanlarının EMI ve EMC gereksinimlerini belirleyen uluslararası bir standarttır.
- CISPR 25: Araç içi elektronik sistemlerin elektromanyetik uyumluluğunu sağlayan standarttır.

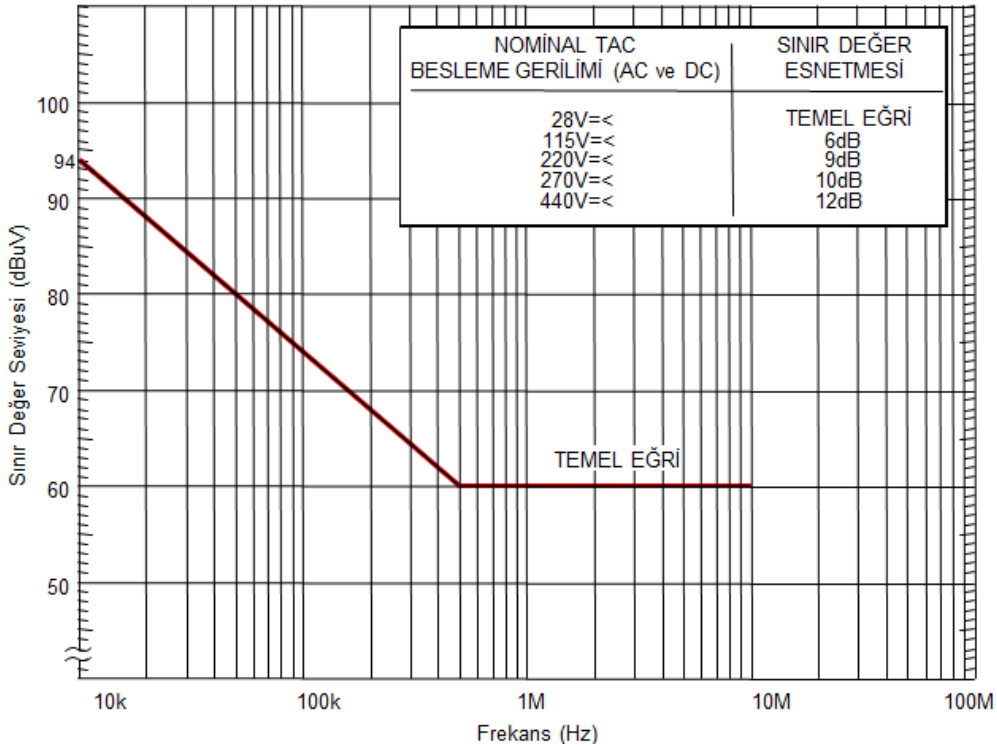


Şekil 2.4 CISPR 22 standardı iletilen emisyon seviyeleri

### 2.1.1.3 MIL-STD-461G

MIL-STD-461, askeri ve bazı sivil elektronik sistemlerin EMC uygunluğunu test etmek için geliştirilmiş Amerika Birleşik Devletleri Savunma Bakanlığı standardıdır. Zaman içinde farklı revizyonlarla güncellenmiş olup en son 2015 yılında MIL-STD-461G sürümü yayınlanmıştır. Askeri projelerde uyumluluk genellikle zorunlu olup, birçok sivil kuruluş da bu standardı referans almaktadır. EMI test laboratuvarlarında MIL-STD-461 gerekliliklerine uygun testler yapabilmesi için yansız odalar ve özel test ekipmanları kullanmaktadır. Standart iletilen emisyonlar (CE), iletilen duyarlılık (CS), yayılan emisyonlar (RE) ve yayılan duyarlılık (RS) olmak üzere dört ana başlık altında toplanan test prosedürlerini içermektedir. İletilen EMI gürültü ölçümleri cihazın güç ve sinyal hatları üzerinden yaydığı veya aldığı parazit sinyalleri belirlerken, yayılan EMI gürültü ölçümleri ise serbest uzaya yayılan elektromanyetik emisyonları değerlendirir. İletilen gürültüler ikiye ayrılır. Bunlar diferansiyel mod (DM) ve ortak mod (CM) gürültülerdir. CM gürültüsü her iki hatta aynı yönde ilerlerken diferansiyel mod gürültüsü zıt yönlerde akan sinyallerden oluşmaktadır. MIL-STD-461 kapsamında uygulanan CE102 testi cihazın güç girişinde oluşturduğu elektromanyetik emisyonların belirlenen sınır değerleri aşmadığını doğrulamak için

yapılır. CE102 testi 10 kHz ile 10 MHz frekans aralığında ölçülür. CE102 testinde LISN hat empedansını dengeleme devresi (line impedance stabilization network) ekipmanı kullanılmaktadır. CE102 testinde emisyon seviyeleri dB $\mu$ V cinsinden ölçülür ve cihazın kaynak gerilimine bağlı olarak değerlendirilmektedir. Bir cihazın EMC uyumluluğu sağlaması için hem çevreye parazit yayması önlenmeli hem de dış etkilere karşı bağışıklığı sağlamalıdır. EMC uyumluluğu için CE102 testi kritik bir öneme sahiptir.



**Şekil 2.5** CE102 testi limit değerleri

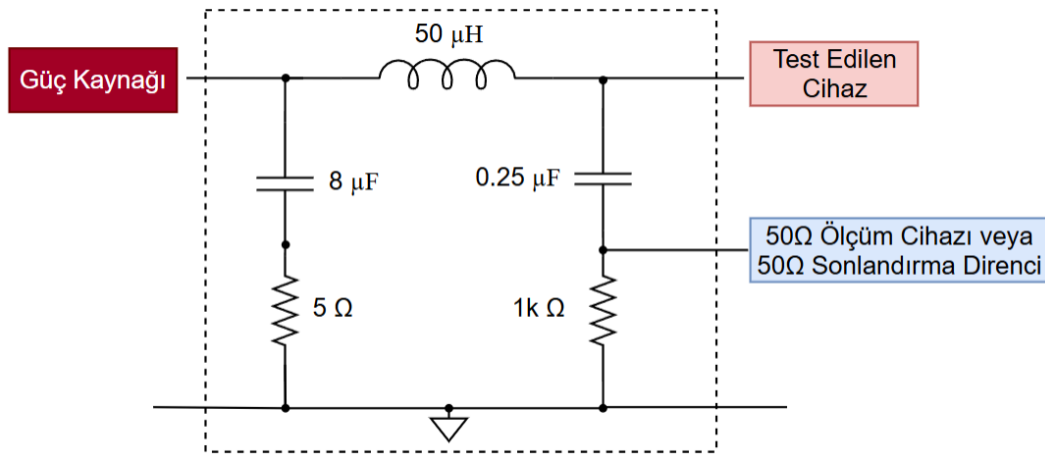
### 2.1.2 LISN

LISN elektronik cihazların oluşturduğu iletim yoluyla yayılan gürültülerin ölçülmesine yönelik kritik bir test EMC ekipmanıdır. Genel olarak DM ya da CM akımlarından kaynaklanan elektronik gürültülerin toprağa karşı nasıl davrandığını analiz etmeye yarar. Test edilen elektronik cihazın girişini sağlanan güç kaynağının empedans değeri belirli bir test prosedüründe aksi belirtilmediği sürece LISN'lar tarafından belirlenmiş ve kontrol edilen bir yapıya sahiptir. Bu sayede tüm testler için standartlaştırılmış bir test ortamı oluşturulmuş olur. LISN'lar test edilen cihazı doğrudan ana güç kaynağından izole eder. Test sırasında dış etkenlerin sonuçları etkilemesini önler. Test edilen cihaza sağlanan gücün mümkün olduğunca temiz olmasını garanti etmektedir. Elektronik cihazlar çalışırken çeşitli nedenlerden

dolayı belirli frekanslarda EMI gürültü üretebilirler. Bu girişimler güç hattı üzerinden yayılabilir. LISN ise test edilen cihaz tarafından oluşturulan herhangi bir gürültünün ana besleme hattına geri girişim yapmasını engeller. Şebeke üzerinden diğer cihazların etkilenmesini önler.

LISN, CE testini gerçekleştirebilmek için özel olarak tanımlanmış bir empedans sağlamaktadır. Test edilen cihazın yaydığı CE seviyelerinin belirlenmesi için ölçüm portu vardır. Bu port ile EMI alıcı cihazı kullanılarak 10 kHz ile 10 MHz frekans aralıklarında detaylı ölçümler alınır. Test edilen cihazın uluslararası EMC standartlarına uygun olup olmadığı değerlendirilir. Ölçümler sırasında LISN güç hattındaki yüksek frekanslı gürültüleri filtreleyerek yalnızca test edilen cihazın yaydığı girişimleri analiz etmek için kullanılmaktadır. Böylece testlerde doğru ve güvenilir ölçümler elde edilebilir.

LISN temel devre yapısı incelendiğinde içerisinde çeşitli pasif devre elemanlarının bulunduğu bir EMC filtresi olduğu görülmektedir. Şekil 2.6' da gösterildiği gibi, devrenin temel bileşenleri arasında indüktör, kapasite ve direnç bulunmaktadır. LISN içerisinde kullanılan pasif devre elemanları sayesinde hem yüksek frekanslı gürültüleri filtrelemek hem de sistemin empedansını belirli bir seviyede tutmak için tasarlanmıştır. Devrenin giriş kısmında gerilim kaynağından gelen ana besleme hattı bulunmaktadır. Bu hat test edilen cihaza güç sağlamak için kullanılmaktadır. LISN devresinin giriş ve çıkış noktaları simetrik olarak tasarlanarak giriş empedansının tutarlı ve standart bir şekilde kalmasını sağlar. Hattın artı ve eksi uçlarında simetrik devre elemanları kullanılarak tasarlandığından dolayı sistemin dengesini koruması sağlanır.



Şekil 2.6 LISN devresi şematik gösterimi

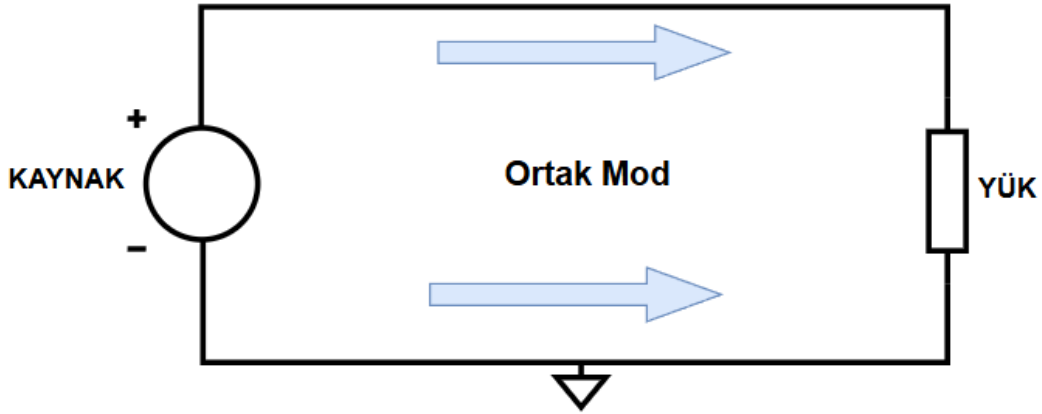
Ölçüm süreci sırasında LISN sinyal çıkış portları EMI alıcı cihazına bağlanarak ölçümler yapılır. EMI alıcısı ile sırasıyla hem hattın artı hem de eksi uçlarından ölçümler alınarak cihazın oluşturduğu EMI gürültü analiz edilir.

### 2.1.3 Elektromanyetik Gürültü Türleri

Elektromanyetik girişimin ortak mod (CM) gürültüsü ve diferansiyel mod (DM) gürültüsü olarak ikiye ayrılmaktadır. Bu iki gürültü türü, sinyal iletim hatları boyunca farklı şekillerde hareket eder ve farklı etkiler oluşturur. Bunların doğru bir şekilde anlaşılması, uygun EMI gürültü filtreleme tekniklerinin uygulanması açısından kritik bir öneme sahiptir.

#### 2.1.3.1 Ortak Mod (CM) Gürültü

CM gürültü, iki iletim hattının her ikisinin de aynı anda ve aynı yönde toprak referansına göre potansiyel değişimine maruz kalmasıyla oluşan gürültü türüdür. Hatlar arasındaki gerilim farkı değişmez. Ancak toprak referansına göre değişim meydana gelir. CM gürültü özellikle yüksek frekansta çalışan anahtarlamalı devrelerde önemli bir sorun teşkil etmektedir. Genellikle daha yüksek frekans bileşenlerine sahip devrelerde CM gürültü görülmektedir.



Şekil 2.7 CM gürültü iletimi

CM gürültüsünün nedeni devrede bulunan kapasitif ve indüktif bağlantılar sayesinde sistemin dış ortamından veya sistemin içerisindeki bileşenlerinden gelen parazitik sinyallere maruz kalmasındandır. Sistemin şasesi, toprak bağlantısı ve diğer iletkenler arasında kaçak kapasitans ile CM gürültüsü oluşabilir. Bu kaçak kapasitans yüksek frekansta bir bağlantı çalıştıkça daha belirgin hale gelir. İletkenler hatlar boyunca ortak modda akan parazit akımlar meydana getirir. Bu

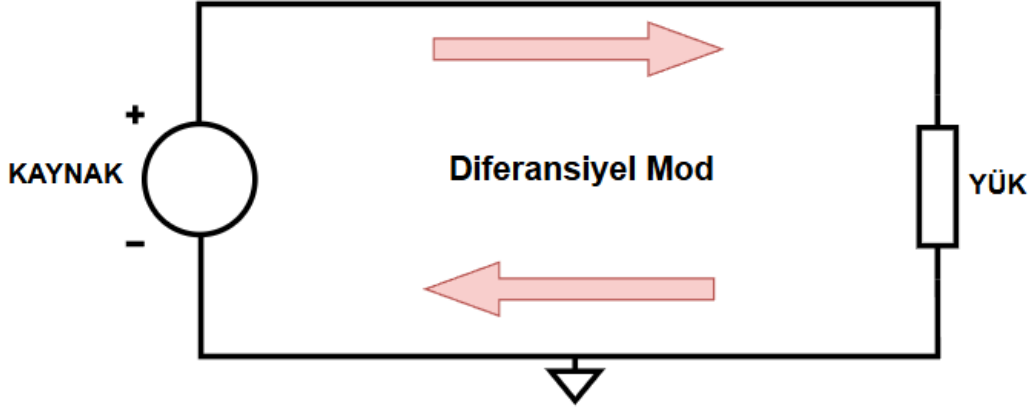
şekilde sistemin performansını etkiler. İletişim kaybına, sistemin çalışma performansının görülür ölçüde azalmasına ve hatta sistemin tamamen kaybına sebep olabilir.

CM gürültüsü özellikle hassas elektronik sistemler için büyük bir problem oluşturmaktadır. Dijital ve hassa analog devrelerde, mikroişlemcilerde, ADC'lerde (Analog-Digital Converter) ve hassas sensörler gibi bileşenler bu tür gürültü sinyallerinden etkilenmektedir. CM gürültüsü sistemde hatalı veri okumaya, istenmeyen sinyal kayıplarına ve hatta bileşenlerin zarar görmesine yol açabilmektedir. Ortak mod gürültü azaltma yöntemleri aşağıda belirtilmiştir.

- Ortak mod şok bobinleri (Common Mode Choke) kullanmak iletkenlerden geçen ortak mod gürültülerini bastırarak paraziti azaltır. Ortak mod gürültüsünü yüksek endüktans oluşturarak bastırmaktadır. Diferansiyel mod gürültülerine karşı etkisi yoktur. Çünkü karşıt yönlü akımlar manyetik alanı iptal etmektedir.
- Şasi ve topraklama düzeni iyileştirilerek, parazitleri azaltmak ve sistem kararlılığını artırmak sağlamaktadır. Düşük empedanslı topraklama kullanarak gürültüyü en aza indirilebilir. Kaçak kapasitans etkisini azaltarak parazit akımlar önenebilmektedir.
- Ferrit nüveler yüksek frekansta çalışan sistemlerde kullanılarak ortak mod akımlarını direnç özelliği göstererek gürültüyü düşürebilir. Ferrit nüvelerin düşük frekansta sinyallere karşı etkisi oldukça azdır.

### **2.1.3.2 Diferansiyel Mod (CM) Gürültü**

DM gürültüsü elektronik sistemlerde iki iletim hattının arasındaki potansiyel farkının değişmesiyle ortaya çıkan bir gürültüdür. DM gürültüsü iki hat arasında ters yönlerde akmaktadır. Yani bir hatta pozitif bir değişim olurken diğer hatta negatif bir değişim görülür. Genellikle yükün ya da bir güç kaynağının anahtarlanması esnasında meydana gelmektedir. DM gürültüsü elektronik sinyal iletimi olan hatların arasındaki gerilim dalgalanmaları olarak tanımlanabilmektedir. Elektronik devrelerde özellikle anahtarlamalı güç kaynakları (SMPS) ve motor sürücüleri gibi yüksek frekansta çalışma ve enerji dönüşümü yapan sistemlerde yaygın olarak gözlemlenmektedir.



**Şekil 2.8** DM gürültü iletimi

DM gürültüleri güç elektroniği devrelerinde kullanılan anahtarlama elemanlarının yüksek frekansta açılıp kapanmasından kaynaklanmaktadır. Frekanslı anahtarlama sırasında devre içerisinde kapasitif ve indüktif elemanlarla etkileşime girerek hızlı akım ve gerilim değişimlerine sebep olmaktadır. Bu akım ve gerilim değişimleri sonucunda güç kaynağının girişinde ve çıkışında dalgalanmalara oluşur. Özellikle kapasiteler diferansiyel mod gürültüsünün en önemli kaynaklarından biridir. Güç kaynağının çıkış kısmında yerleştirilmiş olan bu kapasiteler yük tarafındaki akımlarında dalgalanmaları dengelemek için kullanılmaktadır. Ancak anahtarlama süresi boyunca sürekli olarak dolup boşalan kapasiteler içlerindeki yüksek frekanstan dolayı değişen akımları akmaktadır. Yüksek frekanslı bu akımlar diferansiyel modda iletilen parazit sinyalleridir.

DM gürültüsü genellikle sistemdeki iki iletken arasındaki gerilim farkı olarak görülür. Bu gerilim farkı neredeyse bütün hat boyunca vardır. DM gürültüsü diğer devrelere veya bileşenlere iletim hatları boyunca yayıldığı sürece girişim yapabilir. DM gürültüsü diğer devre veya bileşenlerin sisteminin güvenilirliğini azaltmaktadır. Diferansiyel mod gürültü azaltma yöntemleri aşağıda belirtilmiştir.

- Düşük eşdeğer seri direnci (ESR) kapasiteler kullanarak güç hatlarındaki dalgalanmalar azaltılabilir. Düşük ESR'li kapasite yüksek frekansta daha iyi filtreleme yapar, daha az ısı üretir, uzun ömürlü ve verimli çalışır.
- LC ve II filtreleri, indüktör ve kapasite kombinasyonu kullanarak DM gürültüsünü bastırmada etkilidir. İndüktör (L) yüksek frekanslı parazitleri bloke etmektedir. Kapasite (C) ise istenmeyen gürültüyü toprağa yönlendirmeyi sağlar.

## 2.2 Literatür Araştırması

Anahtarlamalı güç kaynakları yüksek frekans, verimlilik ve güç yoğunluğu gibi avantajlarıyla modern elektronik sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, yarı iletken cihazların hızlı anahtarlama nedeniyle oluşan EMI gürültü, sistemin çalışma performansını olumsuz etkilemektedir. Wen, Li, Feng ve Liu (2011) tarafından gerçekleştirilen çalışma, SMPS'ler için harici EMI filtre tasarımı üzerine yeni bir yöntem önermektedir. Bu yöntem, iletilen EMI gürültü CM ve DM bileşenlerini ayırmayı, kaynak empedansını dikkate alarak filtre ekleme kaybını hesaplamayı ve filtre yapısını optimize etmeyi içermektedir. LC filtre topolojisi örneği üzerinden yapılan teorik analizler, kaynak empedansının ekleme kaybı üzerindeki etkisini ortaya konulmuştur. Tasarlanan filtre, EN55022 Class B standartlarını büyük bir oranda karşılamıştır. CM için T filtre topolojisi, DM için ise ikinci dereceden filtre yapısı tercih edilmiştir. Farklı malzemeleri kullanılarak düşük ve yüksek frekans bantlarında etkin baskılama sağlanmıştır. Deneysel sonuçlar, önerilen yöntemin pratikliğini kanıtlamıştır. Bu çalışma, EMI filtre tasarımında sistematik bir yaklaşım sunarak literatüre katkıda bulunmaktadır [7].

Anahtarlamalı güç kaynakları iletişim ve dağıtık güç sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak EMI gürültü nedeniyle FCC ve CISPR standartlarını karşılamakta zorluk yaşanmaktadır. Ye, Eberle ve Liu (2004) tarafından önerilen çalışma, DC/DC ve AC/DC SMPS'ler için EMI filtre tasarımında yenilikçi bir yöntem sunmaktadır. Bu yöntem gürültü empedansının maksimum ve minimum genliklerini ölçerek, faz bilgisi gerektirmeden CM ve DM filtrelerini tasarlama amaçlanmıştır. Geleneksel yöntemlerin karmaşıklığı ve gürültü empedansını ihmal etmesi gibi sınırlamalarını aşan bu yaklaşım basit bir ölçüm düzeneğiyle uygulanabilmektedir. Deneysel sonuçlar bir DC/DC modülünde 48V giriş, 3.3V çıkış gerilim değerleri CM için 200  $\mu$ H indüktör ve 136 nF kapasite, DM için II filtre topolojisi ile FCC 15 Class B standartlarının sağlandığını göstermektedir. AC/DC SMPS için de T filtre topolojisi CM ve II filtre topolojisi DM filtreleriyle benzer başarı elde edilmiştir. Çalışmada gürültü empedansının filtre performansındaki kritik rolünü vurgulamakta ve tek tasarım döngüsünde etkin çözümler sunmaktadır. Bu yöntem çoklu SMPS sistemlerine de uyarlanabilir bir katkı sağlamaktadır [8].

Anahtarlamalı güç kaynakları yüksek EMI gürültü üretimi nedeniyle endüstriyel sistemlerde dikkat gerektirmektedir. Zhang ve Young (2020) tarafından geliştirilen çalışmada LTpowerCAD yazılımıyla EMI filtre tasarımını hızlandırmayı amaçlamaktadır. LTpowerCAD aracı kullanıcıyı güç kaynağı tasarımından EMI filtresine kadar yönlendirerek, CISPR 22, CISPR 25 ve MIL-STD-461G gibi standartları karşılayan çözümler sunmaktadır. LTC3833 gerilim düşürücü dönüştürücü (buck converter) 12V giriş gerilim, 5V/10A çıkış gerilim ve akım, 1 MHz frekans örneği üzerinden LC filtresi tasarımı detaylandırılmıştır. Yazılımda filtre indüktörü ve kapasite seçimini optimize ederken, rezonans piklerini bastırmak için isteğe bağlı sönümlenme devreleri ( $C_d$ ,  $R_d$ ) önerir. Filtre çıkış empedansı ( $Z_f$ ) ile kaynak giriş empedansı ( $Z_{IN}$ ) arasındaki etkileşim analiz edilerek stabilite sağlanmıştır. Gerçek test sonuçlarıyla karşılaştırıldığında, düşük frekanslarda yüksek doğruluk gösterirken, yüksek frekanslarda parazitik etkiler nedeniyle sapmalar gözlenmiştir. LTpowerCAD, zaman ve maliyet tasarrufuyla ön tasarım aşamasında etkili bir araçtır. Ancak nihai doğrulama için laboratuvar testi gereklidir. Bu çalışma, EMI filtre tasarımında pratik bir katkı sunmaktadır [9].

SMPS düşük güç kaybı ve esnek gerilim çıkışları nedeniyle günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, anahtarlama frekanslarından kaynaklanan EMI gürültü, iletilen ve yayılan emisyonlar şeklinde sistemin çalışma performansını olumsuz etkilemektedir. Bu bağlamda Yalçın, Özen ve Helhel (2016) tarafından gerçekleştirilen çalışmada ATX tipi SMPS iç yapısından kaynaklanan CM ve DM gürültülerini bastırmak için geliştirilmiş bir EMI filtresi tasarımı sunmaktadır. Çalışmada CISPR22 standartlarına göre yapılan ölçümlerde gürültü seviyesinin sınırların 30 dB üzerinde olduğunu tespit edilmiştir. Bu gürültüyü CM ve DM bileşenlerine ayırarak filtre tasarımı optimize edilmiştir. AWR Microwave Office ve MATLAB kullanılarak tasarlanan filtre CM gürültüsünü 37 dB'e kadar bastırmıştır. Ayrıca Shou Wang'ın 2005'te önerdiği gürültü ayırıcı devresini iyileştirilerek 150 kHz-4 MHz bandında etkin bir baskılama sağlamıştır. Bu çalışma, EMI filtre tasarımında gürültü ayırımının önemini vurgulamakta ve ATX SMPS'lerde elektromanyetik uyumluluğu artırmak için pratik bir çözüm sunmaktadır. Gelecekte, aktif ve pasif filtre performanslarının karşılaştırılması hedeflenmektedir [10].

Anahtarlamalı güç kaynakları yüksek verimlilikleriyle elektronik sistemlerde yaygın olarak kullanılmakta, ancak anahtarlama nedeniyle oluşan iletilen EMI gürültü, CISPR ve FCC gibi standartları zorlaştırmaktadır. Li ve arkadaşları (2009) tarafından önerilen çalışma, SMPS tarafından iletilen EMI gürültüsünü, zaman domeninde LTspice simülasyonu ile tahmin eden bir yöntem sunmaktadır. Bu yöntemde SMPS iç yapısı bilinmese dahi, onu bir gürültü kaynağı olarak modelleyerek filtre tasarımını ve baskılama derecesini optimize etmeyi amaçlamaktadır. Aktif modda kaynak empedansı, MATLAB kontrol ölçüm sistemiyle belirlenmiştir. DM ve CM empedansları ayrı ayrı modellenmiştir. DC/DC dönüştürücü 48 V-28 V, 700 W örneği üzerinden LISN, filtre devresi ve yakın alan bağlaşım etkileri dahil sistem modeli oluşturulmuştur. Simüle edilen LISN gerilim sinyalleri, ölçülenlerle uyumlu bulunmuş, yöntemin doğruluğu kanıtlanmıştır. Yakın alan bağlaşımının EMI duyarlılık üzerindeki etkisi vurgulanmıştır. Ancak LTspice modeline entegrasyonu için daha fazla çalışma gerektiği belirtilmiştir. Bu yöntem, deneysel yinelemeleri azaltarak filtre tasarımını kolaylaştırmakta ve çoklu SMPS türleri için pratik bir çözüm sunmaktadır [11].

Modern güç elektroniği tabanlı dönüştürücülerin artan kullanımı, iletilen ve yayılan EMI girişim türlerinin modellenmesi ve azaltılmasını zorunlu kılmaktadır. Yuan ve arkadaşları (2023), EMI girişimi iletilen ve yayılan olarak sınıflandırarak, her birinin yayılım mekanizmalarını, modelleme yöntemlerini ve ölçüm tekniklerini incelemiştir. İletilen EMI girişim, genellikle 30 MHz altındaki frekanslarda CM ve DM olarak ortaya çıkar ve zaman/frekans domeni yöntemleriyle modellenmiştir. Yayılan EMI girişim ise yüksek frekanslı anahtarlama işlemlerinden kaynaklanan elektromanyetik dalgalarla uzaya yayılır ve sonlu elemanlar veya anten teorisiyle analiz edilmektedir. Çalışmada EMI gürültüsü azaltma tekniklerini üç kategoride ele alınmıştır. Kaynağının baskılanması, iletim yollarının aktif/pasif filtrelerin empedans optimizasyonu ve hassas cihazların korunması (kalkanlama) olarak üç kategoride incelenmiştir. Özellikle filtre tasarımı ve kontrol stratejilerinin optimizasyonu öne çıkmaktadır. Ancak, yüksek frekanslı EMI gürültü için pasif filtrelerin sınırlamaları ve modülasyon stratejilerinin sistemin çalışması performansı üzerindeki etkileri gibi zorluklar belirtilmiştir. Bu çalışmada EMI girişimi modelleme ve azaltma tekniklerine kapsamlı bir bakış sunmaktadır [12].

Anahtarlamalı güç kaynaklarında giriş filtresi tasarımı EMI gürültüyü azaltmak ve sistemin çalışma performansını optimize etmek için kritik bir unsurdur. Sclocchi (2010), bu filtrelerin iki temel işlevini vurgulamaktadır. Anahtarlama kaynaklı EMI gürültünün güç hattına ulaşmasını engellemek ve yüksek frekanslı gerilimlerin çıkışa geçişini önlemektir. Çalışmada pasif LC filtrelerin tasarımını ele alınmıştır. Sönümsüz, paralel sönümlü, seri sönümlü ve çok aşamalı filtre türlerini incelenmiştir. Sönümsüz LC filtresi, kesim frekansında ( $f_c$ ) 12 dB/decade zayıflama sağlasa da yetersiz sönümleme nedeniyle rezonans piklerine yol açabilir. Paralel sönümlü filtreler, direnç ve kondansatör eklenerek bu pikleri azaltır. Seri sönümlü filtreler ise yüksek frekans zayıflamasını olumsuz etkiler. Çok aşamalı filtreler daha küçük bileşenlerle yüksek frekanslarda etkin zayıflama sunar. Filtre tasarımında sönümleme faktörü, stabilite ve boyut-performans dengesi açısından önemlidir. Bileşen seçiminde düşük ESR/ESL özellikli kondansatörler ile parazitik kapasitansı az indüktörler kullanılması gerektiğini belirtilmektedir. Bu çalışma, EMI gürültü kontrolü ve sistem stabilitesi için kapsamlı bir rehber sunmaktadır [13].

Tamamen elektrikli uçaklarda DC/DC dönüştürücüler için EMI filtre tasarımı, EMC sorunlarını çözmek adına kritik bir öneme sahiptir. Yüksek gerilim bataryalarla çalışan gerilim düşürücü dönüştürücüler EMI gürültülere neden olmaktadır. Bu gürültünün DO-160G standartlarına uygun şekilde azaltılması gerektiğini belirtilmiştir. Raoudi (2022), çalışmada üç gerilim düşürücü dönüştürücünün tek bir DC kaynağa paralel bağlanmasıyla EMI duyarlılığı analiz eder. PWM sinyalinin görev döngüsü ve anahtarlama frekansının EMI gürültüsü üzerindeki etkisini incelenmiştir. Artan frekansın CM gürültüsünü artırdığı, ancak DM gürültüsünü azalttığı, görev döngüsünün ise DM gürültüsünü etkilediği gözlemlenmiştir. En kötü senaryoda 500 kHz frekans ve %75 görev döngüsünde belirlenmiştir. Tasarlanan LC ve II filtre topolojisi 10 kHz kesim frekansı hedefiyle CM ve DM gürültüyü azaltmayı amaçlanmıştır. Ancak parazitik elemanlar ve üretim hataları nedeniyle standartları karşılayamamıştır. Filtre LTspice programında simüle edilmiş ve prototipte test edilmiştir. Ancak beklenen zayıflama sağlanamamıştır. Bu çalışmada EMI filtre tasarımında parazitik etkilerin ve üretim süreçlerinin önemini vurgulamaktadır [14].

Yüksek frekanslı ve yüksek güçlü DC/DC dönüştürücülerde EMI gürültüyü azaltmak, askeri standard MIL-STD-461E ile uyumluluk için kritik bir gerekliliktir.

Tyagi ve arkadaşları (2017), 250-300 kHz anahtarlama frekansında ve 500 W çıkış gücünde çalışan bir DC/DC dönüştürücü için pratik bir EMI filtre tasarımı ve uygulamasını sunmaktadır. Çalışmada iletilen emisyonları (CE102) ölçmek için akım probu yöntemini kullanarak CM ve DM gürültü bileşenlerine ayrılmıştır. Bu verilerle filtre bileşenlerini tasarlanmıştır.  $\Pi$  topolojisi tercih edilmiş ve LTspice programında ESR ve eşdeğer seri endüktansı (ESL) dahil yüksek frekanslı modellerle simüle edilmiştir. Tasarımda, CM ve DM kesim frekansları 40 dB/decade eğimle belirlenmiştir. İndüktör ve kapasite değerleri MIL-STD-461E limitlerine göre optimize edilmiştir. Prototip 270 VDC girişle test edilmiş ve gürültü seviyesi MIL-STD-461E CE102 standart sınırlar içinde tutulmuştur. Parazitik bileşenlerin etkisi nedeniyle bazı uyarlamalar gerekmiştir. Bileşen seçimi ve komponent yerleşimi pratik hususlarla desteklenmiştir. Bu çalışma EMI filtre tasarımında gürültü ayrıştırma ve standart uyumluluğuna yönelik sistematik bir yaklaşım sunmaktadır [15].

DC/DC dönüştürücülerin giriş filtreleri, tüketici ve endüstriyel elektronik cihazlarda EMI gürültüyü azaltmada önemli bir rol oynamaktadır. Mukharjee ve Gadoura (2012), düşürücü, yükseltici ve düşürücü-yükseltici dönüştürücüler için düşük gürültülü bir giriş filtresi tasarımı geliştirmeyi amaçlamıştır. Çalışmada EMI gürültüsü toplu devre tabanlı bir gürültü modeli ile analiz edilmektedir. Bu modeli temel bir gerilim düşürücü dönüştürücü üzerinde simüle ederek doğruluğu test edilmiştir. EMI gürültü, DM ve CM olarak sınıflandırılmıştır. 5 MHz altındaki frekanslarda DM gürültününün baskın olduğu belirtilmiştir. Gürültü ölçümü için LISN kullanılarak DM gürültüsü, LISN dirençleri üzerindeki gerilim farkıyla modellenmiştir. Simülasyonlar, giriş filtresindeki direnç ve kapasite gibi bileşenlerin EMI üzerindeki etkisini incelenmiştir. Giriş direncinin gürültü zayıflatmada esneklik sağladığı, giriş kapasite değerinin ise artan değerlerle gürültüyü yükselttiği bulunmuştur. Thévenin eşdeğer devresi ile filtre empedansı tek bir modüle indirgenerek tasarım basitleştirilmiştir. Bu çalışma, pasif filtrelerin EMI gürültü zayıflatma kapasitesini ortaya koyarak pratik bir tasarım yaklaşımı sunmaktadır [17].

Yüksek frekanslı DC/DC dönüştürücülerin tasarımı, GaN ve SiC gibi yarı iletken teknolojileri ile PCB tabanlı transformatörlerin gelişimiyle MHz aralığında mümkün hale gelmiştir. Majid ve Saleem (2012), bu dönüştürücülerde artan

anahtarlama frekansının EMI ve EMC nasıl etkilediğini araştırmaktadır. Çalışmada 200 kHz ve 2 MHz frekans değerinde çalışan gerilim düşürücü dönüştürücülerin EMI filtre tasarımını simülasyonla karşılaştırılmıştır. İletilen EMI gürültü, 150 kHz-30 MHz aralığında CISPR 22 standartlarına göre değerlendirilmiştir. CM gürültüsü, LISN üzerinden ölçülmüştür. 200 kHz dönüştürücüde temel frekans bileşeni 145 dB $\mu$ V, 2 MHz ise 150 dB $\mu$ V olarak bulunmuştur. Her iki durumda da filtreleme gerekliliği ortaya çıkmıştır. Filtre tasarımı CM gürültüsünü bastırmak için ortak mod bobini ve Y kapasiteleri kullanmıştır. 2 MHz dönüştürücüde daha yüksek kesim frekansı nedeniyle bileşen boyutları önemli ölçüde küçülmüştür. Simülasyonlar 2 MHz filtrenin gürültüyü 82 dB $\mu$ V azalttığını göstermiştir. Bu çalışma, yüksek frekansın EMI filtre boyutunu azalttığını ve EMC uyumluluğunu sağladığını sunmaktadır [18].

Anahtarlama güç kaynaklarında EMI gürültüyü bastırmak için EMI filtreleri kritik öneme sahiptir. Chen ve arkadaşları (2004), geleneksel ayırık EMI filtrelerinin çok sayıda bileşen, parazit parametreler ve sınırlı yüksek frekans performansı gibi dezavantajlarını ele alarak entegre filtre teknolojilerini incelemiştir. Çalışmada CM ve DM filtrelerinin yapısal, işlevsel ve üretimsel entegrasyonunu sağlayarak boyut, profil ve maliyeti azaltmayı hedeflemişlerdir. Ayırık filtrelerde CM bobinlerinin eşdeğer paralel kapasitansı (EPC) ve ESL yüksek frekans zayıflamasını sınırlamıştır. Simülasyonlar ve deneyler entegre filtrenin ayırık filtrelere kıyasla daha iyi yüksek frekans performansı sunduğunu göstermiştir. Bu çalışma, EMI filtre tasarımında entegrasyonun etkinliğini ve performans avantajlarını sunmaktadır [19].

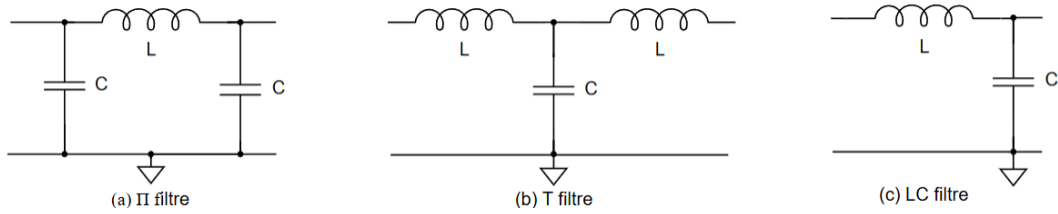
### **2.3 Elektromanyetik Filtre**

Elektromanyetik filtreler, belirli bir frekans aralığını geçirirken, bu aralığın dışındaki yüksek veya düşük frekansları bastırarak istenmeyen sinyallerin sistemlere zarar vermesini veya girişime neden olmasını önleyen devre elemanlarıdır. Bu filtrelerin en önemli parametrelerinden biri ekleme kaybıdır (insertion loss). Belirli bir frekansta sinyalin ne kadar zayıflatıldığını gösteren ve frekansa bağlı olarak değişen bir ölçümdür. Ekleme kaybı filtresiz durumda ölçülen sinyal seviyesinin, filtreli durumda ölçülen sinyal seviyesine oranının desibel (dB)

cinsinden ifadesidir. Bu değer filtre performansının değerlendirilmesi açısından çok önemli bir ölçüttür.

$$IL (dB) = 20 \log_{10} \frac{|V_{filtresiz}|}{|V_{filtreli}|} \quad (2.1)$$

Günümüzde farklı EMI filtre yapıları kullanılmaktadır. Bu filtreler genellikle  $\Pi$  (Pi), T ve LC tipi filtreler olarak sınıflandırılmaktadır. Bununla birlikte Cauer ve RC şönt filtreleri gibi özel filtreleme yapıları da EMI gürültüyü bastırma amaçlı kullanılmaktadır. Bu filtreler tekli, ikili, üçlü veya çoklu katmanlar halinde tasarlanabilmektedir. Her EMI filtresinin kendine özgü avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. Dolayısıyla belirli bir uygulama için en uygun filtreleme yapısını seçmek önemlidir. Belirli bir sistem için tasarlanan bir EMI filtre aynı parametrelere sahip başka bir sistemde istenilen performansı göstermeyebilir. Bu yüzden uygulama alanına bağlı olarak farklı filtre türleri değerlendirilmeli ve sistemin gereksinimlerine en uygun olanı tercih edilmelidir.

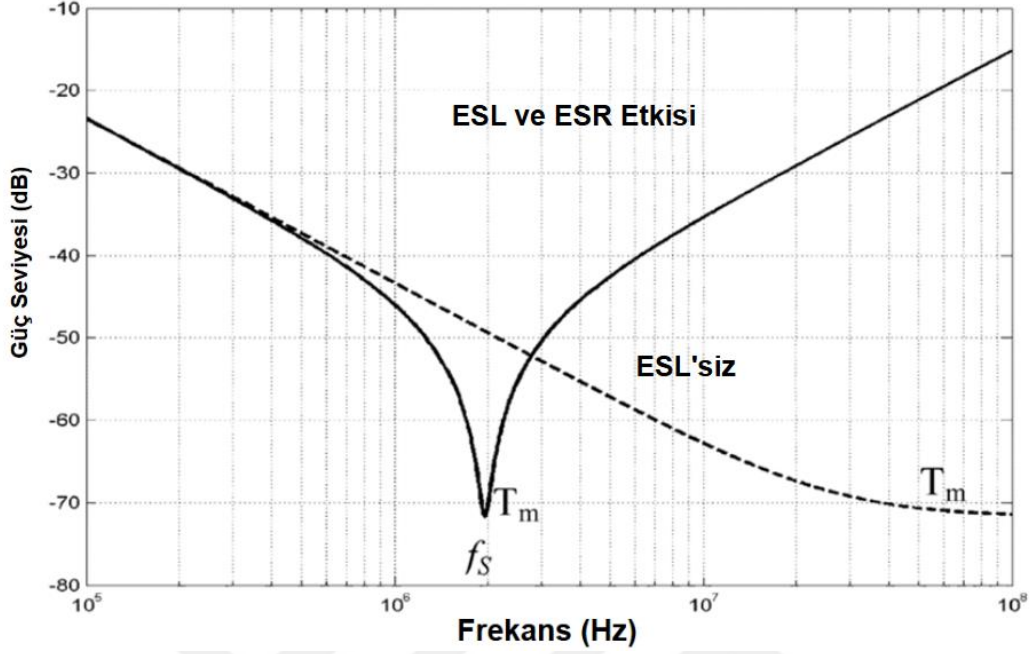


**Şekil 2.9** Filtre türleri; (a)  $\Pi$  filtre, (b) T filtre ve (c) LC filtre

Pasif elemanlarla hazırlanan EMI filtreler birçok farklı alanda kullanılan bir teknoloji olup özellikle askeri ve endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır. Elektronik sistemlerin gereksinimleri değiştikçe yüksek frekanslı girişimlerin yeni optimizasyon yöntemlerine ihtiyaç duyduğu gözlemlenmiştir. EMI gürültü besleme hatları ve ara bağlantı kabloları üzerinden yayılabilmektedir. EMI gürültü ölçümlerinde genellikle toplam gürültü dikkate alınsa da hem CM hem de DM bileşenlerinin ayrı ayrı analiz edilmesi gereklidir. Bu durum filtre tasarımında her iki tür girişimi bastırarak şekilde optimize edilmiş bileşenlerin kullanılmasını zorunlu kılmaktadır.

EMI filtrelerinin tasarımında en önemli hususlardan birisi frekans aralığının doğru belirlenmesidir. EMI gürültünün etkili olduğu frekans aralığı 10 kHz ile 10 MHz arasında değiştiğinden dolayı filtreleme sürecinde kullanılacak bileşenlerin bu frekans bandındaki davranışları detaylı şekilde analiz edilmesi gerekmektedir.

Özellikle EPC, ESL ve ESR gibi parazitik etkiler filtrelerin bastırma performansını doğrudan etkileyen faktörlerdir.



Şekil 2.10 ESL ve ESR değerlerine ekleme kaybının etkisi

EMI filtrelerinin etkinliği sistemde kullanılan güç dönüştürücüsünün giriş empedansına bağlıdır. Teorik olarak bir EMI filtresinin tasarımı sırasında güç dönüştürücüsünün giriş empedansı biliniyorsa süreç daha kolay hale gelir. Ancak pratikte bu empedansın ölçülmesi ve analiz edilmesi oldukça karmaşık ve zaman alıcıdır. EMI gürültüsünün bastırılmasında başarılı bir filtreleme işlemi gerçekleştirmek için, filtre tipinin doğru seçilmesi, bileşenlerin yüksek frekans davranışlarının analiz edilmesi ve uygulamaya özel optimizasyonların yapılması büyük önem taşımaktadır.

### 2.3.1 Elektromanyetik Filtre Elemanları

Bir devrenin EMC uyumluluk açısından başarılı olması için hem sistemin çevresine elektromanyetik girişim yaymasını önlemek hem de dışarıdan gelen parazit sinyallere karşı bağımsızlık göstermesi gerekmektedir. EMC uyumluluğunu sağlamak için tasarım sürecinde izlenmesi gereken temel yaklaşımlar vardır. Bunlardan birisi uygun filtreleme ve sönümlenme tekniklerinin uygulanmasıdır. Filtreleme, istenmeyen sinyalleri bastırarak sistemin düzgün çalışmasını sağlamak için kullanılan temel yöntemlerden biridir.

### **2.3.1.1 İndüktör**

İndüktörler elektrik akımı geçtiğinde manyetik alan oluşturan ve yüksek frekanslı sinyalleri bastırmaktadır. EMI filtrelerinde önemli rol oynayan pasif bir elemandır. DC akıma karşı düşük bir direnç özelliği gösterirken yüksek frekanslı parazitlere karşı ise yüksek empedans özelliği göstermektedir. EMI filtrelerde DM gürültüsünü azaltmak için güç hatlarına seri bağlanarak LC filtrelerinde kullanılır. CM gürültüsünü bastırmak için ise ortak mod şok bobinleri (CMC) ile devreye entegre edilir. İndüktör seçerken indüktans değeri, çekirdek malzemesi, doyma akımı, DC direnci (DCR) ve çalışma frekansı gibi faktörler göz önünde bulundurulmalıdır. Avantajları arasında EMI gürültülere karşı etkin şekilde bastırması, enerji depolaya bilmesi ve düşük güç kaybı sağlaması vardır. Yüksek akımlarda manyetik doyuma ulaşması büyük değerli indüktörlerin fiziksel olarak büyük ve ağır olması, çekirdek malzemelerinin pahalı olması gibi dezavantajları da bulunmaktadır. Doğru indüktör seçimi ile elektronik sistemlerin elektromanyetik girişimlerden korunmasını sağlanabilmektedir.

### **2.3.1.2 Ortak Mod Şok Bobin**

CMC (Common Mode Choke) güç ve sinyal hatlarındaki CM gürültüsünü bastırmak için kullanılmaktadır. CMC normal çalışma şartlarında DM akımları birbirine zıt yönlerde aktığından dolayı manyetik alan oluşturmaz ve DM sinyalini etkilemez. Ancak CM gürültüsü her iki hatta aynı yönde akan parazit akımlar olduğundan CMC tarafından yüksek empedansla karşılanarak CM gürültüsü bastırılabilir. Özellikle güç kaynaklarında, veri iletim hatlarında, USB ve Ethernet gibi yüksek hızlı iletişim sistemlerinde EMC uyumluluğunu sağlamak için CMC kullanılmaktadır. CMC seçerken endüktans değeri, akım kapasitesi, çekirdek malzemesi ve frekans aralığı dikkate alınmalıdır. Yüksek EMI gürültü bastırma performansı, düşük güç kaybı ve geniş uygulama alanları bulunurken avantajları arasındadır. Yüksek akımlarda doyuma ulaşabilmesi, boyutunun büyük olabilmesi ve yanlış kullanılması sinyal bütünlüğünü olumsuz etkilediğinden dezavantajları bulunmaktadır. Doğru seçilmiş CMC, EMI gürültülere karşı duyarlılığını ve gürültü bastırmayı artırarak elektronik sistemlerin güvenli çalışmasını sağlamaktadır.

### **2.3.1.3 Ferrit Nüve (Ferrite Bead)**

Ferrit nüve yüksek frekanslı EMI gürültüleri ve parazitleri bastırmak için kullanılmaktadır. Ferrit nüveler düşük frekans değerlerinde düşük empedans özelliğine sahipken MHz ve GHz gibi yüksek frekans değerlerinde yüksek empedans özelliği göstererek parazit akımları sönümlemeyi sağlamaktadır. Bu özellikleri ile güç hatları, veri iletim yolları, sinyal hatları ve devre giriş-çıkışlarında ferrit nüveler yaygın olarak kullanılmaktadır. Ferrit nüveler DM ve CM gürültülerini bastırmada etkilidir. Özellikle yüksek hızlı dijital ve hassas analog sinyal bütünlüğünü korumak için tercih edilmektedir. Ferrit nüve seçerken empedans değeri, akım kapasitesi, çalışma frekans aralığı ve DCR gibi parametreler dikkate alınmalıdır. Yüksek empedanslı ferrit nüveler geniş bantlı gürültü bastırma sağlarken düşük DC dirence sahip olanlar güç hatlarında minimum kayıpla çalışmaktadır. Geniş frekans aralığında etkili EMI gürültü bastırma kapasitesi ve düşük maliyetli ile avantaj sağlamaktadır. Aşırı akım geçtiğinde doyuma ulaşması, yüksek frekansta sinyal bozulmasına neden olması dezavantajları arasındadır. Doğru seçilmiş bir ferrit nüve elektronik sistemlerin EMI gürültülerine karşı korunmasını sağlayarak elektronik sistemin performanslı ve güvenli çalışmasını sağlamaktadır.

### **2.3.1.4 TVS Diyotu**

TVS (Geçici Voltaj Bastırma-Transient Voltage Suppression) diyotu elektronik devrelerin ani gerilim yükselmelerinden korumak için kullanılmaktadır. Özellikle Elektrostatik Deşarj (ESD), anahtarlama darbeleri, yıldırım kaynaklı aşırı gerilim ve diğer geçici gerilim dalgalanmalarına karşı hassas devreleri koruma amacıyla kullanılmaktadır. TVS diyotları normal çalışma koşullarında devrede pasif haldedirler ve çok düşük bir sızıntı akımı çekerler. Ancak anlık yüksek gerilim dalgalanmaları oluştuğunda çok hızlı bir şekilde ilettime geçerek aşırı gerilimi devreye zarar vermeden toprağa yönlendirir. Bu hızlı tepki sayesinde özellikle güç hatlarında, haberleşme sistemlerinde, USB, Ethernet, otomotiv elektroniğinde ve endüstriyel kontrol devrelerinde kullanılmaktadır.

TVS diyotları tek yönlü (unidirectional) ve çift yönlü (bidirectional) olmak üzere iki türde bulunur. Tek yönlü TVS diyotları DC güç hatlarında polariteye duyarlı koruma sağlarken, çift yönlü TVS diyotları alternatif akıma (AC) sinyaller ve çift

yönlü gerilim darbeleri içeren hatlar için kullanılmaktadır. TVS diyot seçerken ters çalışma gerilimi, kırılma gerilimi, tepki süresi, darbe gücü kapasitesi ve kaçak akım gibi parametreler dikkate alınmalıdır. Çok hızlı tepki süresi, yüksek darbe akımı dayanımı ve geniş gerilim koruma aralığı avantajlarındandır. Yüksek kapasitans değerine sahip modellerin yüksek frekanslı veri hatlarında sinyal bütünlüğünü bozması, aşırı enerji yüklerine maruz kaldığında zamanla bozulabilmesi ve belirli bir gerilimin üzerinde çalıştırıldığında sürekli ilettime geçerek devreyi kısa devre yapması dezavantajları arasındadır. Doğru seçilmiş TVS diyotu elektronik sistemlerin güvenilirliğini artırarak aşırı gerilim darbelerine karşı koruma sağlamaktadır.

### **2.3.1.5 Kapasite**

Kapasite enerji depolayabilen ve AC karşı bir engel oluşturarak devrelerde çeşitli işlevler üstlenen pasif bir elemandır. Güç kaynağı filtreleri, dalgalanma bastırma, zamanlama devreleri ve EMI filtreleme uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Kapasiteler DC akımı bloke ederken, AC sinyallerin belirli frekans bileşenlerini iletmelerine izin vermektedir. Yüksek frekanslı filtreleme ve gürültü bastırma açısından kapasiteler büyük bir avantaj sağlar.

Kapasiteler seramik, elektrolitik, tantal, film ve super charge (süper kapasite) gibi farklı türleri bulunmaktadır. Her biri belirli uygulamalar için optimize edilmiştir. Kapasite seçerken kapasitans değeri (farad-F), çalışma gerilimi, sıcaklık kararlılığı, ESR ve tepki süresi gibi etmenlere dikkat edilmelidir. Seramik kapasiteler düşük ESR ve yüksek frekans performansı sağlarlar. Elektrolitik kapasiteler yüksek kapasitans değerleriyle güç dönüşümlerinde oluşan dalgalanmaları filtrelemede kullanılmaktadır. Film kapasiteler yüksek gerilim dayanımı sağlamaktadır. Tantal kapasiteler ise kompakt yapılarıyla taşınabilir elektroniklerde tercih edilmektedir.

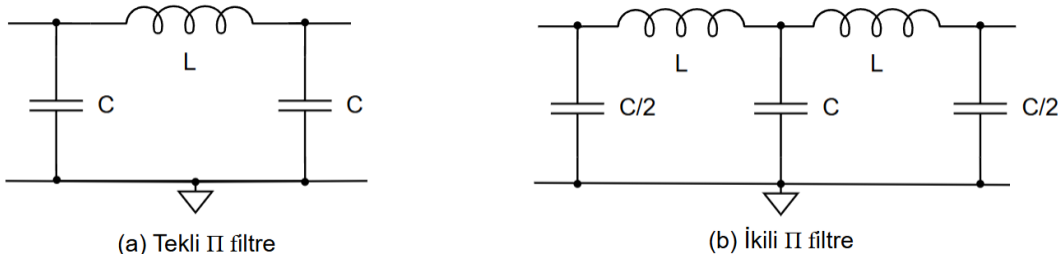
Kapasiteler yüksek hızda şarj/deşarj olabilmeleri, dalgalanma akımlarını düzenleyerek güç kaynağı kararlılığını artırmaları ve sinyal bütünlüğünü iyileştirmeyi sağlamaları avantajları arasındadır. Elektrolitik kapasitelerin yaşlanma ve kuruma gibi ömür kısaltıcı etkiler göstermesi, bazı kapasite türlerinin yüksek gerilimlerde arıza yapması ve yanlış kullanılması durumunda devrede istenmeyen rezonans etkilerine yol açması dezavantajları da bulunmaktadır. Doğru

kapasite seçimi ile devrenin güvenilirliğini artırılabilir. Sinyal işleme ve güç yönetimi açısından kapasiteler önemi büyüktür.

### 2.3.2 EMI Filtre Türleri

#### 2.3.2.1 II Filtre

II filtre EMI gürültüleri azaltmak için kullanılmaktadır. II filtresi iki kapasite ve bir indüktörden oluşmaktadır. Ayrıca alçak geçiren (low-pass) bir filtredir. Devre yapısı harf olarak "II" pi şekline benzediği için bu isimle adlandırılmıştır. II filtre yüksek frekanslı gürültüleri bastırarak belirli bir kesim frekansının üzerindeki sinyallerin sistemlere zarar vermesini ve girişime neden olmasını önlemektedir. Birinci dereceden II filtresi eleman başına 20 dB/decade kayıp sağlamaktadır. Yani toplamda üç adet pasif elaman için 60 dB/decade zayıflatma etkisi göstermektedir. İkinci dereceden II filtresi ise daha yüksek seviyede zayıflatma sağlayarak toplam 100 dB/decade kayıp sağlayabilir. İkinci dereceden II filtresinin daha güçlü bir EMI filtreleme çözümü sunmaktadır [6].



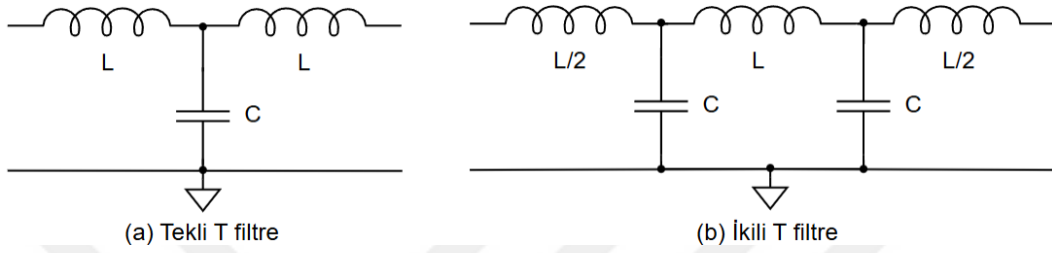
Şekil 2.11 (a) Tekli II filtre ve (b) ikili II filtre

Filtre tasarımında dikkat edilmesi gereken en önemli noktalardan biri kullanılan kapasitelerin empedans seviyesidir. Aşırı gerilim düşüşlerine neden olabilecek yüksek empedanslı kapasiteler filtre performansını olumsuz etkileyebilmektedir. Sistemde dengesizliklere yol açabilmektedir.

#### 2.3.2.2 T Filtre

T filtre EMI gürültüleri bastırmak için kullanılan iki indüktör ve bir kapasiteden oluşan bir alçak geçiren filtredir. DM gürültüsünü engellemekte etkilidir. Düşük empedanslı hatlarda yüksek performans göstermektedir. T filtrelerin ekleme kaybı değeri 20 dB/decade olarak hesaplanmaktadır. Birinci dereceden T filtresi toplam 60 dB/decade kayıp sağlarken ikinci dereceden bir T filtresi ise 100 dB/decade kayıp sağlamaktadır.

T filtresi düşük empedanslı hatlarda çok iyi çalışmaktadır. Bu durum T filtresinin endüktif giriş empedansının düşük hat empedansına katkıda bulunmasına ve kapasite için uygun bir çalışma ortamı oluşturmasına yardımcı olmaktadır. Ancak T filtrelerinin anahtarlama güç dönüştürücülerle çalışan yüklerde DC güç sistemlerinde asla kullanılmaması gerekmektedir. Bunun nedeni ise yük tarafındaki çıkış indüktörünün yüksek empedansının anahtarlama elemanlarına etkisi sonucunda sistemin düzgün çalışmasını engellemesidir.

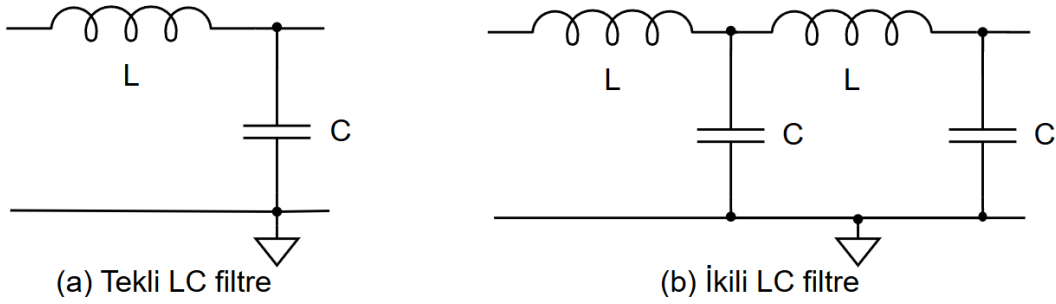


Şekil 2.12 (a) Tekli T filtre ve (b) ikili T filtre

### 2.3.2.3 LC Filtre

LC filtresi bir indüktör ve bir kapasiteden oluşmaktadır. EMI gürültüleri bastırmak için yaygın olarak kullanılan ve alçak geçiren bir filtredir. Düşük frekanslı sinyalleri geçirirken yüksek frekanslı parazitleri bastırarak sistemlerin daha kararlı bir sinyal almasını sağlamaktadır. LC filtresi özellikle DC güç sistemlerinde, SMPS'lerde, motor sürücülerinde ve hassas ölçüm sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. LC filtresi eleman başına 20 dB/decade ekleme kaybı sağlamaktadır. Birinci dereceden bir LC filtresi toplamda 40 dB/decade kayıp sunarken ikinci dereceden bir LC filtresi 80 dB/decade kayıp sağlamaktadır. Bu kayıplar kesme frekansından itibaren başlamakta dolayısıyla sistem tasarımında frekans bileşenlerinin dikkatlice analiz edilmesi gerekmektedir. LC filtresi özellikle yük tarafında bir anahtarlama elemanı bulunan DC sistemlerde en iyi sonucu veren bir filtredir. Ancak ikinci dereceden LC filtresi aynı miktarda kayıp sağlamak için gereken iki indüktörün toplam empedansının tek bir indüktörden daha düşük olması nedeniyle benzer sonuçlar vermeyebilmektedir. Aynı prensip kapasiteler için de geçerlidir. Daha küçük çıkış kondansatörleri anahtarlama elemanına yeterli enerji sağlayamayabilir. Bunun sonucunda tepeden tepeye gerilim dalgalanmalarının artmasına neden olmaktadır. Anahtarlama frekansında sistemin tepeden tepeye gerilim dalgalanması, anahtarlama elemanını besleyen gerilimden daha büyük bir gerilim düşüşü oluşturabilir. İkinci dereceden LC filtresi gerilim düşüşünün aşırı olmadığı

veya anahtarlama frekansının yeterince yüksek olduğu durumlarda başarılı bir şekilde çalışmaktadır.

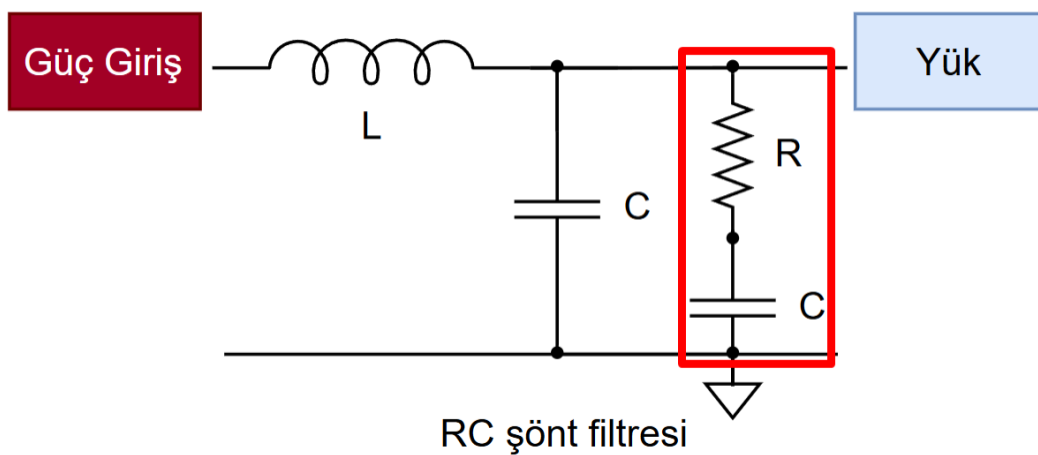


Şekil 2.13 (a) Tekli LC filtre ve (b) ikili LC filtre

#### 2.3.2.4 RC Şönt Filtre

RC şönt (damping) filtresi bir kapasite ve ona seri bağlanmış bir dirençten oluşmaktadır. Yüksek frekanslı girişimleri bastırmak ve empedans uyumluluğu sağlamak için kullanılmaktadır. Alçak geçiren filtre olarak çalışmakta yüksek frekanslı bileşenleri toprağa yönlendirerek sistemin daha temiz ve stabil çalışmasını sağlamaktadır. Düşük pasif eleman sayısı ve ekonomik tasarımı sayesinde yaygın olarak tercih edilen bir filtredir. RC şönt filtresi özellikle EMI filtreleme ve rezonans sönümlenme uygulamalarında kullanılmaktadır.

RC şönt filtresi yüksek empedanslı ve düşük akımlı devrelerde kullanıldığında, daha karmaşık yapıya sahip filtrelere kıyasla daha iyi sonuçlar verebilmektedir. Bu filtre iki temel amaç için kullanılmaktadır.



Şekil 2.14 RC şönt filtresi

Birisi LC rezonans devrelerine sönümlenme sağlamaktır. Q değeri 1'den küçük olacak şekilde tasarlanarak bir LC rezonans devresinin aşırı tepki vermesini

önlemektedir. Q faktörü rezonans tepe genliğinin bir ölçüsü olup yüksek Q değerleri devrede istenmeyen titreşim ve dalgalanmalara neden olmaktadır. RC şönt filtresi bu rezonansı kontrol altına alarak devrenin stabil çalışmasını sağlamaktadır.

$$Q = \frac{j\omega L}{R_{IN}} \quad (2.2)$$

İkinci kullanım amacı ise yapılar arası empedans uyumsuzluğunu ve parazitik etkileri azaltmaktır. Devrelerdeki empedans uyumsuzluğu, parazitik etkiler veya dış etkenler nedeniyle oluşan istenmeyen rezonans frekanslarını bastırmak için kullanılmaktadır. RC şönt filtresi belirli bir yüksek frekans rezonansına karşı rezonans oluşumunu engellemektedir. Bu frekansta oluşabilecek istenmeyen genlik yükselmelerini azaltmaktadır. RC şönt filtresi filtre kaybının belirlenmiş dB sınırları içinde kalmasını sağlamak için ilgili frekanstaki tepe genliğini düşürmeyi hedeflemektedir.

**Tablo 2.1** Filtre topolojileri karşılaştırma tablosu

<b>Özellik</b>	<b>RC Şönt Filtresi</b>	<b>LC Filtresi</b>	<b>Pi Filtresi (II)</b>	<b>Özellik</b>
<b>Bileşenler</b>	<b>1 Kapasite, 1 Direnç</b>	<b>1 İndüktör, 1 Kapasite</b>	<b>2 Kapasite, 1 İndüktör</b>	<b>2 İndüktör, 1 Kapasite</b>
<b>Zayıflatma Performansı</b>	<b>20 dB/decade</b>	<b>40 dB/decade</b>	<b>60 dB/decade</b>	<b>60 dB/decade</b>
<b>EMI Bastırma</b>	<b>Orta düzeyde</b>	<b>Daha iyi</b>	<b>En iyi</b>	<b>Çok iyi</b>
<b>Maliyet</b>	<b>En düşük</b>	<b>Orta</b>	<b>Yüksek</b>	<b>Yüksek</b>
<b>Boyut</b>	<b>Çok küçük</b>	<b>Orta</b>	<b>Büyük</b>	<b>Büyük</b>
<b>Düşük Frekansta Performans</b>	<b>Orta</b>	<b>Daha iyi</b>	<b>Çok iyi</b>	<b>Çok iyi</b>
<b>Yüksek Frekansta Performans</b>	<b>Orta</b>	<b>Daha iyi</b>	<b>Çok iyi</b>	<b>Çok iyi</b>
<b>Kullanım Alanları</b>	<b>Haberleşme, EMI filtreleme, empedans uyumu</b>	<b>Güç elektroniği, SMPS, motor sürücüler</b>	<b>Geniş bant EMI bastırma, askeri &amp; endüstriyel uygulamalar</b>	<b>Diferansiyel mod EMI bastırma, DC güç hatları, RF devreleri</b>
<b>PWM Anahtarlama Güç Kaynaklarında Kullanım</b>	<b>Uygun</b>	<b>Uygun</b>	<b>Uygun</b>	<b>Uygun değil</b>

# 3

## EMI FİLTRE TASARIMI

---

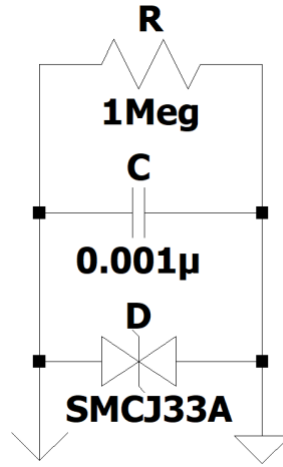
### 3.1 Filtre Tasarım Örnekleri ve Analizleri

Bu bölümde LTspice programında teorik olarak tasarlanmış gerilim düşürücü dönüştürücü devre yapısı ile hazır LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü entegresinin devre simülasyon sonuçları, emisyon değerleri, filtre tasarımları hesaplamaları, filtre tasarımlarının devre emisyon sonuçları incelenmiştir.

#### 3.1.1 Gerilim Düşürücü Dönüştürücü Filtre Tasarımı

Şase ve toprak bağlantısı devre şemalarında gösterilen elektronik sistemlerde şase (chassis) ve sinyal toprağı (signal ground) arasındaki EMI gürültü, dalgalanma (surge), ESD ve diğer gürültü etkilerini azaltmak için uygun filtreleme ve koruma yöntemleri kullanılmaktadır. Devre şema tasarımlarında kullanılan şase ile toprak bağlantı şeması Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Filtre tasarım ve analiz simülasyonlarında şase ve toprak bağlantısında Şekil 3.1'de gösterilen devre yapısı kullanılmıştır.

- Şase ve sinyal toprağı arasına yüksek frekansta etkili bir seramik kapasite (1 nF-100 nF aralığında) bağlanabilir. Kapasite, yüksek frekanslı gürültüleri kısa devre ederek girişimin sinyal toprağına yayılmasını engeller.
- Surge ve ESD koruması için TVS diyotlar kullanılabilir. Şase ve sinyal toprağı arasına bir TVS diyot ekleyerek ani gerilim artışlarını bastırabilir.
- Şase bağlantılarını uygun empedans değerinde direnç ile bağlanarak kapasite üzerindeki şarj-deşarj enerji etkileşimi ısı yoluyla atılması sağlanarak gürültü etkilerini minimize edebilir.



**Şekil 3.1** Şase ve toprak bağlantısı

LTspice programı FFT analizi, filtre tasarımı sürecinde kullanılmıştır. Zaman domainindeki sinyallerin frekans bileşenlerini ayrıştırarak filtrenin performansını, frekans domaininde inceleyebilme imkânı sağlamaktadır. Anahtarlama frekansları olan 850 kHz ve 1.2 MHz frekans değerleri ve harmoniklerindeki gürültü seviyelerini ölçerek filtrenin bu frekanslarda ne kadar bastırma sağlayabildiği gözlemlenebilmektedir.

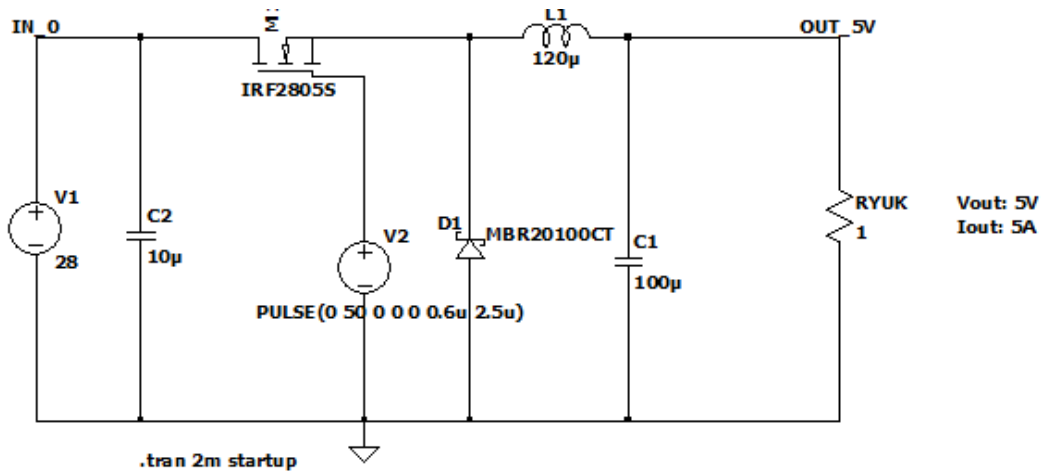
LTspice programı FFT analizlerinin filtre tasarımındaki önemi yalnızca performans değerlendirmesiyle sınırlı kalmamaktadır. Aynı zamanda filtre tasarım optimizasyonuna da olanak tanımaktadır. Filtre öncesi ve sonrası FFT analiz sonuçlarının karşılaştırılmasıyla birlikte zayıflatma miktarı doğrudan gözlemlenebilmektedir. L ile C değerleri ayarlanarak kesim frekansını ( $f_c$ ) ve K oranını hesaplamayı, hedef değerlere oransal olarak yakınlaştırmayı sağlamaktadır. LTspice programında FFT analizi, dB'den dB $\mu$ V'a seviyesine dönüştürülmesi ile EMC standartlarına uyumluluk sağlayabilmektedir.

LTspice programında FFT analizlerin çıkış sinyalleri genellikle desibel (dB) cinsindedir. Bu bir referans gerilim değeri olan ve genelde 1 V üzerinden genlik veya güç oranı olarak hesaplanmaktadır.  $20 \cdot \log_{10}(V/V_{ref})$  formülüyle ifade edilmektedir. CE102 EMC test standartları, gerilim seviyelerini mutlak bir birim olan dB $\mu$ V (mikrovolt desibel) cinsinden ile tanımlanmaktadır ve  $20 \cdot \log_{10}(V/\mu V)$  formülüyle hesaplanmaktadır. LTspice programında FFT analizlerinde alınan dB değerlerini dB $\mu$ V'a çevirmek için referans 1 V ise bu referans değeri dönüştürülmelidir.  $dB\mu V = dB + 120$  dönüşümü uygulanmalıdır. Formüldeki 120 dB farkı, 1 V ile 1  $\mu$ V arasındaki  $10^6$  katından kaynaklanır. LTspice programında

FFT analizleri simülasyonunda dBV cinsinden alınan sonuçları  $10^6$  katı ile çarparak dB $\mu$ V cinsinden verilere dönüştürebilir. Bu dönüşüm, LTspice programında simülasyon sonuçlarını EMC standartlarıyla karşılaştırılabilir hale getirerek filtre tasarımının pratik değerlendirmesini mümkün kılmaktadır.

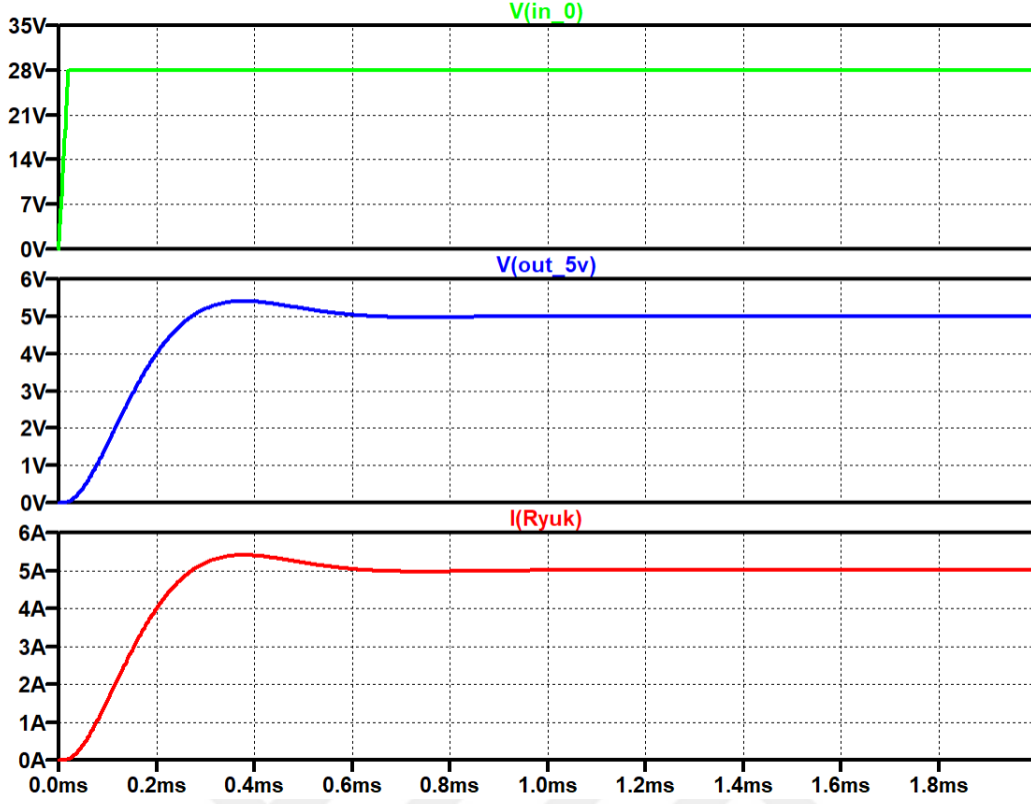
### 3.1.1.1 400 kHz Gerilim Düşürücü Dönüştürücü

Gerilim düşürücü dönüştürücü devre yapısı ile oluşturulmuş 28V giriş gerilim değerine, 400 kHz anahtarlama frekansına, 5V çıkış gerilim ve 5A çıkış akım değerine sahip DC/DC gerilim düşürücü dönüştürücü şeması incelenmiştir. Şekil 3.2’de gerilim düşürücü dönüştürücü şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.2 5V/5A gerilim düşürücü dönüştürücü

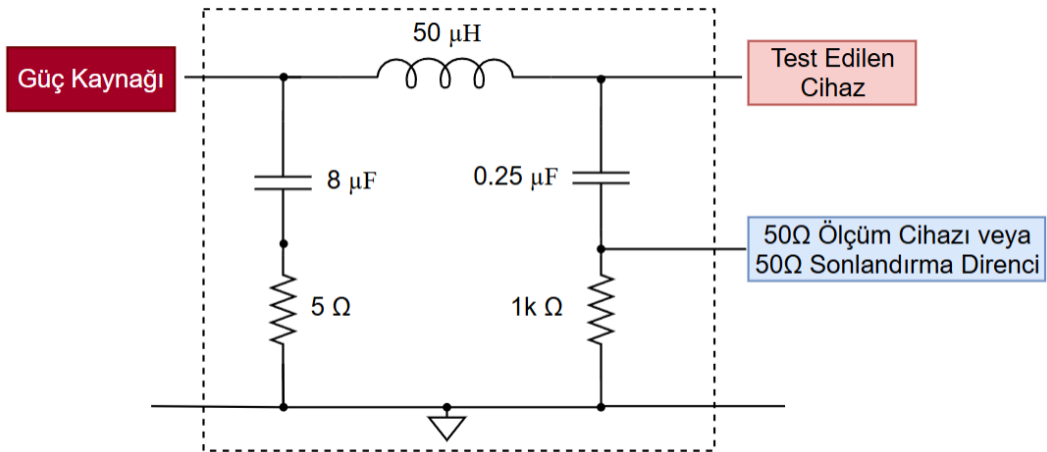
5V/5A çıkış değerine sahip gerilim düşürücü dönüştürücünün giriş gerilimi ( $V_{IN}$ ), çıkış gerilimi ( $V_{OUT}$ ) ve çıkış akım ( $I_{Ryuk}$ ) değerlerine ait LTspice grafikleri Şekil 3.3’te gösterilmiştir.



Şekil 3.3 5V/5A gerilim düşürücü dönüştürücü  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$ ,  $I_{Ryuk}$

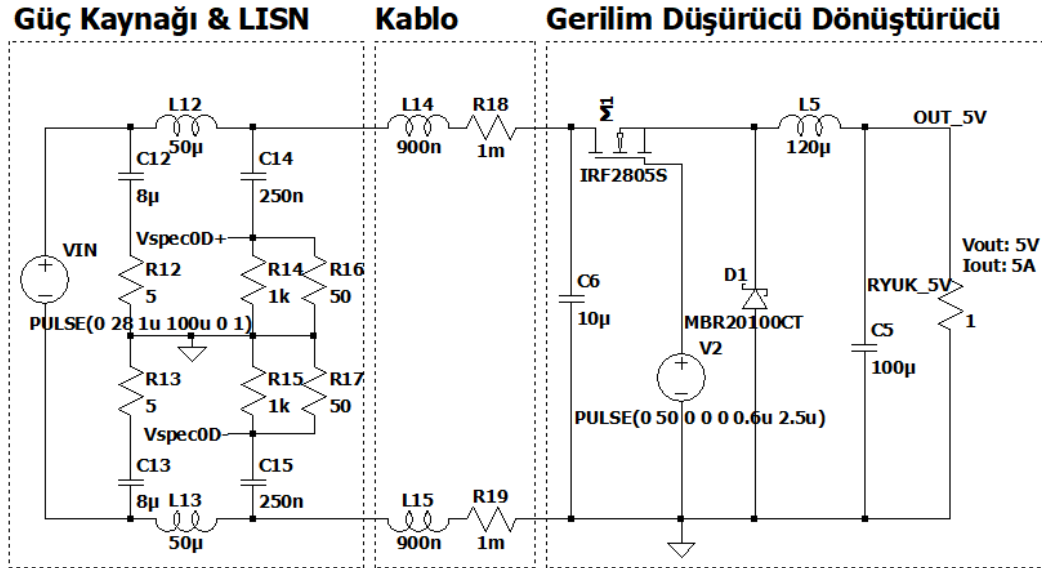
- **Girişine LISN Eklenmiş 400 kHz Gerilim Düşürücü Dönüştürücü**

EUT (Equipment Under Test) beslemeleri için kullanılan güç kaynaklarında gürültü bulunabilmektedir. EUT haricinde var olabilecek gürültüleri engellemek için EMC testlerinde LISN cihazı kullanılmaktadır. Şekil 3.4'te LISN devre şeması gösterilmiştir. LTspice programındaki EMI filtre analizlerinde LISN yapısı kullanılarak tasarım ve analiz süreçleri değerlendirilmiştir.

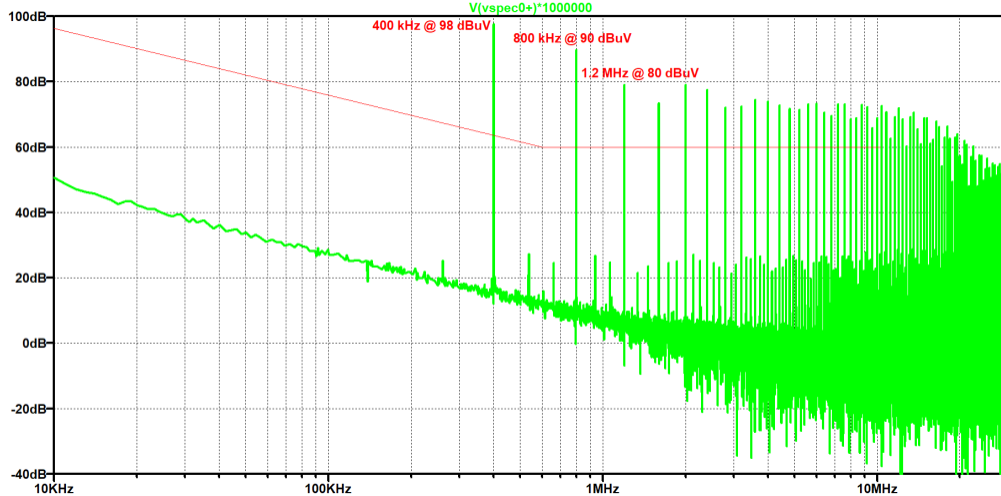


Şekil 3.4 50 ohm sonlandırılmalı LISN devre şeması

28V besleme girişine 5V/5A çıkış değerlerine sahip gerilim düşürücü dönüştürücü devresine FFT analizleri için LISN eklenmiştir. Devre şeması Şekil 3.5'te gösterilmiştir.

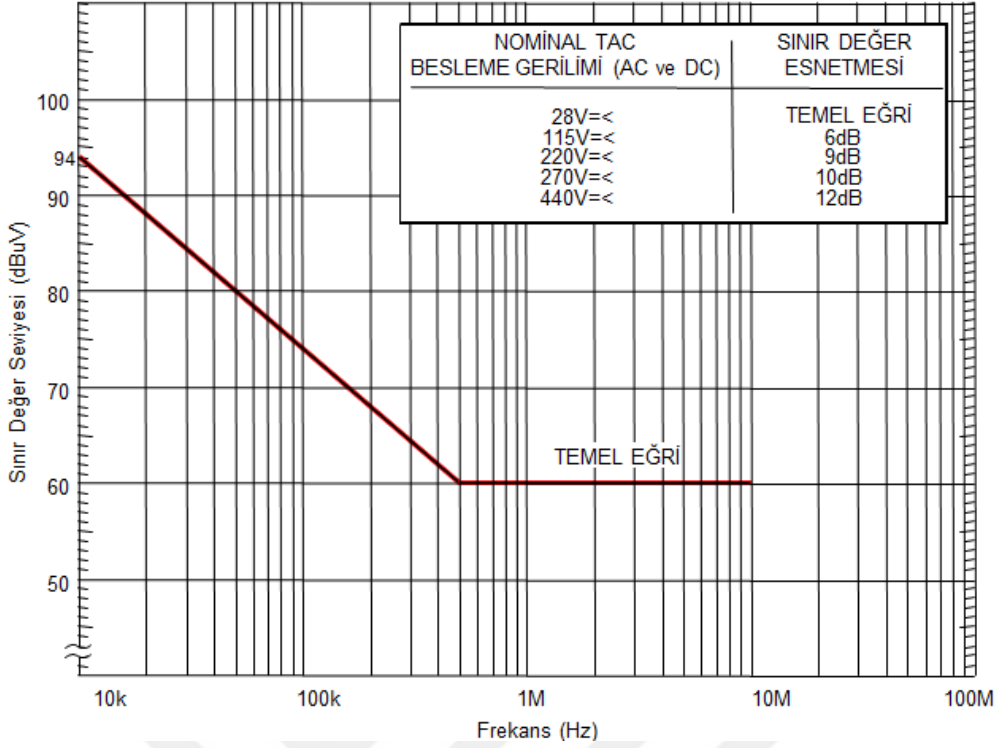


Şekil 3.5 5V/5A LISN eklenmiş gerilim düşürücü dönüştürücü



Şekil 3.6 5V/5A gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analizi

28V besleme girişine 5V/5A çıkış değerlerine sahip gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait FFT analizleri Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Şekil 3.6 incelendiğinde 400 kHz frekans değerinde ve harmoniklerinde emisyon değerinin Şekil 3.7'de gösterilen CE102 temel eğri seviyesinin üzerinde olduğu görülmektedir. 400 kHz ve harmoniklerinde gözlemlenen emisyon değerinin CE102 temel eğri seviyesinin altına düşürülebilmesi için minimum 38 dBµV zayıflatma sağlayacak filtre tasarımı devrenin girişine eklenmelidir.



**Şekil 3.7** Tüm uygulamalar için CE102 limiti

Gerilim düşürücü dönüştürücü devre simülasyonunda gözlemlenen 38 dB $\mu$ V değeri gürültü seviyesine 3 dB $\mu$ V değeri kadar tolerans payı eklendiğinde 41 dB $\mu$ V değerine sahip filtre tasarımı yapılması gerekmektedir.

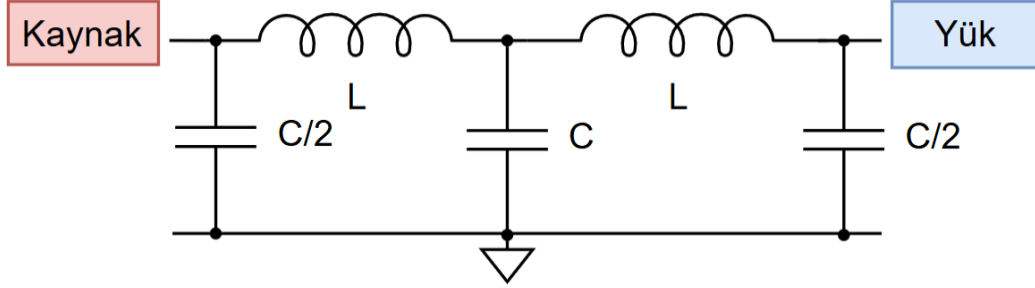
Filtre tasarım ve analizlerinde LTspice programında FFT analizleri simülasyonunda dBV değerinden alınan sonuçlar,  $10^6$  katı ile çarpılarak dB $\mu$ V değerinde verilere dönüştürülmüştür.

- **400 kHz Gerilim Düşürücü Dönüştürücü EMI Filtre Tasarım ve Analizi**

Filtre tasarımlarında kullanılan ikinci dereceden filtrelerin K değerleri EK-A'da belirtilmiştir. İkinci dereceden  $\Pi$ , T ve LC filtrelerine ait zayıflatma oranları EK-A'da 20 log dB sütunlarında belirtilmektedir. Şekil 3.6'da gösterilen gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analizi incelendiğinde 41 dB $\mu$ V zayıflatma oranına sahip ikinci dereceden  $\Pi$ , T ve LC filtreleri kullanılabilir. EK-A'da gösterilen ikinci dereceden filtre yapıları için K tablosu incelendiğinde, 41 dB $\mu$ V zayıflatma değerine sahip ikinci dereceden  $\Pi$ , T ve LC filtreleri için K değerinin 4 olduğu görülmektedir.

- **II Filtre Tasarım ve Analizi**

Şekil 3.8’de gerilim düşürücü dönüştürücü devresinde filtre tasarımı için kullanılacak II filtre şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.8 İkinci dereceden II filtre

Tasarlanacak ikinci dereceden II filtrenin indüktör ve kapasite değerleri aşağıdaki denklemler ile hesaplanmıştır.

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{28V}{1.4A} = 20 \text{ ohm} \quad (3.1)$$

$$f_c = \frac{f_{SW}}{K} = \frac{400000}{4} = 100 \text{ kHz} \quad (3.2)$$

$$L = \frac{R_{IN}}{2\pi f_c} = \frac{20}{2 * 3.14 * 100000} = 31.8 \cong 33 \text{ uH} \quad (3.3)$$

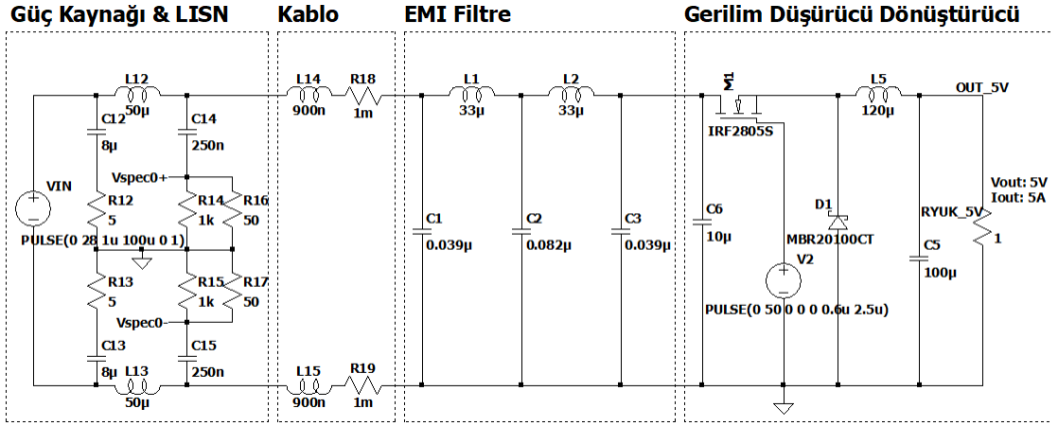
$$\frac{L}{2} = 16.5 \cong 15 \text{ uH} \quad (3.4)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R_{IN}} = \frac{L}{R_{IN}^2} = \frac{31.8 * 10^{-6}}{20^2} = 79.5 \cong 82 \text{ nF} \quad (3.5)$$

$$\frac{C}{2} = 41 \cong 39 \text{ nF} \quad (3.6)$$

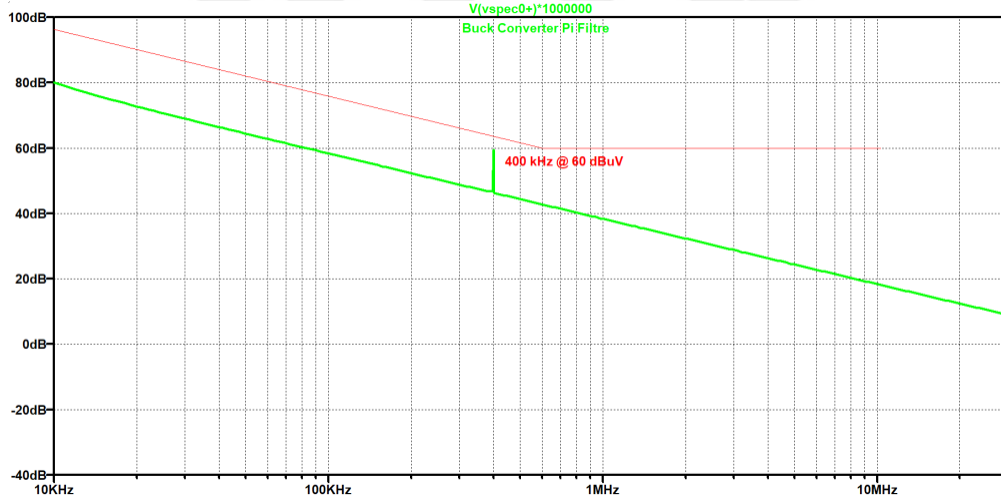
II filtresinin indüktör değeri 31.8  $\mu$ H değeri olarak hesaplanmıştır. Bu değere en yakın yaygın olarak kullanılmakta olan indüktör değeri 33  $\mu$ H’dir. II filtresinde kullanılacak C değerli kapasite için 0.082  $\mu$ F değerine sahip kapasite kullanılabilir. C/2 kapasite değeri için ise 0.039  $\mu$ F değerine sahip kapasite kullanılabilir.

Şekil 3.9’da gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden II filtre devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.9 İkinci dereceden Pi filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü

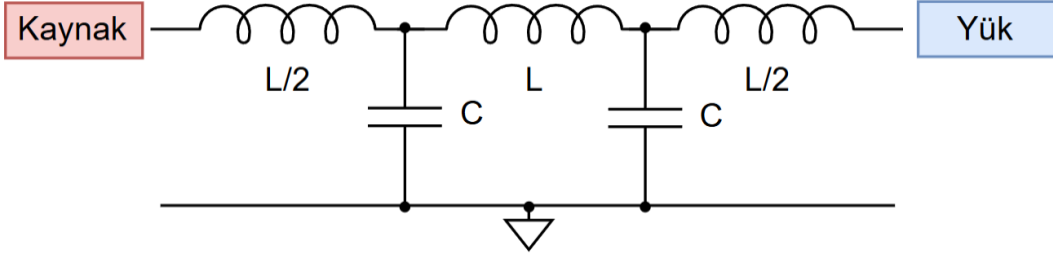
İkinci dereceden Pi filtre eklenmesi sonucunda gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasına ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.10’da gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde 400 kHz frekans değerinde gözlemlenen 41 dB $\mu$ V değerindeki fazla gürültü değerinin, CE102 temel limit eğrisinin 400 kHz frekans değerindeki 60 dB $\mu$ V sınır seviyesinin altında kaldığı görülmektedir.



Şekil 3.10 İkinci dereceden Pi filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz

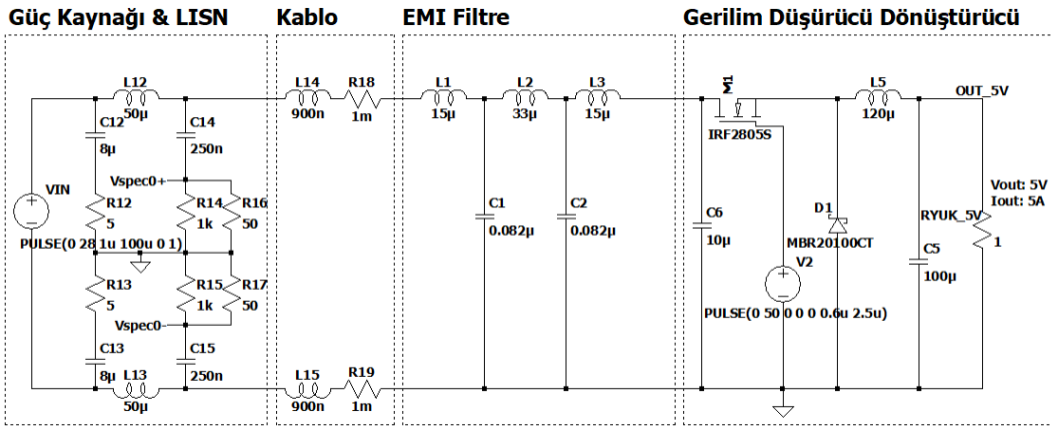
- **T Filtre Tasarım ve Analizi**

T filtresinde indüktör değeri olarak 33  $\mu$ H değeri kullanılacaktır. T filtresinde 0.082  $\mu$ F değerine sahip kapasite kullanılacaktır. L/2 indüktör değeri için ise 15  $\mu$ H değerine sahip indüktör kullanılabilir. Şekil 3.11’de gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak T filtre şeması gösterilmiştir.



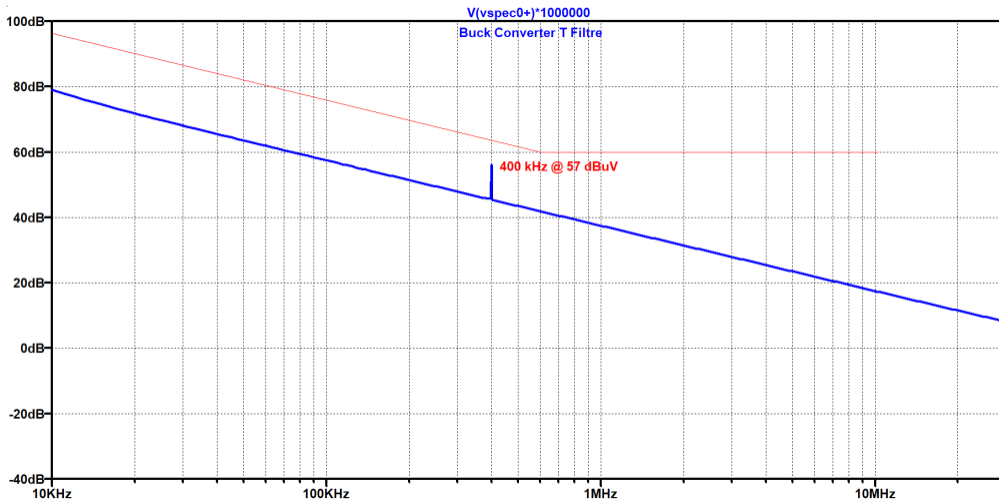
Şekil 3.11 İkinci dereceden T filtre

Gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden T filtre devre şeması Şekil 3.12’de gösterilmiştir.



Şekil 3.12 İkinci dereceden T filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü

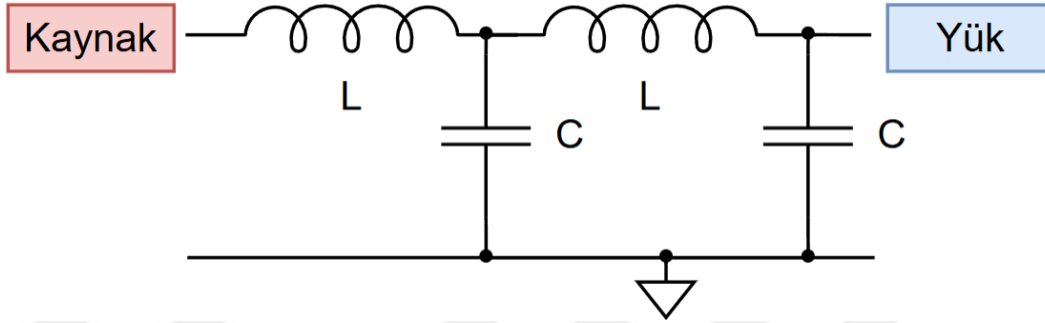
İkinci dereceden T filtre eklenmesi sonucunda gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasına ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.13’de gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde 400 kHz frekans değerinde gözlemlenen 41 dB $\mu$ V değerindeki fazla gürültü değerinin, CE102 temel limit eğrisinin 400 kHz frekans değerindeki 60 dB $\mu$ V sınır seviyesinin altında kaldığı görülmektedir.



Şekil 3.13 İkinci dereceden T filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz

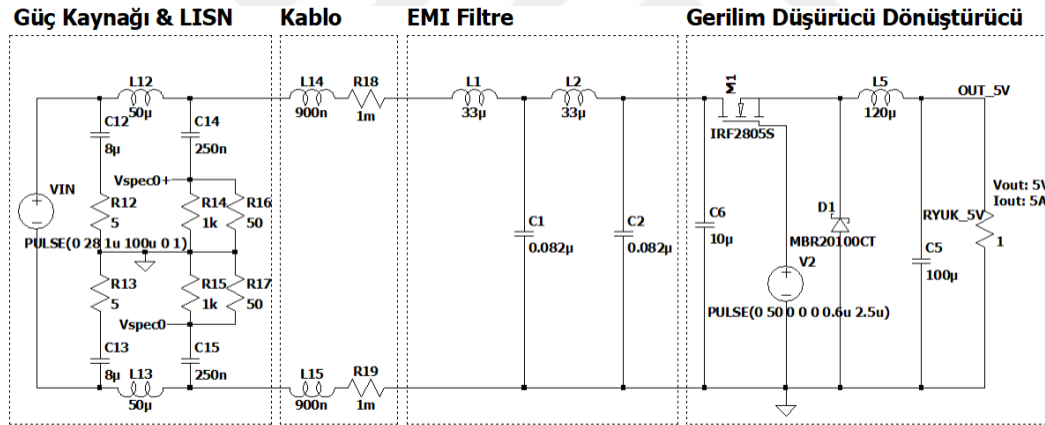
- **LC Filtre Tasarım ve Analizi**

LC filtresinde indüktör değeri olarak 33  $\mu$ H değeri kullanılacaktır. LC filtresinde 0.082  $\mu$ F değerine sahip kapasite kullanılacaktır. Gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak LC filtre şeması Şekil 3.14’de gösterilmiştir.



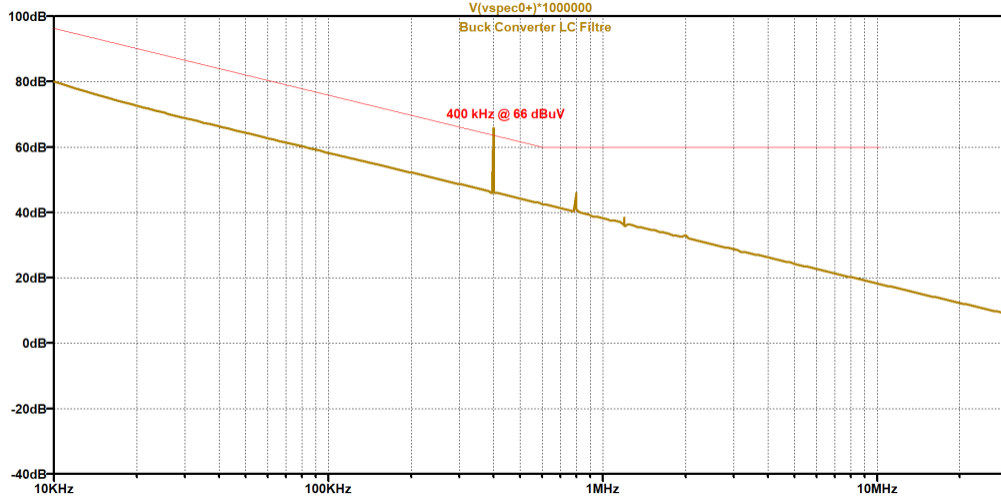
**Şekil 3.14** İkinci dereceden LC filtre

Şekil 3.15’de gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden LC filtre devre şeması gösterilmiştir.



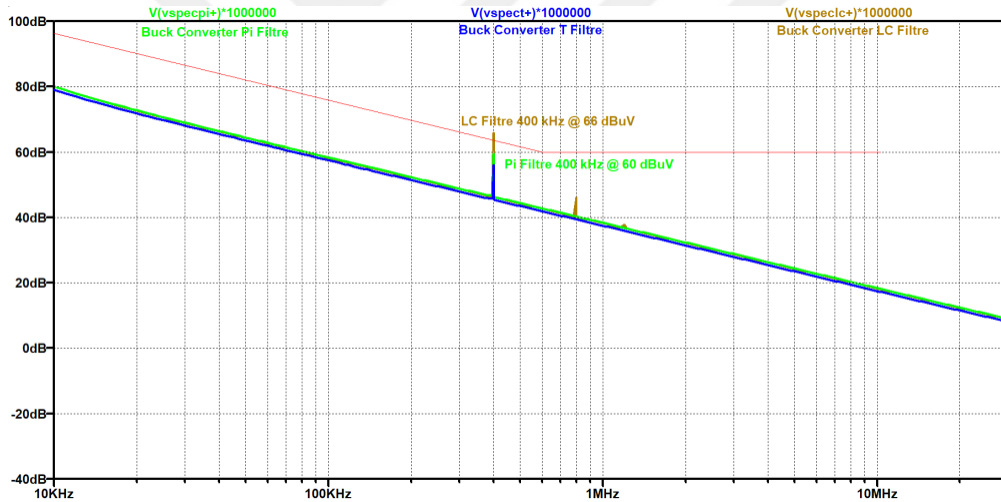
**Şekil 3.15** İkinci dereceden LC filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü

İkinci dereceden LC filtre eklenmesi sonucunda gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasına ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.16’da gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde 400 kHz frekans değerinde ölçülen gürültü seviyesinin CE102 temel limit eğrisinin üstünde kaldığı gözlemlenmektedir.



**Şekil 3.16** İkinci dereceden LC filtre gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz

II, T ve LC filtre sonuçları incelendiğinde II ve T filtrelerini CE102 temel limit eğrisinin üstünde kalan 41 dB $\mu$ V değerindeki gürültüyü başarılı bir şekilde bastırıldığı gözlemlenmiştir.



**Şekil 3.17** II, T ve LC filtre 400 kHz gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz

400 kHz anahtarlama frekansına sahip DC/DC gerilim düşürücü dönüştürücü devresi için II ve T filtreleri kullanılabilir. Anahtarlama eleman içeren devrelerde T filtresi yerine II filtre kullanılması tavsiye edilmektedir. İndüktör sayısı arttığında anahtarlama elemanları üzerindeki etkisi sonucunda devrenin verimi düşebilmektedir.

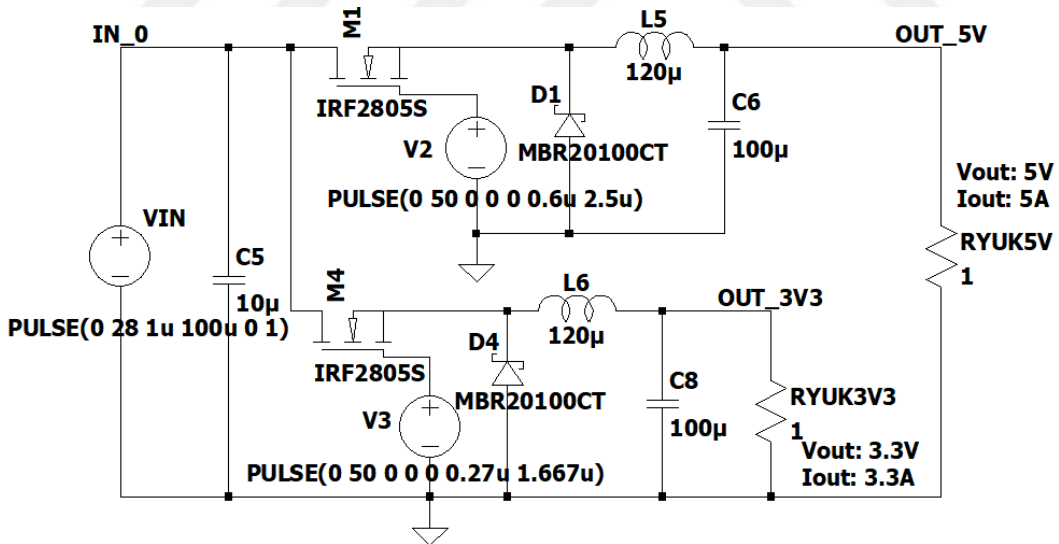
### 3.1.1.2 400 kHz ve 600 kHz Gerilim Düşürücü Dönüştürücü

Gelişmiş devre tasarımlarında birden çok anahtarlama frekansına sahip güç dönüştürücülerine ihtiyaç duyulabilmektedir. Bu ihtiyacı karşılayabilmek için birden çok güç dönüştürücüsü veya birden çok çıkışı olan tek bir güç dönüştürücüsü

kullanılmaktadır. İki veya daha fazla anahtarlama frekansına sahip güç dönüştürücülerin gürültüye karşı hassaslıkları tek anahtarlama frekansına sahip güç dönüştürücülere göre farklılık göstermektedir. İki tane anahtarlama frekansına sahip güç dönüştürücülere elektromanyetik filtre tasarımı yapılması gerektiğinde kesim frekansına dikkat edilmesi gerekmektedir.

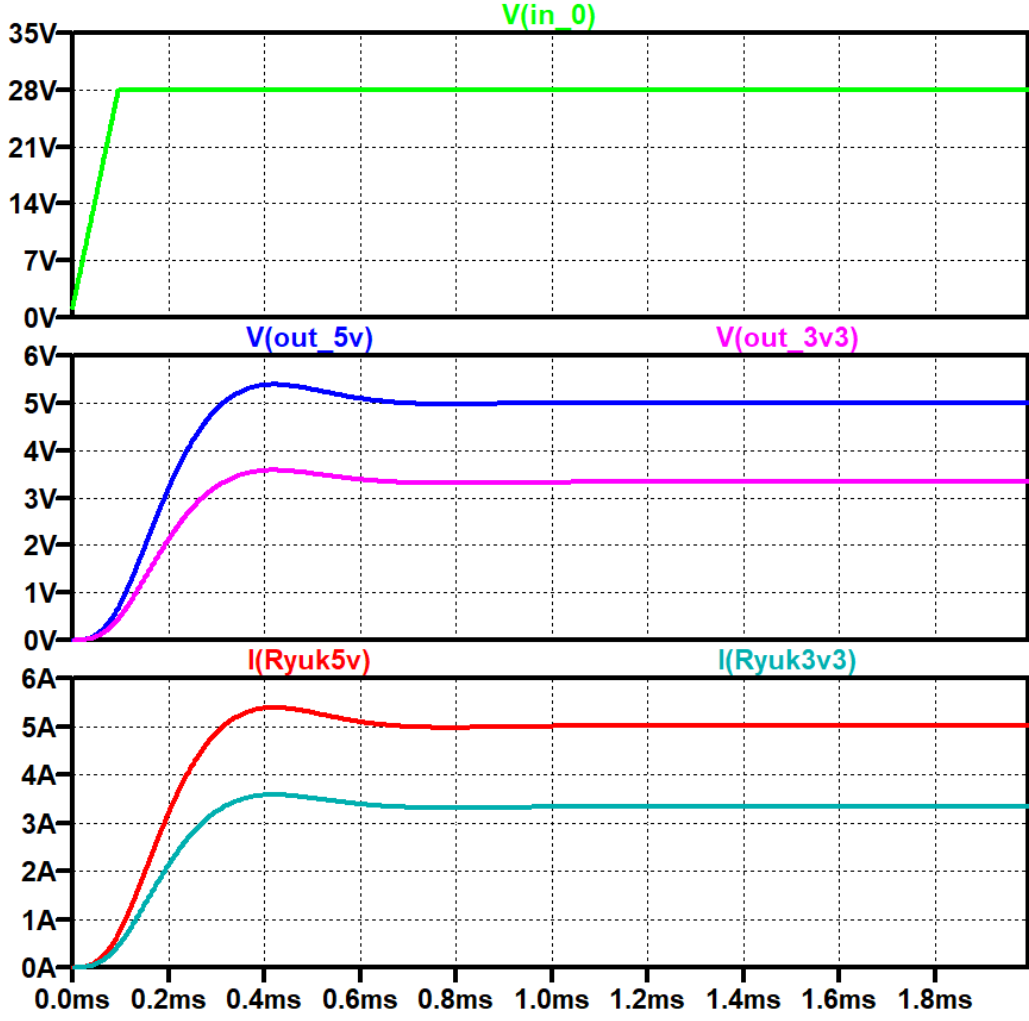
Öncelikle iki tane anahtarlama elemanına sahip devrenin ihtiyaç duyduğu filtre tasarımı yapılacağı frekans değerleri, harmonikleri, zayıflatma oranları ve giriş empedans değerlerini belirlemek gerekmektedir. En yüksek olan harmonik değerini belirledikten sonra zayıflatma oran değerlerini kullanarak kesim frekansları hesaplanır. Farklı frekans değerlerine sahip kesim frekanslarından daha küçük kesim frekansı değerine sahip olan frekans değerine göre filtre tasarımı yapılması gerekmektedir.

Gerilim düşürücü dönüştürücü devre yapısı ile oluşturulmuş 28V giriş gerilim değerine, 400 kHz ve 600 kHz anahtarlama frekanslarına, 5V/5A ve 3.3V/3.3A çıkış değerlerine sahip DC/DC gerilim düşürücü dönüştürücü şeması Şekil 3.18’de gösterilmiştir.



Şekil 3.18 5V/5A ve 3.3V/3.3A gerilim düşürücü dönüştürücü

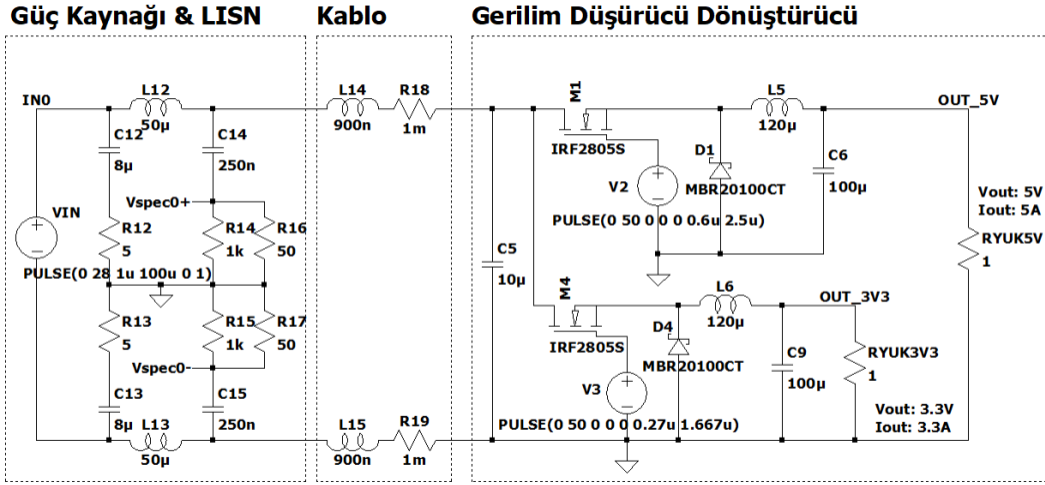
5V/5A ve 3.3V/3.3A çıkış değerlerine sahip gerilim düşürücü dönüştürücünün giriş gerilimi ( $V_{IN}$ ), çıkış gerilimleri ( $V_{OUT}$ ) ve çıkış akımları ( $I_{R_{yük}}$ ) değerlerine ait LTspice grafikleri Şekil 3.19’da gösterilmiştir.



Şekil 3.19 5V/5A ve 3.3V/3.3A gerilim düşürücü dönüştürücü  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$ ,  $I_{Ryuk}$

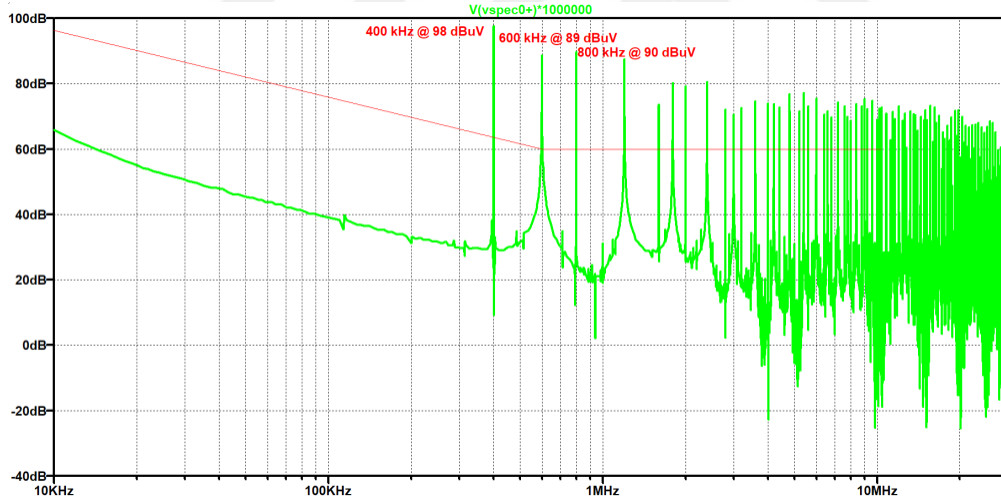
- Girişine LISN Eklenmiş 400 kHz ve 600 kHz Gerilim Düşürücü Dönüştürücü

28V besleme girişine 5V/5A ve 3.3V/3.3A çıkış değerlerine sahip gerilim düşürücü dönüştürücü devresine FFT analizleri için LISN eklenmiş devre şeması Şekil 3.20'de gösterilmiştir.



**Şekil 3.20** 5V/5A ve 3.3V/3.3A LISN eklenmiş gerilim düşürücü dönüştürücü

28V besleme girişine 5V/5A ve 3.3V/3.3A çıkış değerlerine sahip gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait FFT analizleri Şekil 3.21’de gösterilmiştir. Şekil 3.21 incelendiğinde 400 kHz ve 600 kHz frekans değerlerinde ve harmoniklerinde emisyon değerinin Şekil 3.7’de gösterilen CE102 temel eğri seviyesinin üzerinde olduğu görülmektedir.



**Şekil 3.21** 5V/5A ve 3.3V/3.3A gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analizi

400 kHz frekans değeri ve harmoniklerinde gözlemlenen emisyon değerinin CE102 temel eğri seviyesinin altına düşürülebilmesi için maksimum 38 dB $\mu$ V zayıflatma sağlayacak filtre tasarımı devrenin girişine eklenmelidir. Gerilim düşürücü dönüştürücü devre simülasyonunda gözlemlenen 38 dB $\mu$ V değeri gürültü seviyesine 3 dB $\mu$ V değeri kadar tolerans payı eklendiğinde 41 dB $\mu$ V değerine sahip filtre tasarımı yapılması gerekmektedir.

600 kHz frekans değeri ve harmoniklerinde gözlemlenen emisyon değerinin CE102 temel eğri seviyesinin altına düşürülebilmesi için ise maksimum 29 dB $\mu$ V zayıflatma sağlayacak filtre tasarımı devrenin girişine eklenmelidir. Gerilim düşürücü dönüştürücü devre simülasyonunda gözlemlenen 29 dB $\mu$ V değeri gürültü seviyesine 3 dB $\mu$ V değeri kadar tolerans payı eklendiğinde 33 dB $\mu$ V değerine sahip filtre tasarımı yapılması gerekmektedir.

- **400 kHz ve 600 kHz Gerilim Düşürücü Dönüştürücü EMI Filtre Tasarım ve Analizi**

Filtre tasarımlarında kullanılan ikinci dereceden filtrelerin K değerleri EK-A'da belirtilmiştir. Şekil 3.21'de gösterilen gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analizi incelendiğinde 400 kHz frekans değerinde 41 dB $\mu$ V ve 600 kHz frekans değerinde 32 dB $\mu$ V zayıflatma oranına sahip ikinci dereceden  $\Pi$ , T ve LC filtreleri kullanılabilir. EK-A'da gösterilen ikinci dereceden filtre yapıları için K tablosu incelendiğinde, 41 dB $\mu$ V zayıflatma değerine sahip ikinci dereceden  $\Pi$ , T ve LC filtrelerinin K değerinin 4 olduğu görülmekteyken, 32 dB $\mu$ V zayıflatma değerine sahip ikinci dereceden  $\Pi$ , T ve LC filtrelerinin K değerinin 3.3 olduğu görülmektedir.

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{28V}{2.08A} = 13.46 \text{ ohm} \quad (3.7)$$

$$f_c = \frac{f_{SW}}{K} = \frac{400000}{4} = 100 \text{ kHz} \quad (3.8)$$

$$f_c = \frac{f_{SW}}{K} = \frac{600000}{3.3} = 181.81 \text{ kHz} \quad (3.9)$$

400 kHz ve 600 kHz farklı frekans anahtarlama değerlerine sahip gerilim düşürücü dönüştürücünün kesim frekanslarından daha küçük kesim frekansı değerine sahip olan kesim frekans değerine göre filtre tasarımları yapılacaktır. 400 kHz anahtarlama frekansı için kesim frekansı 100 kHz hesaplanmıştır.

- **$\Pi$  Filtre Tasarım ve Analizi**

Gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak  $\Pi$  filtre şeması Şekil 3.8'de gösterilmiştir. Tasarlanacak ikinci dereceden  $\Pi$  filtrenin indüktör ve kapasite değerleri aşağıdaki denklemler ile hesaplanmıştır.

$$L = \frac{R_{IN}}{2\pi f_c} = \frac{13.46}{2 * \pi * 100000} = 21.42 \cong 22 \mu H \quad (3.10)$$

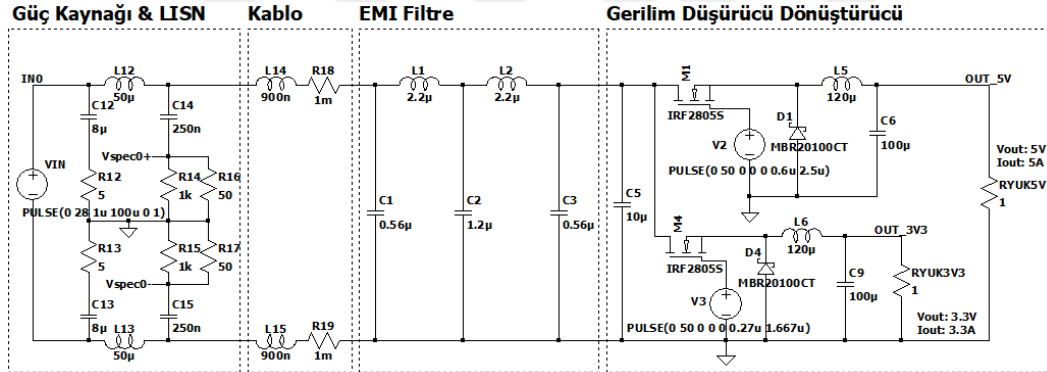
$$\frac{L}{2} = 11 \cong 12 \mu H \quad (3.11)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R_{IN}} = \frac{L}{R_{IN}^2} = \frac{21.42 * 10^{-6}}{(13.46)^2} = 0.118 \cong 0.12 \mu F \quad (3.12)$$

$$\frac{C}{2} = 0.06 \cong 0.056 \mu F \quad (3.13)$$

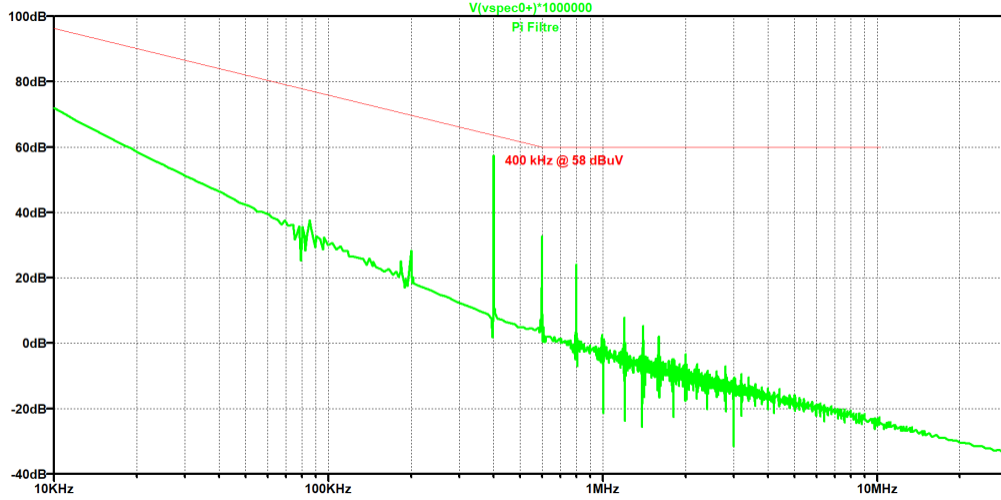
II filtresinin indüktör değeri 21.42  $\mu$ H değeri olarak hesaplanmıştır. Bu değere en yakın yayın olarak kullanılmakta olan indüktör değeri 22  $\mu$ H'dir. II filtresinde kullanılacak C kapasite için 0.118  $\mu$ F değeri için 0.12  $\mu$ F değerine sahip kapasite kullanılabilir. C/2 kapasite değeri için ise 0.056  $\mu$ F değerine sahip kapasite kullanılabilir.

Şekil 3.22'de gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden II filtre devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.22 İkinci dereceden II filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü

İkinci dereceden II filtre eklenmesi sonucunda gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasına ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.23'de gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde 400 kHz frekans değerinde gözlemlenen 41 dB $\mu$ V değerindeki fazla gürültü değerinin, CE102 temel limit eğrisinin 400 kHz frekans değerindeki 60 dB $\mu$ V sınır seviyesinin altında kaldığı görülmektedir.

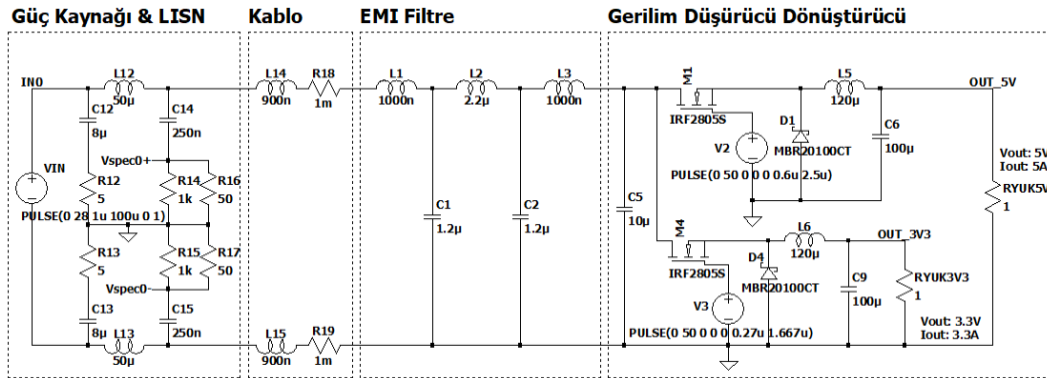


Şekil 3.23 İkinci dereceden Π filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz

- T Filtre Tasarım ve Analizi

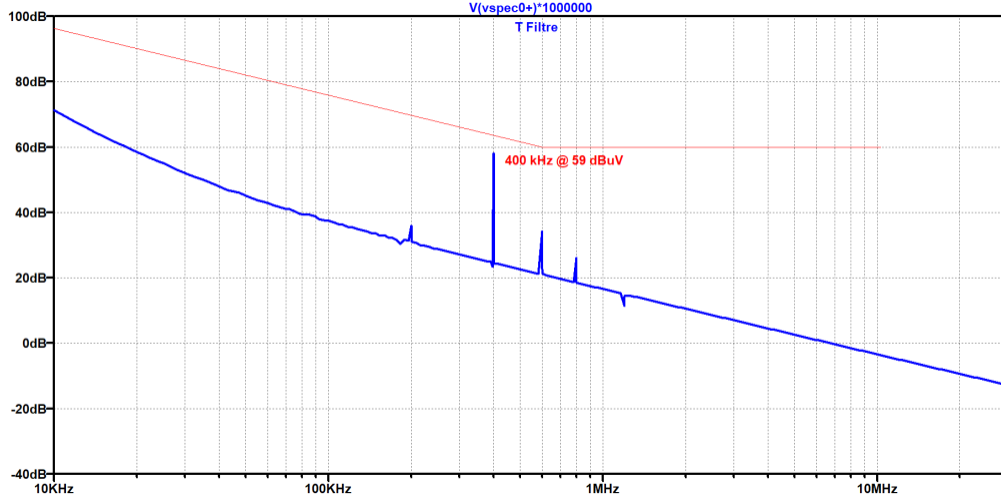
T filtresinde indüktör değeri olarak  $22 \mu\text{H}$  değeri kullanılacaktır. T filtresinde  $0.12 \mu\text{F}$  değerine sahip kapasite kullanılacaktır.  $L/2$  indüktör değeri için ise  $12 \mu\text{H}$  değerine sahip indüktör kullanılabilir. Gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak T filtre şeması Şekil 3.11’de gösterilmiştir.

Gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden T filtre devre şeması Şekil 3.24’de gösterilmiştir.



Şekil 3.24 İkinci dereceden T filtreli gerilim düşürücü dönüştürücü

İkinci dereceden T filtre eklenmesi sonucunda gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasına ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.25’de gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde  $400 \text{ kHz}$  frekans değerinde gözlemlenen  $41 \text{ dB}\mu\text{V}$  değerindeki fazla gürültü değerinin, CE102 temel limit eğrisinin  $400 \text{ kHz}$  frekans değerindeki  $60 \text{ dB}\mu\text{V}$  sınır seviyesinin altında kaldığı görülmektedir.

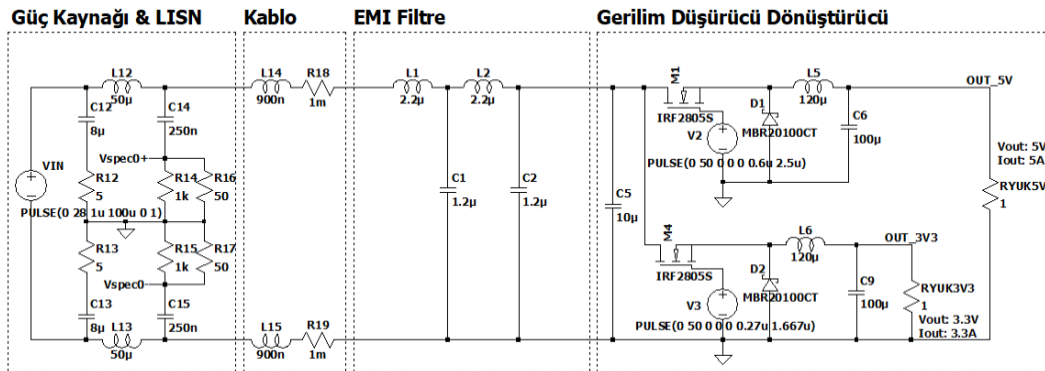


Şekil 3.25 İkinci dereceden T filtrelili gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz

- **LC Filtre Tasarım ve Analizi**

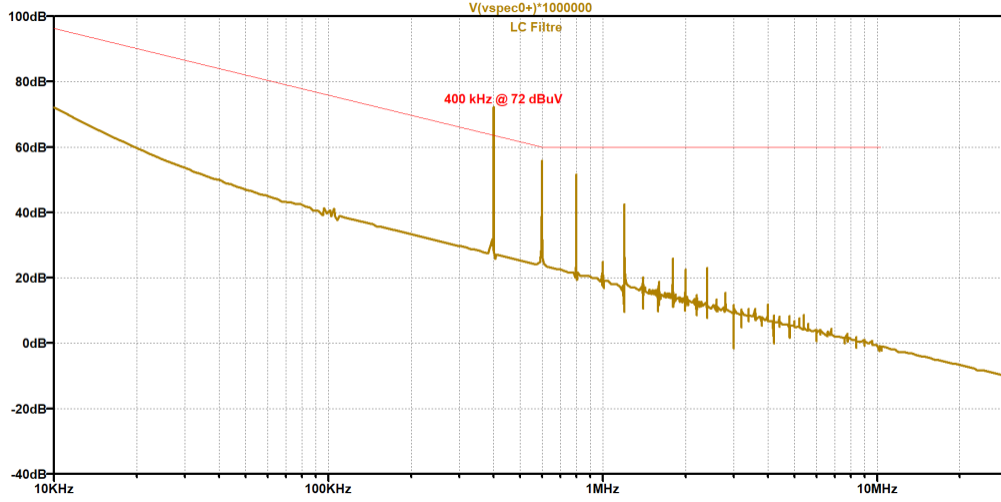
LC filtresinde indüktör değeri olarak  $22 \mu\text{H}$  değeri kullanılacaktır. LC filtresinde  $0.12 \mu\text{F}$  değerine sahip kapasite kullanılacaktır. Gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak LC filtre şeması Şekil 3.14’de gösterilmiştir.

Gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden LC filtre devre şeması Şekil 3.26’da gösterilmiştir.



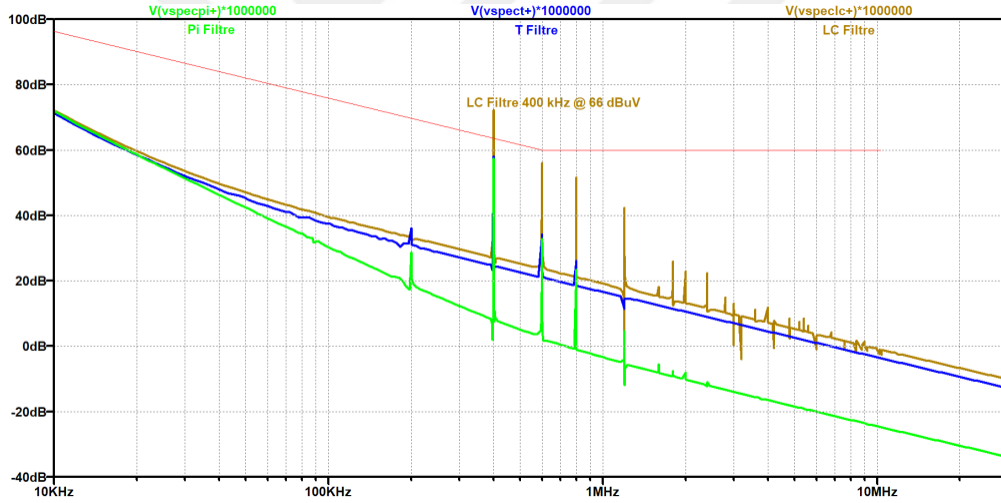
Şekil 3.26 İkinci dereceden LC filtrelili gerilim düşürücü dönüştürücü

İkinci dereceden LC filtre eklenmesi sonucunda gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasına ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.27’de gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde  $400 \text{ kHz}$  frekans değerinde ölçülen gürültü seviyesinin CE102 temel limit eğrisinin üstünde kaldığı gözlemlenmektedir.



Şekil 3.27 İkinci dereceden LC filtre gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz

II, T ve LC filtre sonuçları incelendiğinde II ve T filtrelerini CE102 temel limit eğrisinin üstünde kalan 41 dB $\mu$ V değerindeki gürültüyü başarılı bir şekilde bastırdığı gözlemlenmiştir.



Şekil 3.28 II, T ve LC filtre 400 kHz ve 600 kHz gerilim düşürücü dönüştürücü FFT analiz

400 kHz ve 600 kHz anahtarlama frekanslarına sahip DC/DC gerilim düşürücü dönüştürücü devresi için II ve T filtreleri kullanılabilir. Anahtarlama elemanı içeren devrelerde T filtresi yerine II filtre kullanılması tavsiye edilmektedir. İndüktör sayısı arttığında anahtarlama elemanları üzerindeki etkisi sonucunda devrenin verimi düşebilmektedir.

### 3.1.1.3 1.2 MHz LTM8073 Sessiz Anahtarlama Modülü Regülatörü

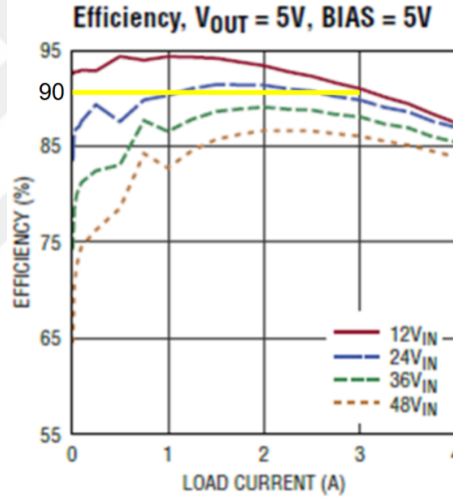
LTM8073 sessiz anahtarlama modülü regülatörü devre yapısı ile oluşturulmuş 28V giriş gerilim değerine, 1.2 MHz anahtarlama frekansına, 5V çıkış gerilim ve 3A çıkış akım değerine sahip LTM8073 devre şeması incelenmiştir.

$$V_{IN} = 28V \quad (3.13)$$

$$V_{OUT} = 5V \quad (3.14)$$

$$I_{OUT} = 3A \quad (3.15)$$

LTM8073 entegresinin teknik dokümanı incelendiğinde 28V giriş gerilimi ve 5V çıkış gerilim değerinde verim değerinin yaklaşık olarak %90 olduğu Şekil 3.29'da gösterilmiştir [16].



Şekil 3.29 LTM8073 devresi 5V çıkış gerilimi yük akımı değişimleri [16]

LTM8073 entegresinin 28V giriş gerilimi, 5V çıkış gerilimi ve 3A çıkış akımına sahipken doluluk oranı değeri, çıkış güç değeri, giriş akım ve giriş empedans değerleri aşağıda hesaplanmıştır.

$$D = \frac{V_{OUT}}{\eta V_{IN}} = \frac{5}{0.9 * 28} = 0.1984 \quad (3.16)$$

$$P_{OUT} = V_{OUT} * I_{OUT} = 5 * 3 = 15 W \quad (3.17)$$

$$I_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta V_{IN}} = \frac{5 * 3}{0.9 * 28} = \frac{15W}{25.2V} = 0.5952 \cong 0.595A \quad (3.18)$$

$$Z_{IN} = R_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{28}{0.595} = 47.06 \cong 50 \text{ ohm} \quad (3.19)$$

Gerçekte, giriş empedansı frekansa bağlıdır ve filtre tasarımı için LISN sonlandırma empedansı ( $R_{LISN}=50 \text{ ohm}$ ) kullanılır.  $Z_{IN}=47 \text{ ohm}$  tasarımda referans olabilir ancak  $R_{IN}=50 \text{ ohm}$  kabul edilerek hesaplamalar yapılacaktır. LTM8073 entegresinde 5V çıkış gerilim değeri ve 3A çıkış akım değeri için yük direnci hesaplanmıştır.

$$R_L = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{5V}{3A} = 1.667 \text{ ohm} \quad (3.20)$$

LTM8073 entegresinin teknik dokümanında 3A çıkış akım değerine sahip devre yapılarında çıkış gerilimi dalgalanma (output voltage ripple) değeri 10mV olarak belirtilmektedir [16].

$$\Delta V_{out} = 10 \text{ mV} \quad (3.21)$$

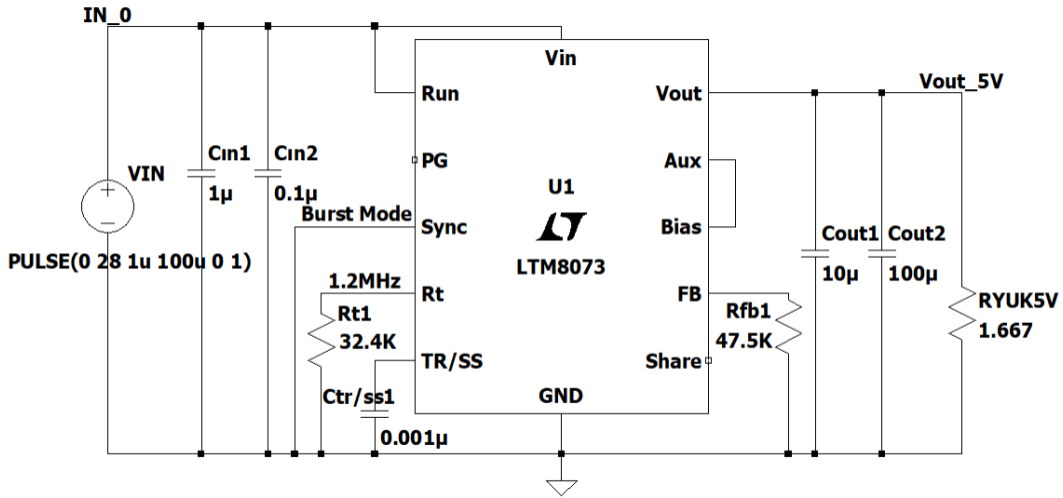
LTM8073 entegresinin üreticisi Analog Device firması LTM8073 entegresinin dahili indüktör değerinin  $2.2 \mu\text{H}$  olduğunu belirtmektedir [16]. Akım dalgalanması toleransı aşağıda hesaplanmıştır.

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT} * (1 - D)}{f_{SW} * L_{int}} = \frac{5 * 0.8016}{1.245 * 10^6 * 2.2 * 10^{-6}} \cong 1.463A \quad (3.22)$$

$$\frac{\Delta I_L}{I_{out}} = \frac{1.463}{3} \cong 0.488 \text{ (%48.8)} \quad (3.23)$$

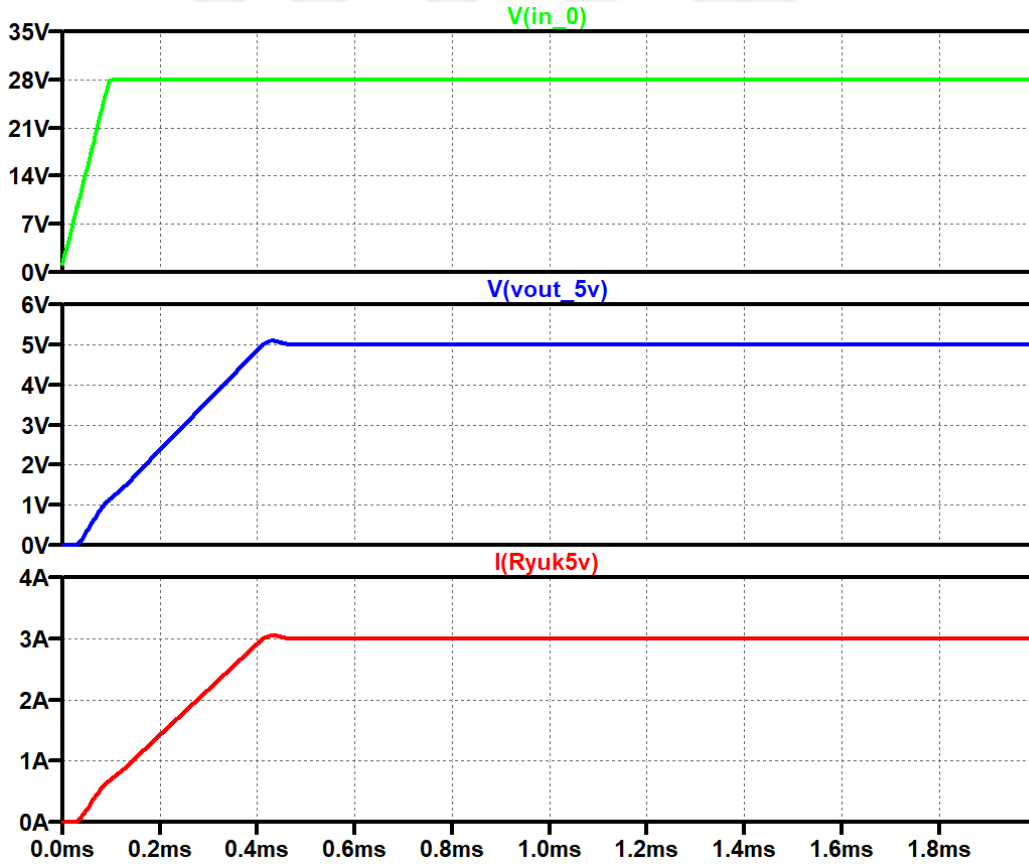
LTM8073 entegresini dahili indüktör değerine göre çıkış akım dalgalanması (output current ripple) toleransı hesaplandığında yaklaşık olarak %48 değeri hesaplanmıştır. Yüzde 48 değeri yüksek bir değerdir. Verilen değerlere göre hesaplanan akım dalgalanması değeri hesaplamalarda kabul edilecektir.

Yapılan hesaplamalar sonucunda 28V giriş gerilimi, 5V çıkış gerilimi ve 3A çıkış akım değerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre şeması Şekil 3.30'da gösterilmiştir.



Şekil 3.30 5V/3A LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi

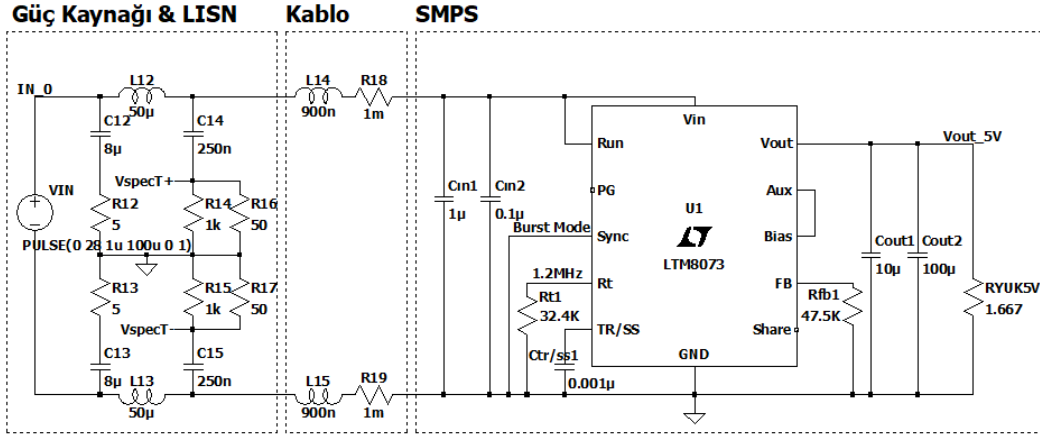
5V çıkış gerilim ve 3A çıkış akım değerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş gerilimi ( $V_{IN}$ ), çıkış gerilimi ( $V_{OUT}$ ) ve çıkış akım ( $I_{Ryuk}$ ) değerlerine ait LTspice grafikleri Şekil 3.31’de gösterilmiştir.



Şekil 3.31 5V/3A LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$ ,  $I_{Ryuk}$

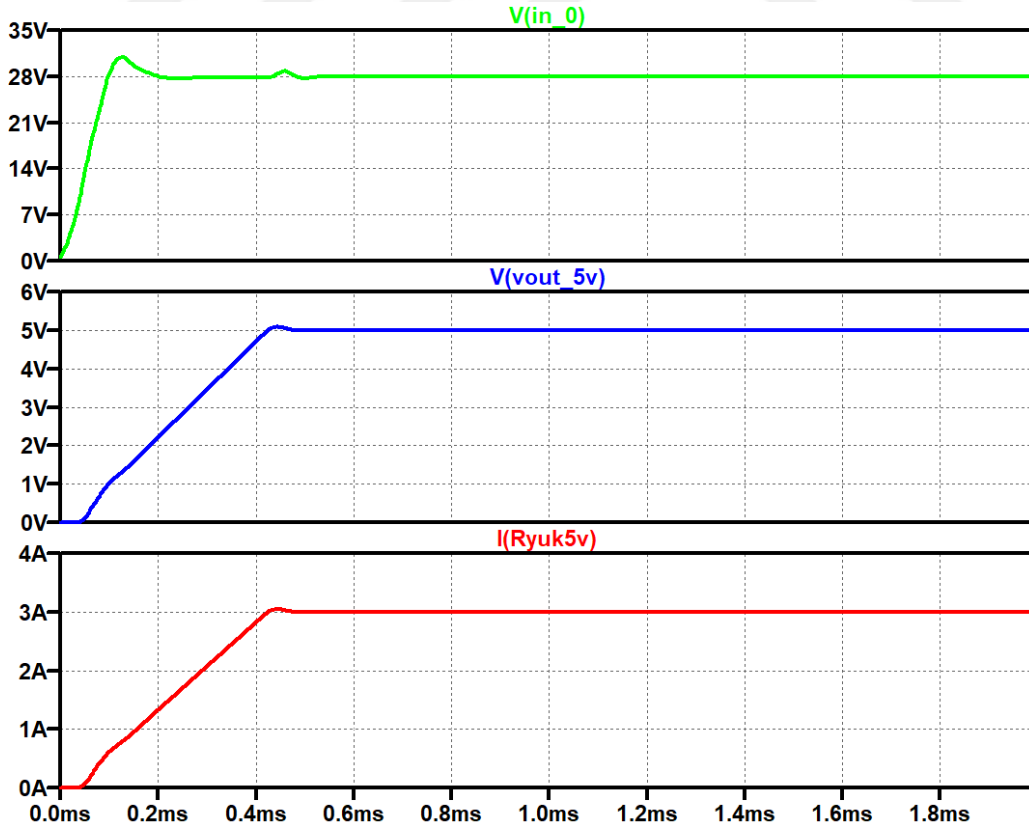
- Girişine LISN Eklenmiş LTM8073

28V besleme girişine 5V çıkış gerilim ve 3A akım değerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine, FFT analizleri için LISN eklenmiş devre şeması Şekil 3.32’de gösterilmiştir.

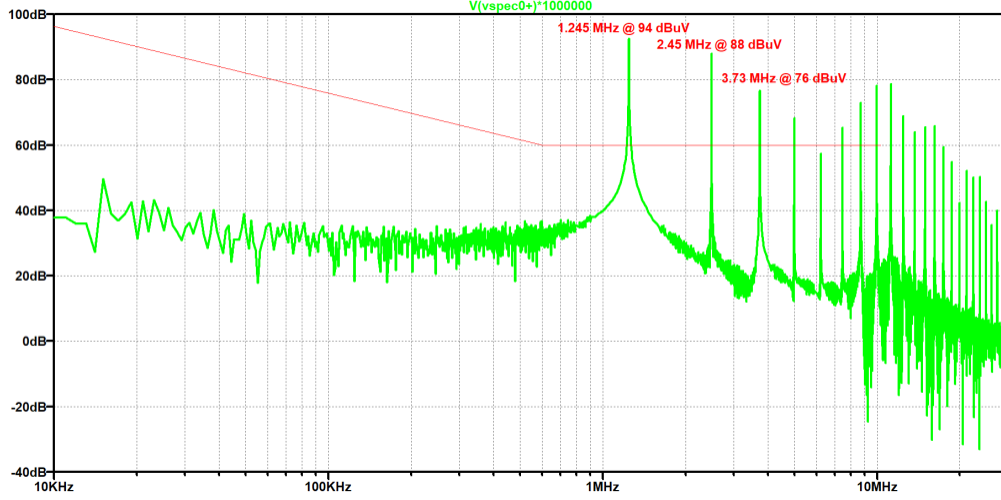


Şekil 3.32 LISN eklenmiş LTM8073 devresi

5V çıkış gerilim ve 3A çıkış akım değerine sahip girişine LISN eklenmiş LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş gerilimi ( $V_{IN}$ ), çıkış gerilimi ( $V_{OUT}$ ) ve çıkış akım ( $I_{Ryuk}$ ) değerlerine ait LTspice grafikleri Şekil 3.33’de gösterilmiştir.



Şekil 3.33 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073 devresi  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$ ,  $I_{Ryuk}$



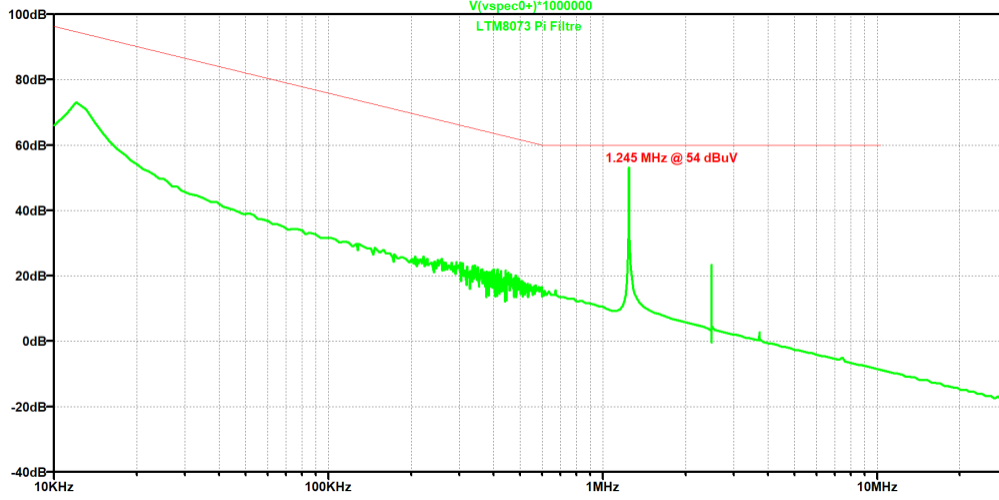
Şekil 3.34 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073 devresi FFT analizi

28V besleme girişine 5V çıkış gerilim ve 3A akım değerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait FFT analizleri Şekil 3.34'de gösterilmiştir. Şekil 3.34 incelendiğinde 1.245 MHz frekans değerinde ve harmoniklerinde emisyon değerinin Şekil 3.7'de gösterilen CE102 temel eğri seviyesinin üzerinde olduğu görülmektedir. 1.245 MHz ve harmoniklerinde gözlemlenen emisyon değerinin CE102 temel eğri seviyesinin altına düşürülebilmesi için 34 dB $\mu$ V zayıflatma sağlayacak filtre tasarımı devrenin girişine eklenmelidir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre simülasyonunda gözlemlenen 34 dB $\mu$ V değeri gürültü seviyesine 3 dB $\mu$ V değeri kadar tolerans payı eklendiğinde 37 dB $\mu$ V değerine sahip filtre tasarımı yapılması gerekmektedir.

- **EMI Filtre Tasarım ve Analizi**

Filtre tasarımlarında kullanılan ikinci dereceden filtrelerin K değerleri EK-A'da belirtilmiştir. İkinci dereceden II, T ve LC filtrelerine ait zayıflatma oranları EK-A'da 20 log dB sütunlarında belirtilmektedir. Şekil 3.33'de gösterilen LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresinin FFT analizi incelendiğinde 37 dB $\mu$ V zayıflatma oranına sahip ikinci dereceden II, T ve LC filtreleri kullanılabilir. Tasarımın optimize edilmesi için II, T ve LC filtreleri incelenecektir. EK-A'da gösterilen ikinci dereceden filtre yapıları için K tablosu incelendiğinde, 37 dB $\mu$ V zayıflatma değerine sahip ikinci dereceden II, T ve LC filtrelerinin K değeri için 4 seçilmiştir. K değeri 4 için 40.98 dB oranında zayıflatma sağlanabilmektedir.





**Şekil 3.36** İkinci dereceden  $\Pi$  filtrelili LTM8073 devresi FFT analizi

Tasarlanan  $\Pi$  filtrenin  $C_3$  kapasitesi ile LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresinin giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  paralel olduklarından dolayı giriş kapasiteleri kesim frekansını etkilemektedir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasının giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek yeniden hesaplanmıştır.

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{4.7 * 10 * 10^{-18}}{(4.7 + 10) * 10^{-9}} \cong 3.197 \text{ nF} \quad (3.28)$$

$$C_{3,eff} = C_{in1} + C_{in2} + C_3 = 1.1 \text{ uF} + 4.7 \text{ nF} = 1.104 \cong 1.1 \text{ uF} \quad (3.29)$$

$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{10 * 1100 * 10^{-18}}{(10 + 1100) * 10^{-9}} \cong 9.91 \text{ nF} \quad (3.30)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{27 * 10^{-6} * 3.197 * 10^{-9}}} = 541 \text{ kHz} \quad (3.31)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{27 * 10^{-6} * 9.91 * 10^{-9}}} = 307 \text{ kHz} \quad (3.32)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{541000 * 307000} = 407.5 \text{ kHz} \quad (3.33)$$

$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{407.5 \text{ kHz}} \cong 3.05 \quad (3.34)$$

$f_{c1}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör etkisi incelendiğinde,  $L=27 \text{ } \mu\text{H}$  düşük frekans değerlerinde bastırma oranını artırır

ancak ortalama kesim frekansı ( $f_{c,avg} \cong 407.5 \text{ kHz}$ ) ve K değeri yaklaşık olarak ( $K_{avg} \cong 3.05$ ) hedefin altındadır ( $K=4$  istenilen).  $f_{c1}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör değerleri sabit tutularak kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı düşürülebilir.

$$C_{eq1} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi * 311250)^2 * 27 * 10^{-6}} \cong 9.67 \text{ nF} \quad (3.35)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 9.67 \text{ nF}, \quad C_2 = 2 * C_1 \quad (3.36)$$

$C_2 \cong 22 \text{ nF}$  olacak şekilde yeniden eş değer frekansı hesaplanmıştır.

$$C_1 = C_3 = \frac{C_2}{2} = 11 \cong 10 \text{ nF} \quad (3.37)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{10 * 22}{10 + 22} = 6.875 \text{ nF} \quad (3.38)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{27 * 10^{-6} * 6.875 * 10^{-9}}} = 369 \text{ kHz} \quad (3.39)$$

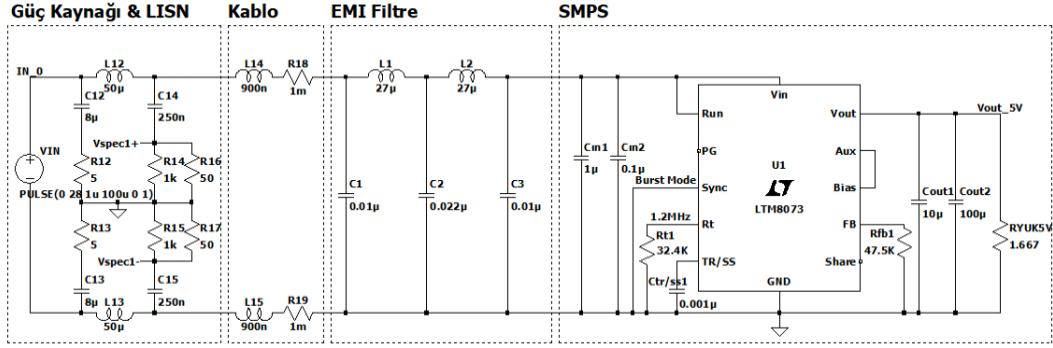
$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{22 * 1100 * 10^{-18}}{(22 + 1100) * 10^{-9}} \cong 21.62 \text{ nF} \quad (3.40)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{27 * 10^{-6} * 21.62 * 10^{-9}}} = 208 \text{ kHz} \quad (3.41)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{369000 * 208000} = 277 \text{ kHz} \quad (3.42)$$

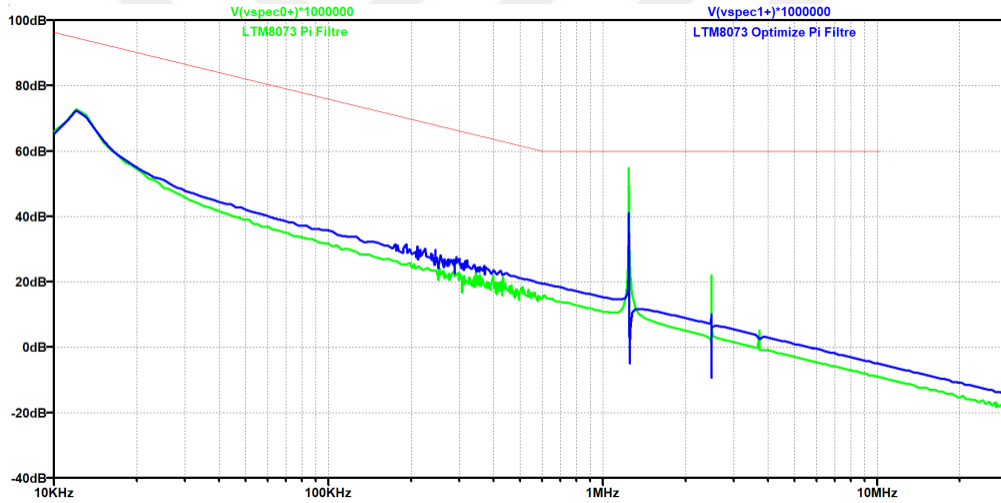
$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{277 \text{ kHz}} \cong 4.49 \quad (3.43)$$

Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 277 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını sağlayabilmektedir. Kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı ve zayıflatma oranına göre hesaplanarak tasarlanan  $\Pi$  filtresi Şekil 3.37’de gösterilmiştir.



Şekil 3.37 Optimize edilmiş Π filtreli LTM8073 devresi

Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş Π filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.38’de gösterilmiştir. Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş Π filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, her iki filtrenin de düşük ve yüksek frekans değerlerinde aynı bastırma oranına sahip olduğu görülmektedir. 1.245 MHz ve harmoniklerinde optimize edilmiş Π filtresi daha çok gürültü bastırabilmektedir.



Şekil 3.38 Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş Π filtresi FFT analizi

Şekil 3.38’de grafikte görülen gürültü seviyeleri MIL-STD-461G standardı CE102 test limitleri açısından uyumludur. Ancak 1.245 MHz değerinde görülen yüksek gürültü seviyesini bastırabilmek için filtre optimize edilmiştir. Daha fazla gürültü seviyesi bastırabilmek için K değerini arttırmak başka bir optimizasyon çözümdür. K değeri 5 olacak şekilde Π filtresi aşağıda yeniden hesaplanmıştır.

$$f_c = \frac{f_{SW}}{K} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{5} \cong 249 \text{ kHz} \quad (3.44)$$

$$L = \frac{R_{IN}}{2\pi f_c} = \frac{50}{2 * \pi * 249 \text{ kHz}} = 31.95 \cong 33 \text{ uH} \quad (3.45)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R_{IN}} = \frac{L}{R_{IN}^2} = \frac{1}{2 * \pi * 249 \text{ kHz} * 50} = 12.78 \cong 15 \text{ nF} \quad (3.46)$$

$$\frac{C}{2} = 7.5 \cong 8.2 \text{ nF} \quad (3.47)$$

LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresinin giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek yeniden hesaplanmıştır.

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{8.2 * 15 * 10^{-18}}{(8.2 + 15) * 10^{-9}} \cong 5.3 \text{ nF} \quad (3.48)$$

$$C_{3,eff} = C_3 + C_{in1} + C_{in2} = 1.1 \text{ uF} + 8.2 \text{ nF} \cong 1.1 \text{ uF} \quad (3.59)$$

$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{15 * 1100 * 10^{-18}}{(15 + 1100) * 10^{-9}} \cong 14.8 \text{ nF} \quad (3.50)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{33 * 10^{-6} * 5.3 * 10^{-9}}} = 381 \text{ kHz} \quad (3.51)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{33 * 10^{-6} * 14.8 * 10^{-9}}} = 228 \text{ kHz} \quad (3.52)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{541000 * 307000} = 294.7 \text{ kHz} \quad (3.53)$$

$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{294.7 \text{ kHz}} \cong 4.22 \quad (3.54)$$

$f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör etkisi incelendiğinde,  $L=33 \mu\text{H}$  düşük frekans bastırmasını artırır ancak ortalama kesim frekansı ( $f_{c,avg} \cong 294.7 \text{ kHz}$ ) ve  $K$  değeri yaklaşık olarak ( $K_{avg} \cong 4.22$ ) hedefin altındadır ( $K=5$  istenilen).  $f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör değerleri sabit tutularak kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı düşürülebilir.

$$C_{eq1} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi * 249000)^2 * 33 * 10^{-6}} \cong 12.37 \text{ nF} \quad (3.55)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 12.37 \text{ nF} \quad (3.56)$$

$C_2 \cong 33 \text{ nF}$  olacak şekilde yeniden eş değeri frekansı hesaplanmıştır.

$$C_1 = C_3 = \frac{C_2}{2} = 16.5 \cong 15 \text{ nF} \quad (3.57)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{15 * 33}{15 + 33} = 10.31 \text{ nF} \quad (3.58)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{33 * 10^{-6} * 10.31 * 10^{-9}}} = 261 \text{ kHz} \quad (3.59)$$

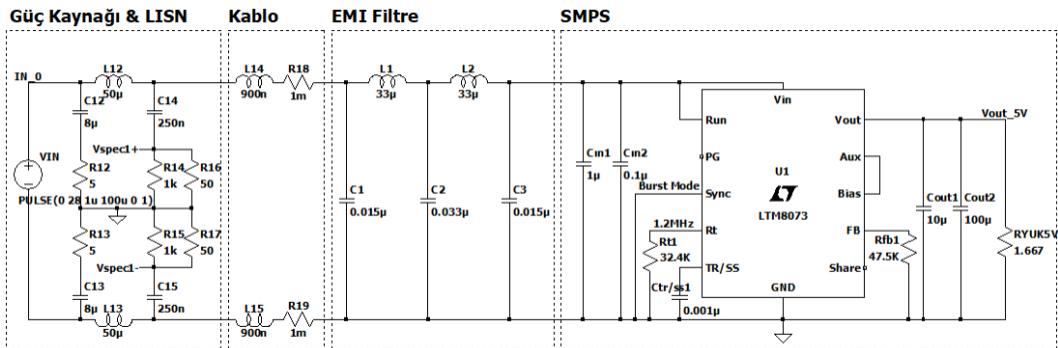
$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{33 * 1100 * 10^{-18}}{(33 + 1100) * 10^{-9}} \cong 32.02 \text{ nF} \quad (3.60)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{33 * 10^{-6} * 21.62 * 10^{-9}}} = 157 \text{ kHz} \quad (3.61)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{261000 * 157000} = 202.4 \text{ kHz} \quad (3.62)$$

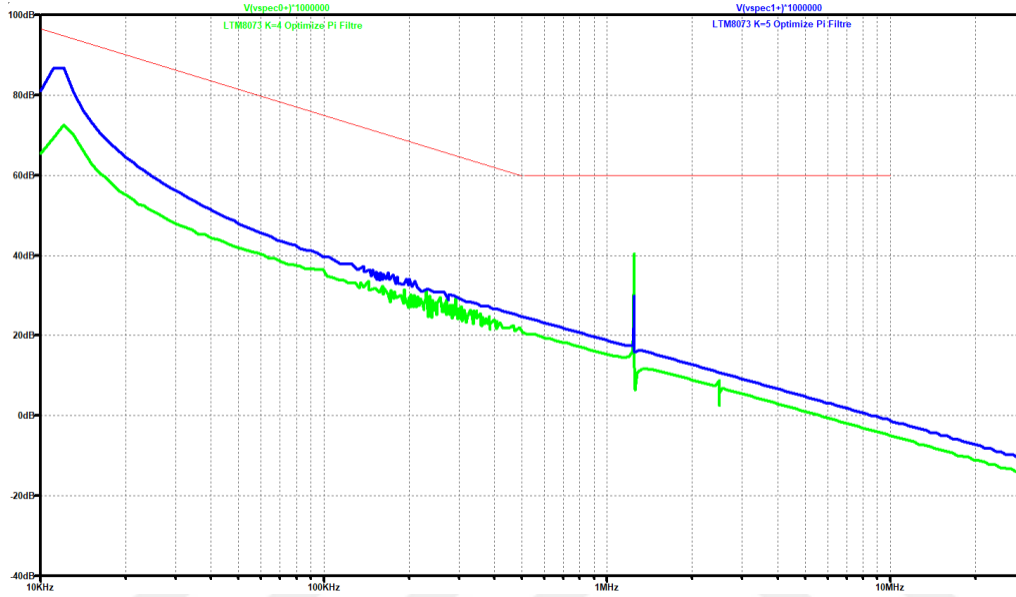
$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{202.4 \text{ kHz}} \cong 6.15 \quad (3.63)$$

Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 202.4 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını sağlayabilmektedir. Kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı ve zayıflatma oranına göre hesaplanarak tasarlanan II filtresi Şekil 3.39'da gösterilmiştir.



Şekil 3.39 Optimize edilmiş II filtrelili LTM8073 devresi

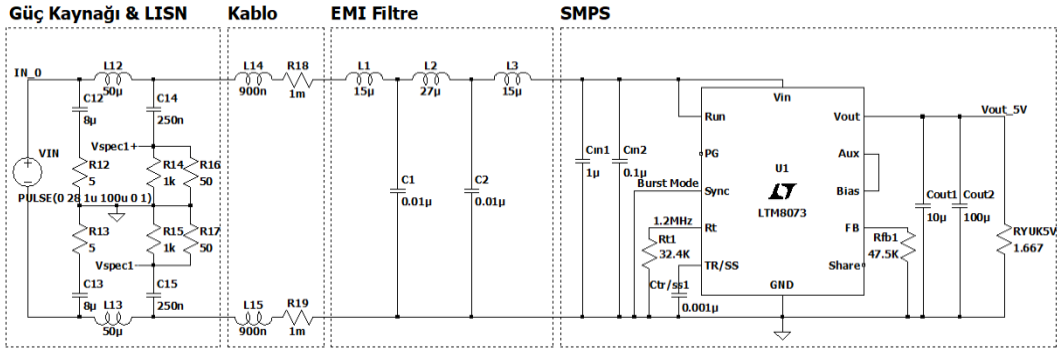
K=4 değeri ile optimize edilmiş ve K=5 değeri ile optimize edilmiş  $\Pi$  filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.40'da gösterilmiştir. K=4 ve K=5 değeri ile optimize edilmiş  $\Pi$  filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, her iki filtrenin de düşük ve yüksek frekans değerlerinde yakın bastırma oranına sahip olduğu görülmektedir. 1.245 MHz ve harmoniklerinde K değeri yüksek olan  $\Pi$  filtresi daha çok gürültü bastırabilmektedir.



Şekil 3.40 K=4 ve K=5 değerleri ile optimize edilmiş  $\Pi$  filtresi FFT analizi

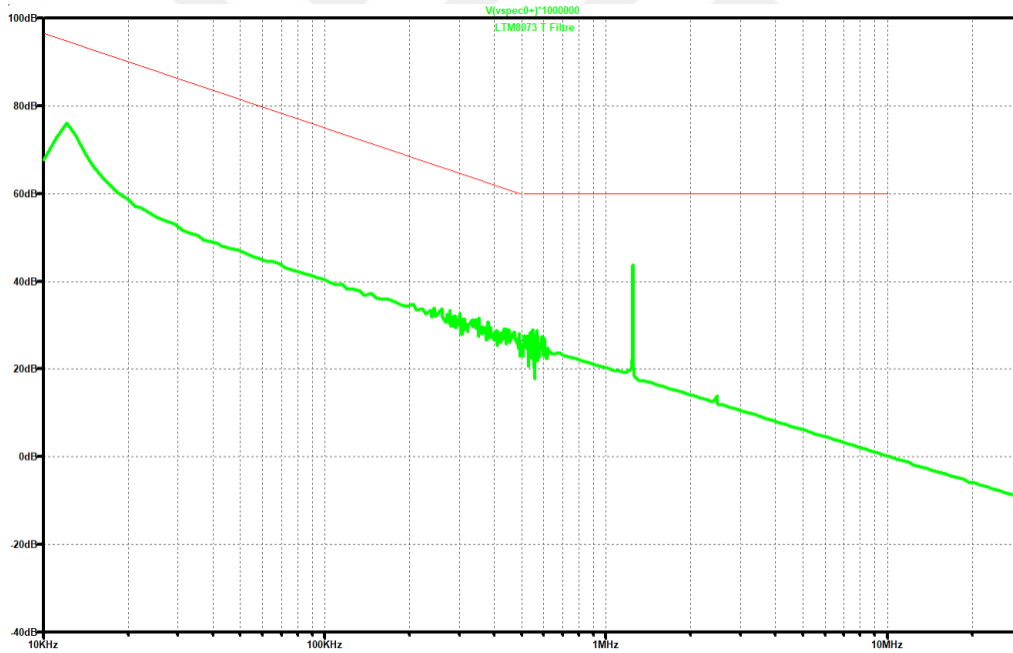
- **T Filtre Tasarım ve Analizi**

T filtresinde kullanılacak indüktör değeri denklem (3.25) ile hesaplanan  $27 \mu\text{H}$  değeridir.  $L/2$  indüktör değeri için ise  $15 \mu\text{H}$  değerine sahip indüktör kullanılabilir. Kapasite değeri ise denklem (3.26) ile hesaplanan  $0.01 \mu\text{F}$  değerine sahip kapasite değeridir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak T filtre şeması Şekil 3.11'de gösterilmiştir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden T filtre devre şeması Şekil 3.41'de gösterilmiştir.



Şekil 3.41 İkinci dereceden T filtreli LTM8073 devresi

İkinci dereceden T filtre eklenmesi sonucunda LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasına ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.42'de gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde 1.245 MHz frekans değerinde gözlemlenen 37 dB $\mu$ V değerindeki fazla gürültü değerinin, CE102 temel limit eğrisinin 1.245 MHz frekans değerindeki 60 dB $\mu$ V sınır seviyesinin altında kaldığı görülmektedir.



Şekil 3.42 İkinci dereceden T filtreli LTM8073 FFT analizi

LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresinin giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  kesim frekansını etkilemektedir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek yeniden hesaplanmıştır.

$$C_{eq1} \cong 10 \text{ nF} \quad (3.65)$$

$$C_{3,eff} = C_{in1} + C_{in2} = 1 \mu F + 0.1 \mu F \cong 1.1 \mu F \quad (3.66)$$

$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{10 * 1100 * 10^{-18}}{(10 + 1100) * 10^{-9}} \cong 9.91 \text{ nF} \quad (3.67)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 * 10^{-6} * 10 * 10^{-9}}} = 410 \text{ kHz} \quad (3.68)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 * 10^{-6} * 9.91 * 10^{-9}}} = 412 \text{ kHz} \quad (3.69)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{410000 * 412000} = 411 \text{ kHz} \quad (3.70)$$

$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{411 \text{ kHz}} \cong 3.02 \quad (3.71)$$

$f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör etkisi incelendiğinde,  $L_2=27 \mu\text{H}$  düşük frekans bastırmasını artırır ancak ortalama kesim frekansı ( $f_{c,avg} \cong 411 \text{ kHz}$ ) ve K değeri yaklaşık olarak ( $K_{avg} \cong 3.02$ ) hedefin altındadır ( $K=4$  istenilen).  $f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör değerleri sabit tutularak kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı düşürülebilir.

$$C_{eq1} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_1} = \frac{1}{(2\pi * 311250)^2 * 15 * 10^{-6}} = 17.41 \cong 18 \text{ nF} \quad (3.72)$$

$$C_1 = C_2 = 18 \text{ nF} \quad (3.73)$$

$C_1 = C_2 = 18 \text{ nF}$  olacak şekilde yeniden eş değer frekansı hesaplanmıştır.

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 * 10^{-6} * 18 * 10^{-9}}} = 306 \text{ kHz} \quad (3.74)$$

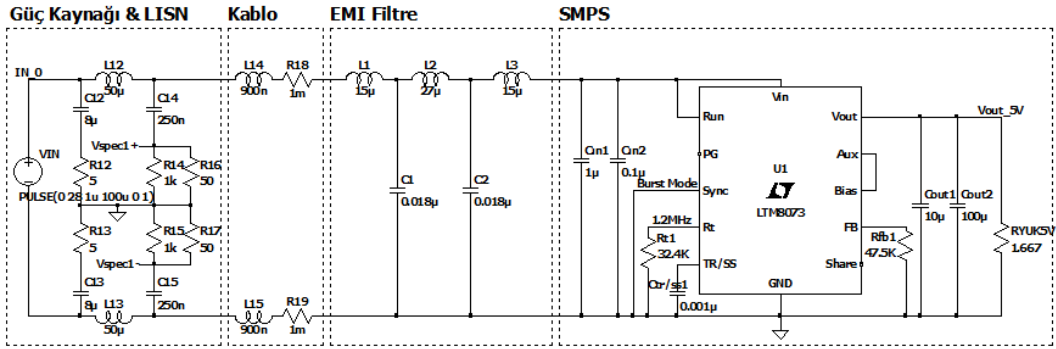
$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{18 * 1100 * 10^{-18}}{(18 + 1100) * 10^{-9}} \cong 17.78 \text{ nF} \quad (3.75)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 * 10^{-6} * 17.78 * 10^{-9}}} = 307 \text{ kHz} \quad (3.76)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{306000 * 307000} = 306.5 \text{ kHz} \quad (3.77)$$

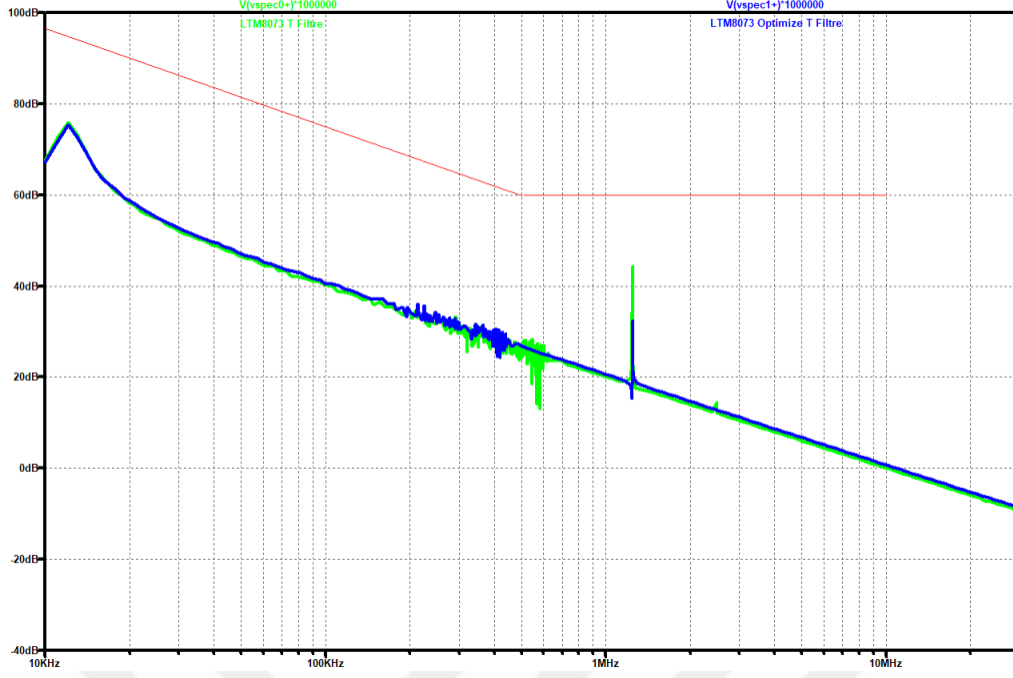
$$K_{avg} = \frac{f_{SW}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{306.5 \text{ kHz}} \cong 4.06 \quad (3.78)$$

Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 306.5 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını sağlayabilmektedir. Kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı ve zayıflatma oranına göre hesaplanarak tasarlanan T filtresi Şekil 3.43’de gösterilmiştir.



Şekil 3.43 Optimize edilmiş T filtreli LTM8073 devresi

Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş T filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.44’de gösterilmiştir. Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş T filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, her iki filtrenin de düşük ve yüksek frekans değerlerinde aynı bastırma oranına sahip olduğu görülmektedir. 1.245 MHz ve harmoniklerinde optimize edilmiş T filtresi daha çok gürültü bastırabilmektedir.



Şekil 3.44 Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş T filtresi FFT analizi

Şekil 3.44’de grafikte görülen gürültü seviyeleri MIL-STD-461G standardı CE102 test limitleri açısından uyumludur. Ancak 1.245 MHz değerinde görülen yüksek gürültü seviyesini bastırabilmek için filtre optimize edilmiştir. Daha fazla gürültü seviyesi bastırabilmek için K değerini arttırmak başka bir optimizasyon çözümdür. K değeri 5 olarak aşağıda hesaplanmıştır.

$$f_c = \frac{f_{SW}}{K} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{5} \cong 249 \text{ kHz} \quad (3.79)$$

$$L = \frac{R_{IN}}{2\pi f_c} = \frac{50}{2 * \pi * 249 \text{ kHz}} = 31.95 \cong 33 \text{ uH} \quad (3.80)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R_{IN}} = \frac{L}{R_{IN}^2} = \frac{1}{2 * \pi * 249 \text{ kHz} * 50} = 12.78 \cong 15 \text{ nF} \quad (3.81)$$

$$\frac{L}{2} = 16.5 \cong 15 \text{ uH} \quad (3.82)$$

LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek yeniden hesaplanmıştır.

$$C_{eq1} = C_1 \cong 15 \text{ nF} \quad (3.83)$$

$$C_{3,eff} = C_{in1} + C_{in2} = 1 \mu F + 0.1 \mu F = 1.1 \mu F \quad (3.84)$$

$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{15 * 1100 * 10^{-18}}{(15 + 1100) * 10^{-9}} \cong 14.8 \text{ nF} \quad (3.85)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 * 10^{-6} * 15 * 10^{-9}}} = 335 \text{ kHz} \quad (3.86)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 * 10^{-6} * 14.8 * 10^{-9}}} = 337 \text{ kHz} \quad (3.87)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{335000 * 337000} \cong 336 \text{ kHz} \quad (3.88)$$

$$K_{avg} = \frac{f_{SW}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{336 \text{ kHz}} \cong 3.7 \quad (3.89)$$

$f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör etkisi incelendiğinde,  $L_2=33 \mu\text{H}$  düşük frekans bastırmasını artırır ancak ortalama kesim frekansı ( $f_{c,avg} \cong 336 \text{ kHz}$ ) ve  $K$  değeri yaklaşık olarak ( $K_{avg} \cong 3.7$ ) hedefin altındadır ( $K=5$  istenilen).  $f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör değerleri sabit tutularak kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı düşürülebilir.

$$C_{eq1} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_1} = \frac{1}{(2\pi * 249000)^2 * 15 * 10^{-6}} = 27.25 \cong 27 \text{ nF} \quad (3.90)$$

$$C_1 = C_2 = 27 \text{ nF} \quad (3.91)$$

$C_1 = C_2 = 27 \text{ nF}$  olacak şekilde yeniden eş değer frekansı hesaplanmıştır.

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 * 10^{-6} * 27 * 10^{-9}}} \cong 250 \text{ kHz} \quad (3.92)$$

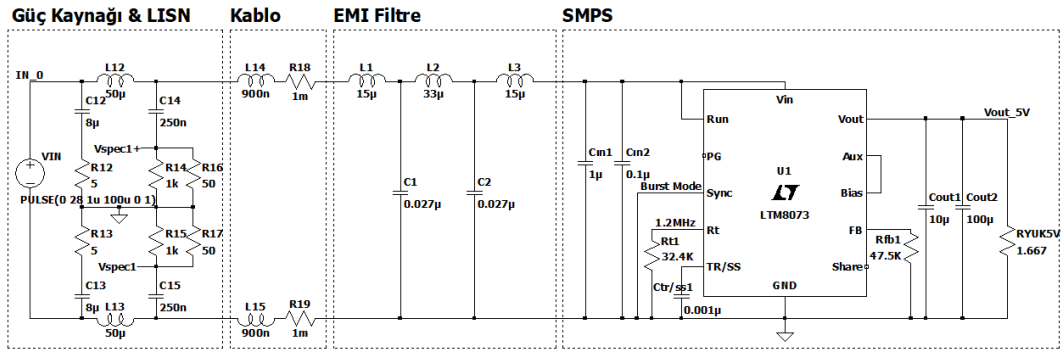
$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{27 * 1100 * 10^{-18}}{(27 + 1100) * 10^{-9}} \cong 26.35 \text{ nF} \quad (3.93)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 * 10^{-6} * 26.35 * 10^{-9}}} = 253 \text{ kHz} \quad (3.94)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{250000 * 253000} = 251.5 \text{ kHz} \quad (3.95)$$

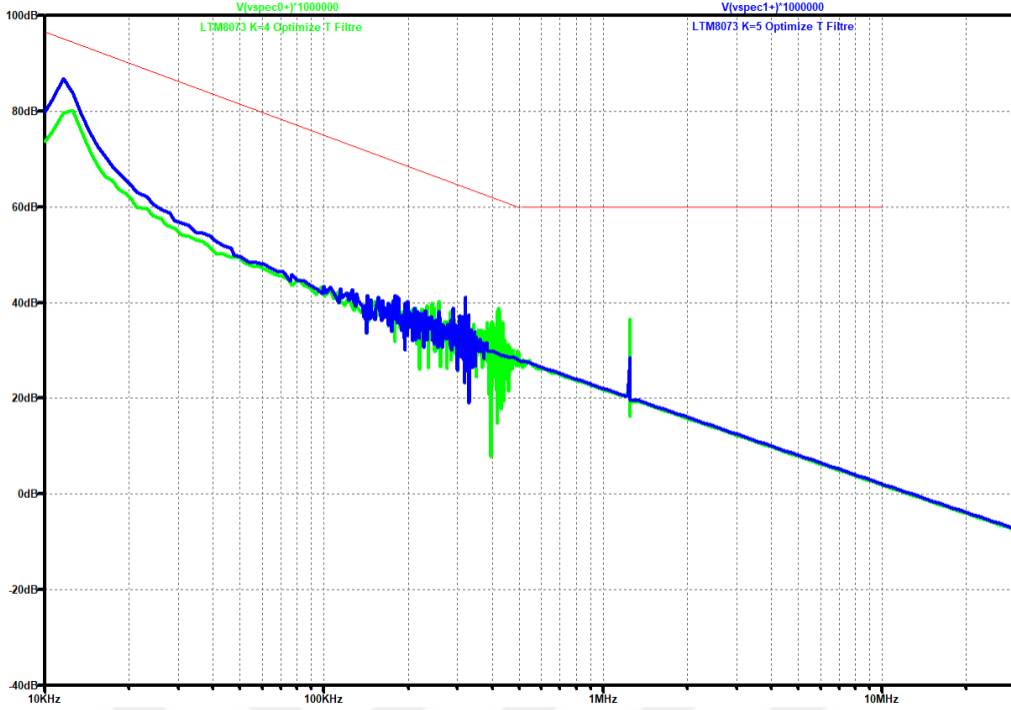
$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{251.5 \text{ kHz}} \cong 4.95 \quad (3.96)$$

Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 251.5 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını sağlayabilmektedir. Kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı ve zayıflatma oranına göre hesaplanarak tasarlanan T filtresi Şekil 3.45’de gösterilmiştir.



Şekil 3.45 Optimize edilmiş T filtreli LTM8073 devresi

K=4 ve K=5 değerleri ile optimize edilmiş T filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.46’da gösterilmiştir. K=4 ve K=5 değerleri ile optimize edilmiş T filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, her iki filtrenin de düşük ve yüksek frekans değerlerinde yakın bastırma oranına sahip olduğu görülmektedir. 1.245 MHz ve harmoniklerinde K değeri yüksek olan T filtresi daha çok gürültü bastırabilmektedir.

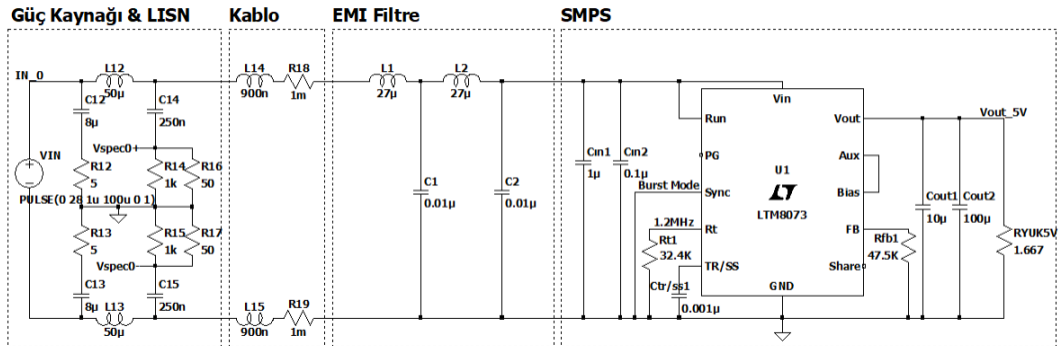


Şekil 3.46 K=4 ve K=5 değerleri ile optimize edilmiş T filtresi FFT analizi

- **LC Filtre Tasarım ve Analizi**

LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak LC filtre şeması Şekil 3.14’de gösterilmiştir.

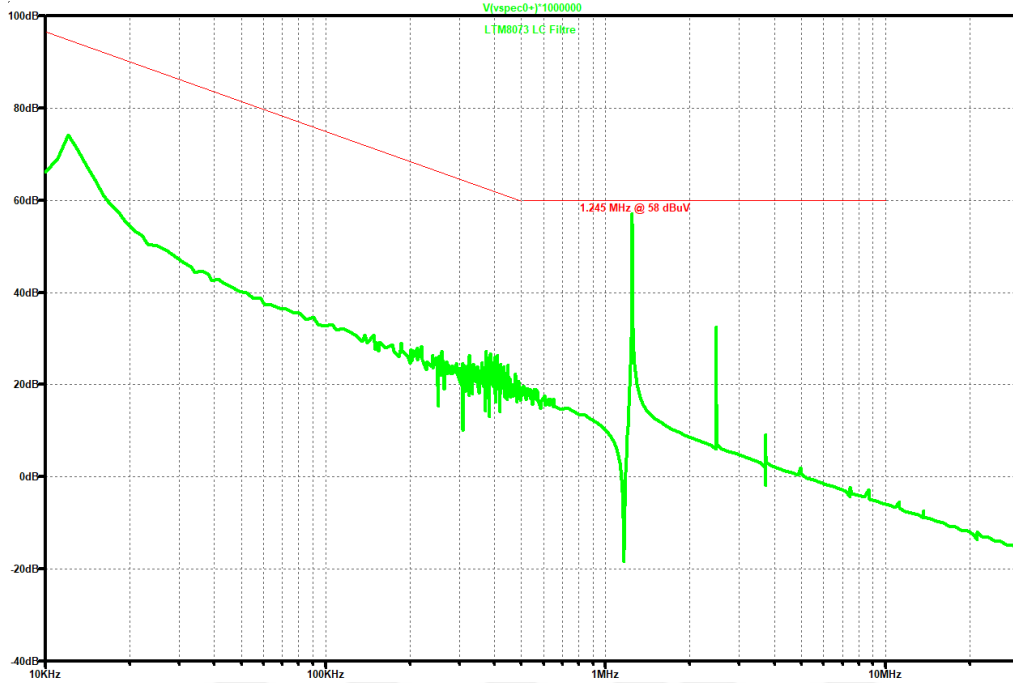
Tasarlanacak ikinci dereceden LC filtrenin indüktör ve kapasite değerleri aşağıdaki denklemler ile hesaplanmıştır. K değeri 4 için kesim frekansı hesabı denklem (3.24) ile hesaplanmıştır. İndüktör değerinde ise denklem (3.25) kullanılacaktır. Kapasite değeri için denklem (3.26) hesabı kullanılacaktır. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden LC filtre devre şeması Şekil 3.47’de gösterilmiştir.



Şekil 3.47 İkinci dereceden LC filtreli LTM8073 devresi

İkinci dereceden LC filtre eklenmesi sonucunda LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.48’de gösterilmiştir.

FFT analizi incelendiğinde 1.245 MHz frekans değerinde gözlemlenen 37 dB $\mu$ V değerindeki fazla gürültü değerinin, CE102 temel limit eğrisinin 1.245 MHz frekans değerindeki 60 dB $\mu$ V sınır seviyesinin altında kaldığı görülmektedir.



Şekil 3.48 İkinci dereceden LC filtreli LTM8073 FFT analizi

Tasarlanan LC filtrenin  $C_2$  kapasitesi LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresinin giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  ile paralel olduklarından dolayı giriş kapasiteleri kesim frekansını etkilemektedir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasının giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek yeniden hesaplanmıştır.

$$C_{eq1} \cong 10 \text{ nF} \quad (3.97)$$

$$C_{3,eff} = C_{in1} + C_{in2} = 1 \text{ uF} + 0.1 \text{ uF} \cong 1.1 \text{ uF} \quad (3.98)$$

$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{10 * 1100 * 10^{-18}}{(10 + 1100) * 10^{-9}} \cong 9.91 \text{ nF} \quad (3.99)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{27 * 10^{-6} * 10 * 10^{-9}}} = 306 \text{ kHz} \quad (3.100)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{27 * 10^{-6} * 9.91 * 10^{-9}}} = 307 \text{ kHz} \quad (3.101)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{306000 * 307000} = 306.5 \text{ kHz} \quad (3.102)$$

$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{306.5 \text{ kHz}} \cong 4.06 \quad (3.103)$$

Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 306.5 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını sağlayabilmektedir. 1.245 MHz ve harmoniklerinde LC filtresi gürültüleri bastırabilmektedir. Şekil 3.48'de gösterilen grafikte görülen gürültü seviyeleri MIL-STD-461G standardı CE102 test limitleri açısından uyumludur. Daha fazla gürültü seviyesi bastırabilmek için K değerini arttırmak başka bir optimizasyon çözümdür. K değeri 5 için kesim frekansı ( $f_c$ ) hesabı denklem (3.44) ile hesaplanmıştır. İndüktör değeri ise denklem (3.45) kullanılacaktır. Kapasite değeri için denklem (3.46) hesabı kullanılacaktır.

LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresinin giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek yeniden hesaplanmıştır.

$$C_{eq1} = C_1 \cong 15 \text{ nF} \quad (3.104)$$

$$C_{3,eff} = C_{in1} + C_{in2} = 1 \text{ uF} + 0.1 \text{ uF} = 1.1 \text{ uF} \quad (3.105)$$

$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{15 * 1100 * 10^{-18}}{(15 + 1100) * 10^{-9}} \cong 14.8 \text{ nF} \quad (3.106)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{33 * 10^{-6} * 15 * 10^{-9}}} = 226 \text{ kHz} \quad (3.107)$$

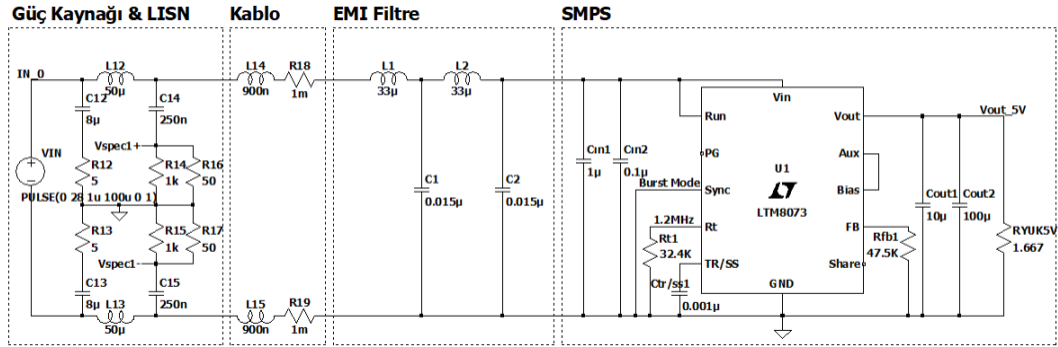
$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{33 * 10^{-6} * 14.8 * 10^{-9}}} = 227.8 \text{ kHz} \quad (3.108)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{226000 * 227800} = 226.9 \text{ kHz} \quad (3.109)$$

$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{226.9 \text{ kHz}} \cong 5.4 \quad (3.110)$$

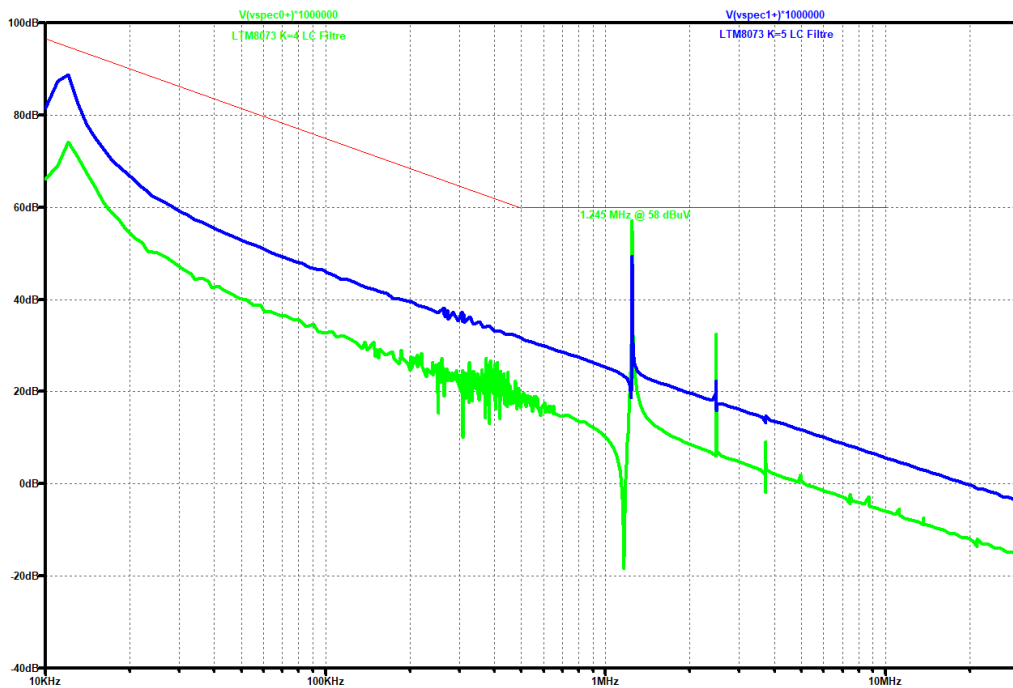
Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 306.5 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını sağlayabilmektedir. 1.245 MHz ve harmoniklerinde LC filtresi gürültüleri bastırabilmektedir.

Şekil 3.49’da gösterilen grafikte görülen gürültü seviyeleri MIL-STD-461G standardı CE102 test limitleri açısından uyumludur.



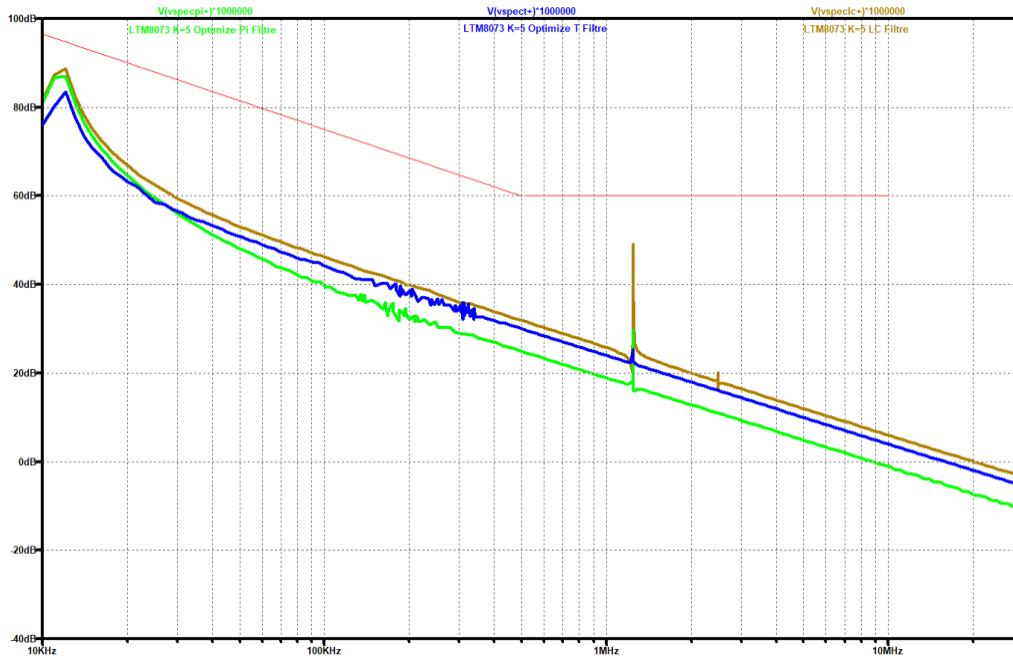
Şekil 3.49 K=5 değerli LC filtreli LTM8073 devresi

K=4 ve K=5 değerli LC filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.50’de gösterilmiştir. K=4 ve K=5 değerli LC filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, K=4 filtresinin düşük ve yüksek frekans değerlerinde bastırma oranının daha yüksek olduğu görülmektedir. Fakat 1.245 MHz ve harmoniklerinde K=5 değerli LC filtresi daha çok gürültü bastırabilmektedir.



Şekil 3.50 K=4 ve K=5 değerli LC filtresi FFT analizi

1.2 MHz frekans anahtarlama değerlerine, 28V besleme girişine, 5V çıkış gerilim ve 3A çıkış akım değerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait  $\Pi$ , T ve LC filtrelerinin simülasyon performansları incelenmiştir.  $\Pi$ , T ve LC filtrelerinin FFT analizleri Şekil 3.51’de gösterilmiştir. Şekil 3.51 incelendiğinde  $\Pi$  filtresinin en iyi gürültü bastırma sonuçları verdiği görülmektedir. Anahtarlama eleman içeren devrelerde T filtresi yerine  $\Pi$  filtre kullanılması tavsiye edilmektedir. İndüktör sayısı arttığında anahtarlama elemanları üzerindeki etkisi sonucunda devrenin verimini düşürmektedir.



Şekil 3.51  $\Pi$ , T ve LC filtreleri FFT analizleri

### 3.1.1.4 850 kHz ve 1.2 MHz LTM8073 Gerilim Düşürücü

LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre yapısı ile oluşturulmuş 28V giriş gerilim değerine, 850 kHz ve 1.2 MHz anahtarlama frekans değerlerine, 3.3V ve 5V çıkış gerilimlerine ve 3A çıkış akım değerlerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü şeması incelenmiştir.

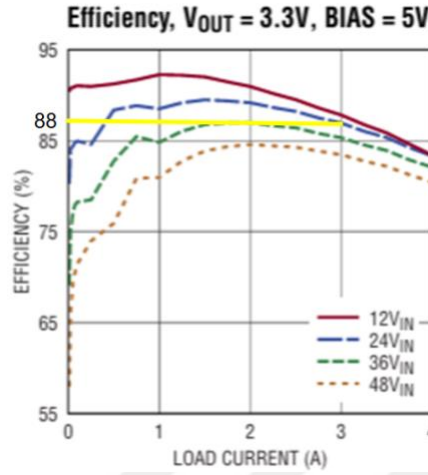
$$V_{IN} = 28V \quad (3.111)$$

$$V_{OUT3V3} = 3.3V, \quad V_{OUT5V} = 5V \quad (3.112)$$

$$I_{OUT3V3} = 3A, \quad I_{OUT5V} = 3A \quad (3.113)$$

$$f_{SW3V3} = 850 \text{ kHz}, \quad f_{SW5V} = 1.2 \text{ MHz} \quad (3.114)$$

LTM8073 entegresinin teknik dokümanı incelendiğinde 3.3V/3A çıkışı için verim değerinin yaklaşık olarak %88 ve 5V/3A çıkışı için verim değerinin yaklaşık olarak %90 olduğu Şekil 3.29’da ve Şekil 3.52’de gösterilmiştir [16].



Şekil 3.52 LTM8073 devresi 3.3 V çıkış gerilimi yük akımı değişimleri [16]

LTM8073 entegresinin 28V giriş gerilimi, 3.3V/3A ve 5V/3A çıkış değerlerine sahipken doluluk oranı değeri, çıkış güç değeri, giriş akım ve giriş empedans değerleri aşağıda hesaplanmıştır.

$$D_{3V3} = \frac{V_{OUT}}{\eta V_{IN}} = \frac{3.3V}{0.88 * 28V} = 0.1339 \quad (3.115)$$

$$D_{5V} = \frac{V_{OUT}}{\eta V_{IN}} = \frac{5V}{0.9 * 28V} = 0.1984 \quad (3.116)$$

$$P_{OUT3V3} = V_{OUT3V3} * I_{OUT3V3} = 3.3V * 3A = 9.9 W \quad (3.117)$$

$$P_{OUT5V} = V_{OUT5V} * I_{OUT5V} = 5V * 3A = 15 W \quad (3.118)$$

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT3V3}}{\eta} + \frac{P_{OUT5V}}{\eta} = \frac{9.9}{0.88} + \frac{15}{0.9} = 27.92 W \quad (3.119)$$

$$Z_{IN} = R_{IN} = \frac{V_{IN}^2}{P_{IN}} = \frac{28^2}{27.92} = 28.08 \cong 28 \text{ ohm} \quad (3.120)$$

$$I_{IN} = \frac{V_{IN}}{R_{IN}} = \frac{28}{28.08} = \frac{28V}{28.08} = 0.998 \cong 1 A \quad (3.121)$$

Gerçekte, giriş empedansı frekansa bağlıdır ve filtre tasarımı için LISN empedansı ( $R_{LISN}=50 \text{ ohm}$ ) kullanılır.  $Z_{IN}=28.08 \text{ ohm}$  tasarımda referans olabilir, ancak

$R_{IN}=28$  ohm kabul edilerek hesaplamalar yapılacaktır. LTM8073 entegresinde 3.3V/5V çıkış gerilim değerleri ve 3A çıkış akım değerleri için yük direnci aşağıda hesaplanmıştır.

$$R_{L3V3} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = 1.667 \text{ ohm} \quad (3.122)$$

$$R_{L5V} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = 1.1 \text{ ohm} \quad (3.123)$$

LTM8073 entegresinin üreticisi Analog Device firması LTM8073 entegresinin dahili indüktör değerinin  $2.2 \mu\text{H}$  olduğunu belirtmektedir [16]. Akım dalgalanması toleransı aşağıda hesaplanmıştır.

$$\Delta I_{L3V3} = \frac{V_{OUT3V3} * (1 - D_{3V3})}{f_{SW3V3} * L_{int}} = \frac{3.3 * 0.8661}{850 * 10^3 * 2.2 * 10^{-6}} \cong 1.528 \text{ A} \quad (3.124)$$

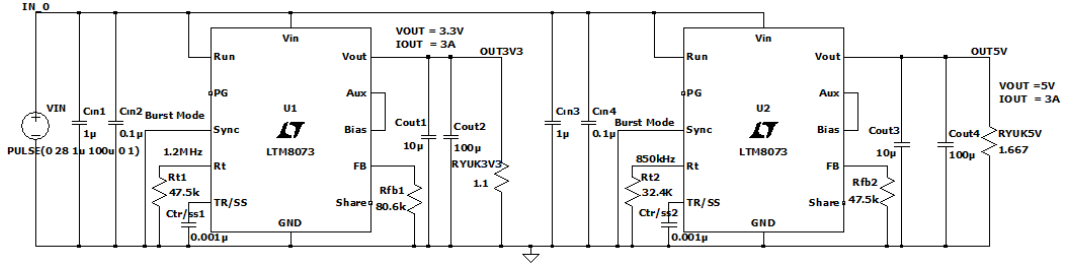
$$\Delta I_{L5V} = \frac{V_{OUT5V} * (1 - D_{5V})}{f_{SW5V} * L_{int}} = \frac{5 * 0.8016}{1.2 * 10^6 * 2.2 * 10^{-6}} \cong 1.518 \text{ A} \quad (3.125)$$

LTM8073 entegresini dahili indüktör değerine göre çıkış akım dalgalanması (output current ripple) toleransı hesaplandığında yaklaşık olarak %50 değeri hesaplanmıştır. Yüzde 50 değeri yüksek bir değerdir. Fakat verilen değerlere göre hesaplanan akım dalgalanması değeri hesaplamalarda kabul edilecektir.

LTM8073 entegresinin teknik dokümanında 3A çıkış akım değerine sahip devre yapılarında çıkış gerilimi dalgalanma (output voltage ripple) değeri 10mV olarak belirtilmektedir [16].

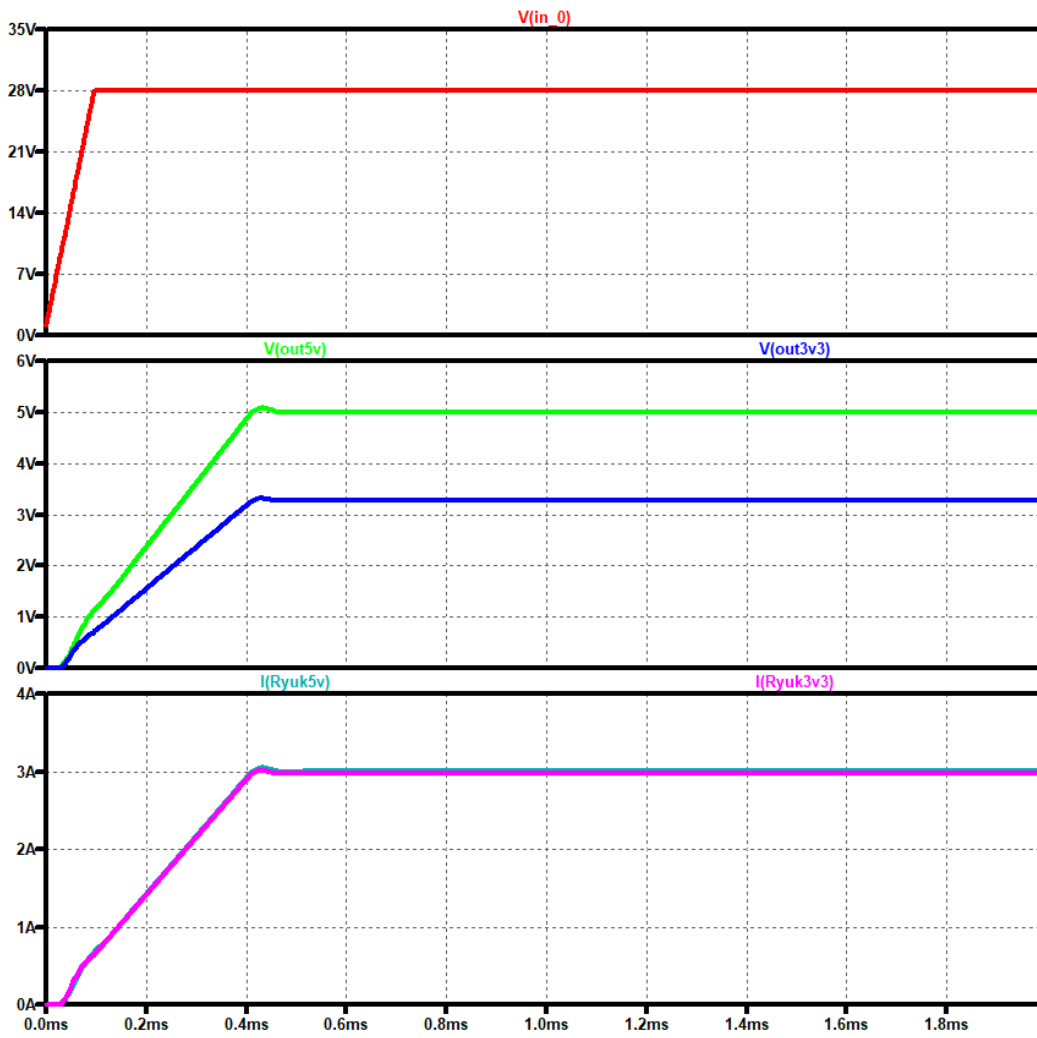
$$\Delta V_{out} = 10 \text{ mV} \quad (3.126)$$

Yapılan hesaplamalar sonucunda LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre yapısı ile oluşturulmuş 28V giriş gerilim değerine, 850 kHz ve 1.2 MHz anahtarlama frekanslarına, 3.3V/3A ve 5V/3A çıkış değerlerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü şeması Şekil 3.53'de gösterilmiştir.



Şekil 3.53 3.3V/3A ve 5V/3A LTM8073 devresi

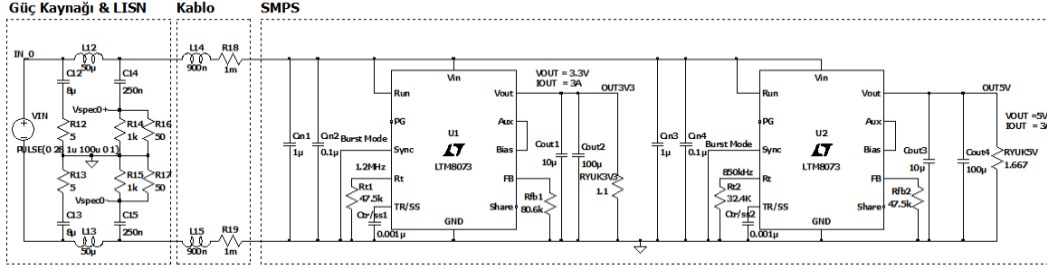
3.3V/3A ve 5V/3A değerlerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş gerilimi ( $V_{IN}$ ), çıkış gerilimleri ( $V_{OUT}$ ) ve çıkış akımları ( $I_{Ryuk}$ ) değerlerine ait LTSpice grafikleri Şekil 3.54’de gösterilmiştir.



Şekil 3.54 3.3V/3A ve 5V/3A LTM8073 devresi  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$ ,  $I_{Ryuk}$

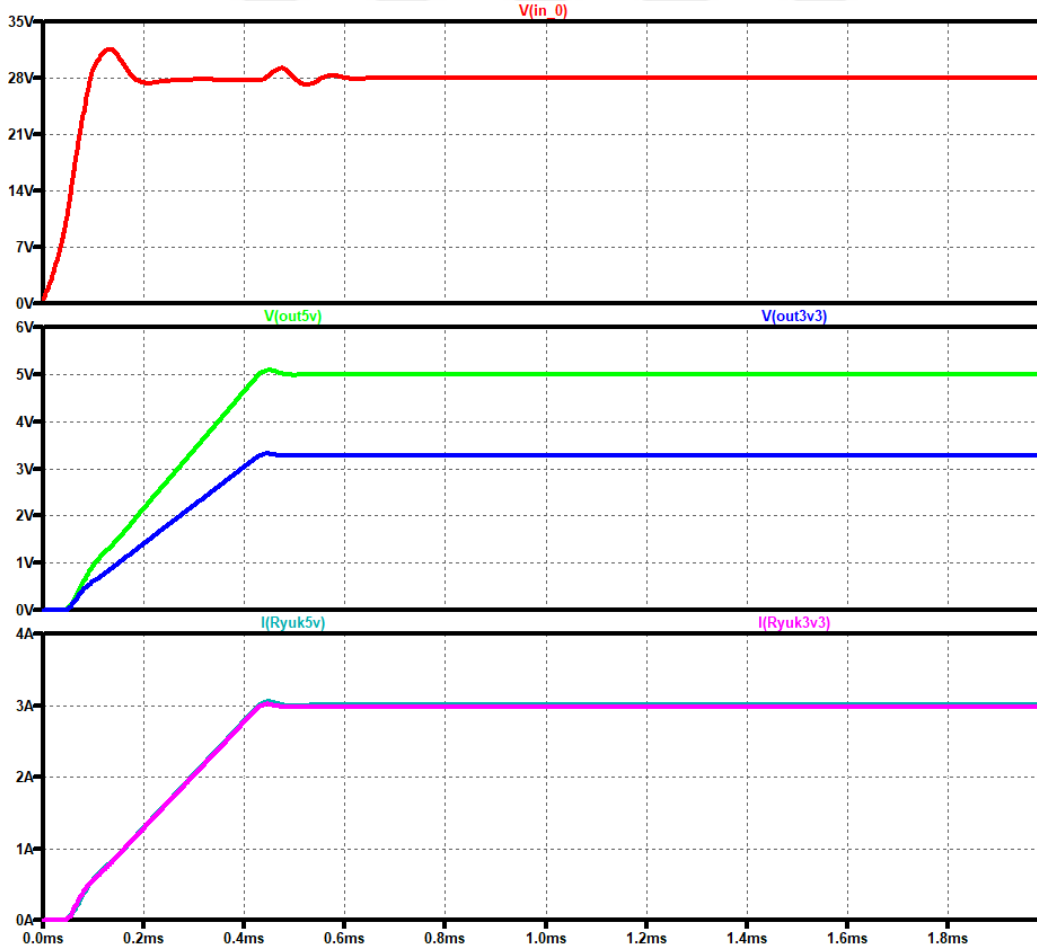
- Girişine LISN Eklenmiş 850 kHz ve 1.2 MHz LTM8073 gerilim düşürücü

28V besleme girişine 3.3V/3A ve 5V/3A çıkış değerlerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine FFT analizleri için LISN eklenmiş devre şeması Şekil 3.55’de gösterilmiştir.

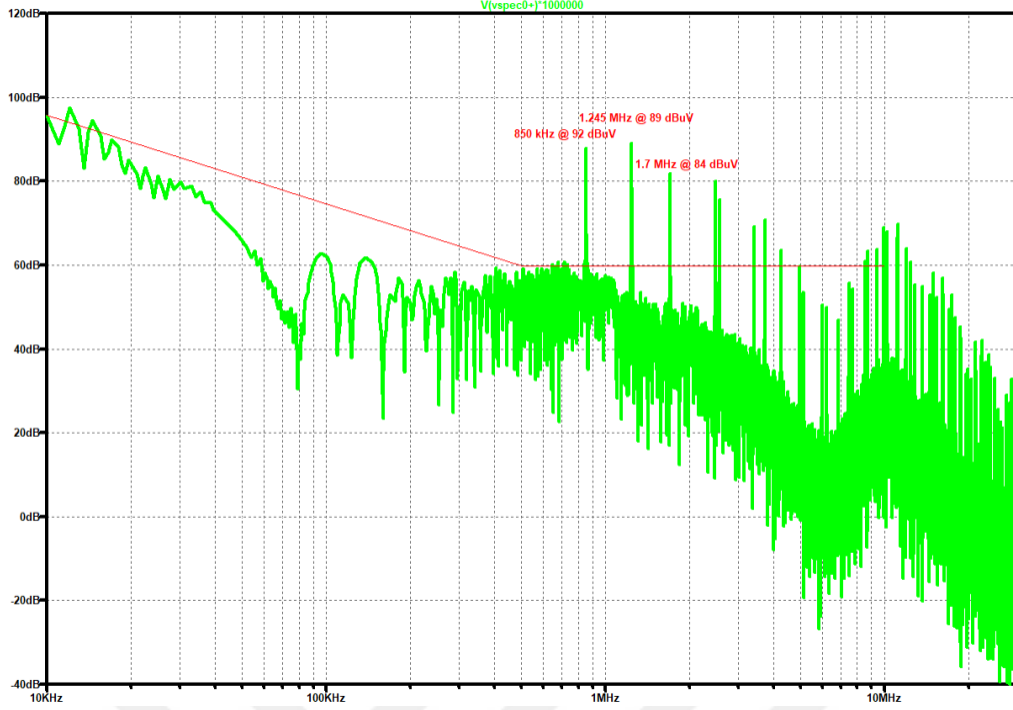


Şekil 3.55 3.3V/3A ve 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073 devresi

3.3V/3A ve 5V/3A çıkış değerlerine sahip girişine LISN eklenmiş LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş gerilimi ( $V_{IN}$ ), çıkış gerilimi ( $V_{OUT}$ ) ve çıkış akım ( $I_{Ryük}$ ) değerlerine ait LTspice grafikleri Şekil 3.56’da gösterilmiştir.



Şekil 3.56 3.3V/3A ve 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$ ,  $I_{Ryük}$



Şekil 3.57 3.3V/3A ve 5V/3A LISN eklenmiş LTM8073 FFT analizi

28V besleme girişine 3.3V/3A ve 5V/3A çıkış değerlerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait FFT analizleri Şekil 3.57’de gösterilmiştir. Şekil 3.57 incelendiğinde 850 kHz ve 1.245 MHz frekans değerinde ve harmoniklerinde emisyon değerinin Şekil 3.7’de gösterilen CE102 temel eğri seviyesinin üzerinde olduğu görülmektedir.

850 kHz frekans değeri ve harmoniklerinde gözlemlenen emisyon değerinin CE102 temel eğri seviyesinin altına düşürülebilmesi için maksimum 32 dB $\mu$ V zayıflatma sağlayacak filtre tasarımı devrenin girişine eklenmelidir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre simülasyonunda gözlemlenen 32 dB $\mu$ V değeri kadar gürültü seviyesine 3 dB $\mu$ V değeri kadar tolerans payı eklendiğinde 35 dB $\mu$ V değerine sahip filtre tasarımı yapılması gerekmektedir.

1.245 MHz frekans değeri ve harmoniklerinde gözlemlenen emisyon değerinin CE102 temel eğri seviyesinin altına düşürülebilmesi için ise maksimum 29 dB $\mu$ V zayıflatma sağlayacak filtre tasarımı devrenin girişine eklenmelidir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre simülasyonunda gözlemlenen 29 dB $\mu$ V değeri gürültü seviyesine 3 dB $\mu$ V değeri kadar tolerans payı eklendiğinde 32 dB $\mu$ V değerine sahip filtre tasarımı yapılması gerekmektedir.

- **EMI Filtre Tasarım ve Analizi**

Filtre tasarımlarında kullanılan ikinci dereceden filtrelerin K değerleri EK-A'da belirtilmiştir. Şekil 3.57'de gösterilen LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi FFT analizi incelendiğinde 850 kHz frekans değerinde 35 dB $\mu$ V ve 1.25 MHz frekans değerinde 32 dB $\mu$ V zayıflatma oranına sahip ikinci dereceden  $\Pi$ , T ve LC filtreleri kullanılabilir. Tasarımın optimize edilmesi için  $\Pi$ , T ve LC filtreleri incelenecektir. EK-A'da gösterilen ikinci dereceden filtre yapıları için K tablosu incelendiğinde, 35 dB $\mu$ V ve 33 dB $\mu$ V zayıflatma değerlerine sahip ikinci dereceden  $\Pi$ , T ve LC filtrelerinin K değerinin 4 olarak seçilebilmektedir. K değeri 4 için 40.98 dB oranında zayıflatma sağlanabilmektedir.

$$f_{c3V3} = \frac{f_{SW}}{K} = \frac{850 \text{ kHz}}{4} = 212.5 \text{ kHz} \quad (3.127)$$

$$f_{c5V} = \frac{f_{SW}}{K} = \frac{1.245 \text{ MHz}}{4} = 311.25 \text{ kHz} \quad (3.128)$$

850 kHz ve 1.25 MHz farklı frekans anahtarlama değerlerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresinin, kesim frekanslarından daha küçük kesim frekansı değerine sahip olan kesim frekans değerine göre filtre tasarımları yapılacaktır.

- **$\Pi$  Filtre Tasarım ve Analizi**

LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak  $\Pi$  filtre şeması Şekil 3.8'de gösterilmiştir.

Tasarlanacak ikinci dereceden  $\Pi$  filtrenin indüktör ve kapasite değerleri aşağıdaki denklemler ile hesaplanmıştır. K değeri 4 için kesim frekansı ( $f_c$ ) denklem (3.128) ile hesaplanmıştır.

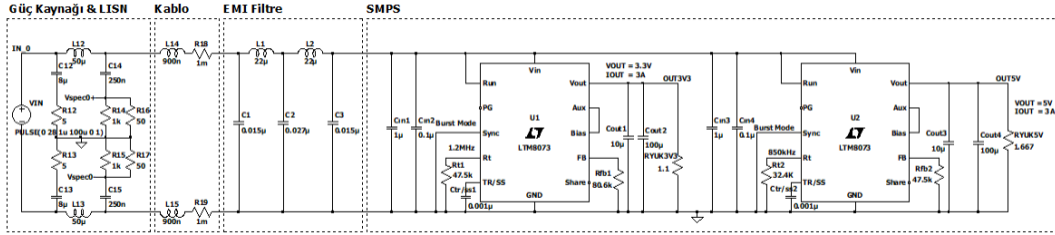
$$L = \frac{R_{IN}}{2\pi f_c} = \frac{28}{2 * \pi * 212.5 \text{ kHz}} = 20.97 \cong 22 \text{ uH} \quad (3.129)$$

$\Pi$  filtresinin indüktör değeri 20.97  $\mu$ H değeri olarak hesaplanmıştır. Bu değere en yakın yaygın olarak kullanılmakta olan indüktör değerine 22  $\mu$ H'dir.

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R_{IN}} = \frac{L}{R_{IN}^2} = \frac{1}{2 * \pi * 212.5 \text{ kHz} * 28} = 26.75 \cong 27 \text{ nF} \quad (3.130)$$

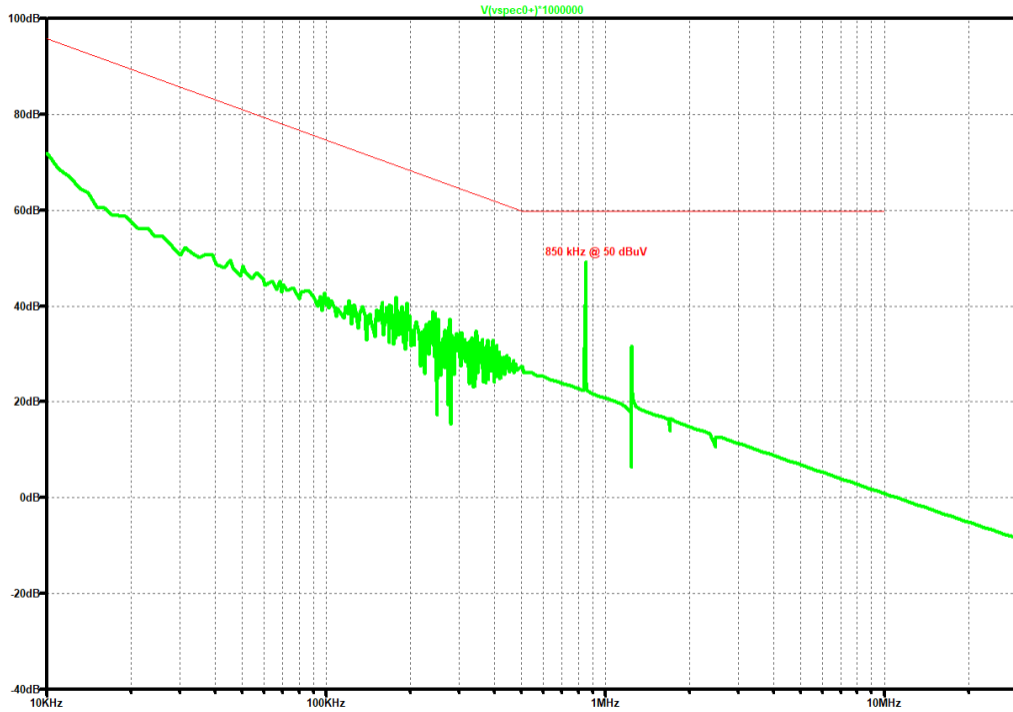
$$\frac{C}{2} = 13.5 \cong 15 \text{ nF}, \quad \frac{L}{2} = 11 \text{ uH} \quad (3.131)$$

LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden Π filtre devre şeması Şekil 3.58’de gösterilmiştir.



Şekil 3.58 İkinci dereceden Π filtreli LTM8073 devresi

İkinci dereceden Π filtre eklenmesi sonucunda LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.59’da gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde 850 kHz frekans değerinde gözlemlenen 35 dB $\mu$ V değerindeki fazla gürültü değerinin, CE102 temel limit eğrisinin 850 kHz frekans değerindeki 60 dB $\mu$ V sınır seviyesinin altında kaldığı görülmektedir.



Şekil 3.59 İkinci dereceden Π filtreli LTM8073 FFT analizi

Tasarlanan  $\Pi$  filtrenin  $C_3$  kapasitesi LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresinin giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  ile paralel olduklarından dolayı giriş kapasiteleri kesim frekansını etkilemektedir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek yeniden hesaplanmıştır.

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{15 * 27 * 10^{-18}}{(15 + 27) * 10^{-9}} \cong 9.643 \text{ nF} \quad (3.132)$$

$$C_{3,eff} = C_{in1} + C_{in2} + C_3 = 2.2 \text{ uF} + 15 \text{ nF} = 2.215 \text{ uF} \quad (3.133)$$

$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{27 * 2215 * 10^{-18}}{(27 + 2215) * 10^{-9}} \cong 26.68 \text{ nF} \quad (3.134)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{22 * 10^{-6} * 9.643 * 10^{-9}}} = 345.5 \text{ kHz} \quad (3.135)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{22 * 10^{-6} * 26.68 * 10^{-9}}} = 207.7 \text{ kHz} \quad (3.136)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{345500 * 207700} = 268 \text{ kHz} \quad (3.137)$$

$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{850 \text{ kHz}}{268 \text{ kHz}} \cong 3.17 \quad (3.138)$$

$f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör etkisi incelendiğinde,  $L_2=22 \text{ }\mu\text{H}$  düşük frekans bastırmasını artırır ancak ortalama kesim frekansı ( $f_{c,avg} \cong 268 \text{ kHz}$ ) ve K değeri yaklaşık olarak ( $K_{avg} \cong 3.17$ ) hedefin altındadır ( $K=4$  istenilen).  $f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör değerleri sabit tutularak kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı düşürülebilir.

$$C_{eq1} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi * 212500)^2 * 22 * 10^{-6}} \cong 25.49 \text{ nF} \quad (3.139)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 25.49 \text{ nF}, \quad C_2 = 2 * C_1 \quad (3.140)$$

$C_2 = 76.47 \cong 82 \text{ nF}$  olacak şekilde yeniden eş değer frekansı hesaplanmıştır.

$$C_1 = C_3 = \frac{C_2}{2} = 41 \text{ nF} \approx 39 \text{ nF} \quad (3.141)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{39 * 82}{39 + 82} = 26.43 \text{ nF} \quad (3.142)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{22 * 10^{-6} * 26.43 * 10^{-9}}} = 208.7 \text{ kHz} \quad (3.143)$$

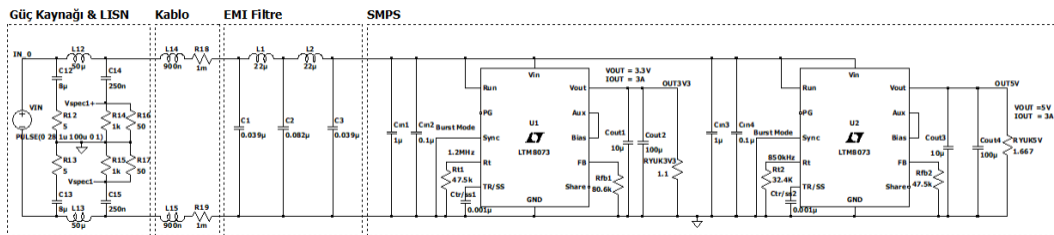
$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{82 * 2239 * 10^{-18}}{(82 + 2239) * 10^{-9}} \cong 79.1 \text{ nF} \quad (3.144)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{22 * 10^{-6} * 79.1 * 10^{-9}}} = 120.6 \text{ kHz} \quad (3.145)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{208700 * 120600} = 158.7 \text{ kHz} \quad (3.146)$$

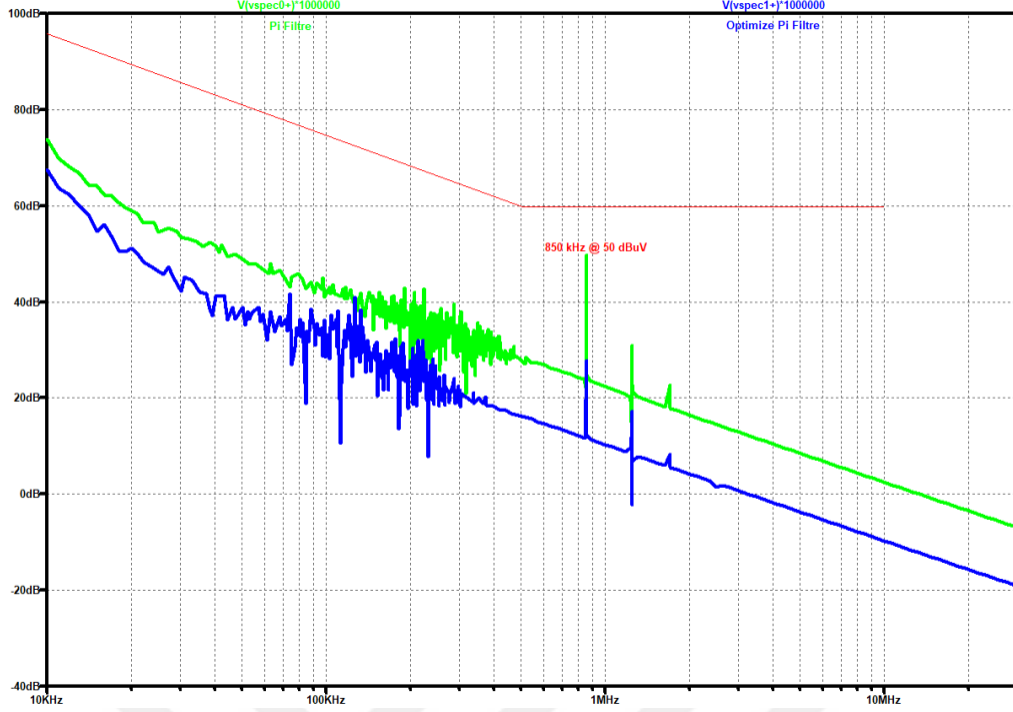
$$K_{avg} = \frac{f_{SW}}{f_{c,avg}} = \frac{850 \text{ kHz}}{158.7 \text{ kHz}} \cong 4.49 \quad (3.147)$$

Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 158.7 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını sağlayabilmektedir. Kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı ve zayıflatma oranına göre hesaplanarak tasarlanan  $\Pi$  filtresi Şekil 3.60'da gösterilmiştir.



Şekil 3.60 Optimize edilmiş  $\Pi$  filtreli LTM8073 devresi

Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş  $\Pi$  filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.61'de gösterilmiştir. Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş  $\Pi$  filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, optimize edilmiş filtrenin daha fazla bastırma oranına sahip olduğu görülmektedir. 850 kHz ve harmoniklerinde optimize edilmiş  $\Pi$  filtresi daha çok gürültü bastırabilmektedir.



Şekil 3.61 Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş  $\Pi$  filtresi FFT analizi

Şekil 3.61’de grafikte görülen gürültü seviyeleri MIL-STD-461G standardı CE102 test limitleri açısından uyumludur. Ancak 850 MHz ve 1.245 MHz frekans değerlerinde görülen yüksek gürültü seviyesini bastırabilmek için filtre optimize edilmiştir. Daha fazla gürültü seviyesi bastırabilmek için K değerini arttırmak başka bir optimizasyon çözümdür. K değeri 5 olarak aşağıda yeniden hesaplanmıştır.

$$f_c = \frac{f_{SW}}{K} = \frac{850 \text{ kHz}}{5} \cong 170 \text{ kHz} \quad (3.148)$$

$$L = \frac{R_{IN}}{2\pi f_c} = \frac{28}{2 * \pi * 170 \text{ kHz}} = 26.22 \cong 27 \text{ uH} \quad (3.149)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R_{IN}} = \frac{L}{R_{IN}^2} = \frac{1}{2 * \pi * 170 \text{ kHz} * 28} = 33.44 \cong 33 \text{ nF} \quad (3.150)$$

$$\frac{C}{2} = 16.5 \cong 15 \text{ nF} \quad (3.151)$$

LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek yeniden hesaplanmıştır.

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{15 * 33 * 10^{-18}}{(15 + 33) * 10^{-9}} \cong 10.31 \text{ nF} \quad (3.152)$$

$$C_{3,eff} = C_3 + C_{in1} + C_{in2} = 2.2 \mu F + 15 nF = 2.215 \mu F \quad (3.153)$$

$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{33 * 2215 * 10^{-18}}{(33 + 2215) * 10^{-9}} \cong 32.95 nF \quad (3.154)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{27 * 10^{-6} * 10.31 * 10^{-9}}} = 301.6 kHz \quad (3.155)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{27 * 10^{-6} * 32.95 * 10^{-9}}} = 169.8 kHz \quad (3.156)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{301600 * 169800} = 226.3 kHz \quad (3.157)$$

$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{850 kHz}{226.3 kHz} \cong 3.75 \quad (3.158)$$

$f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekanslarının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör etkisi incelendiğinde,  $L=27 \mu H$  düşük frekans bastırmasını artırır ancak ortalama kesim frekansı ( $f_{c,avg} \cong 226.3 kHz$ ) ve  $K$  değeri yaklaşık olarak ( $K_{avg} \cong 3.75$ ) hedefin altındadır ( $K=5$  istenilen).  $f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekanslarının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör değerleri sabit tutularak kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı düşürülebilir.

$$C_{eq1} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi * 17000)^2 * 27 * 10^{-6}} \cong 32.46 nF \quad (3.159)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 32.46 nF \quad (3.160)$$

$C_2 = 97.3 \cong 100 nF$  olacak şekilde yeniden eş değer frekansı hesaplanmıştır.

$$C_1 = C_3 = \frac{C_2}{2} = 50 \cong 47 nF \quad (3.161)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{47 * 100}{47 + 100} = 31.97 nF \quad (3.162)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{27 * 10^{-6} * 31.97 * 10^{-9}}} = 171 kHz \quad (3.163)$$

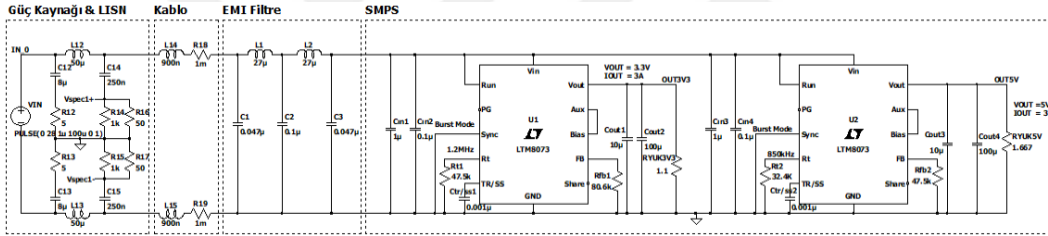
$$C_{eq2} = \frac{C_2 C_{3,eff}}{C_2 + C_{3,eff}} = \frac{100 * 2247 * 10^{-18}}{(100 + 2247) * 10^{-9}} \cong 95.7 \text{ nF} \quad (3.164)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{27 * 10^{-6} * 95.7 * 10^{-9}}} = 98.9 \text{ kHz} \quad (3.165)$$

$$f_{c,avg} = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}} = \sqrt{171000 * 98900} = 130.2 \text{ kHz} \quad (3.166)$$

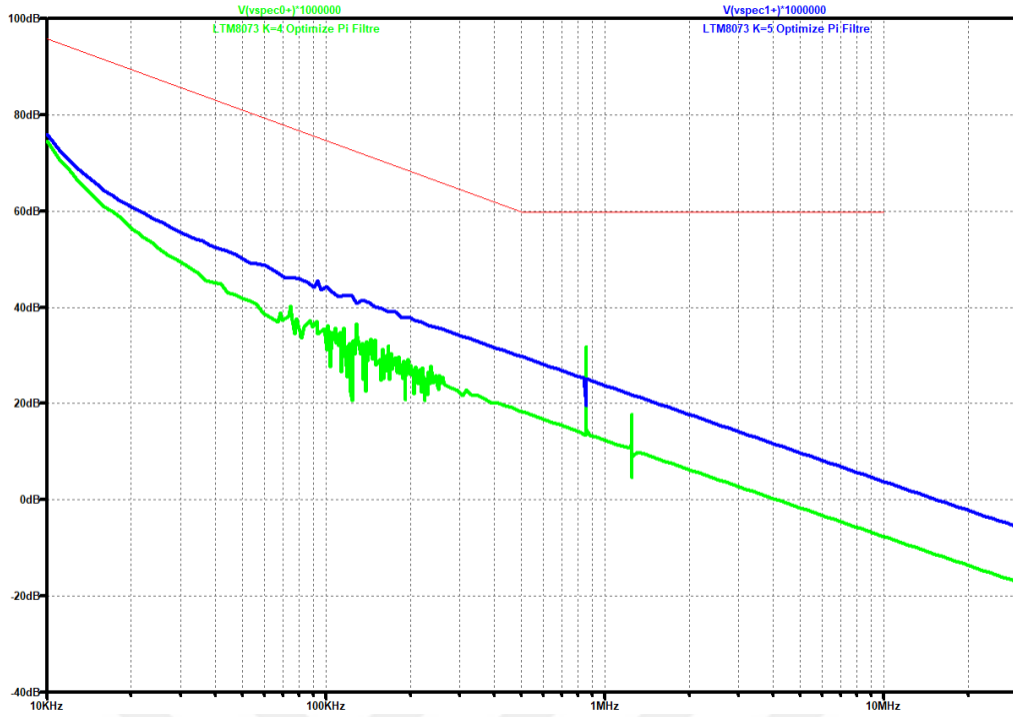
$$K_{avg} = \frac{f_{sw}}{f_{c,avg}} = \frac{850 \text{ kHz}}{130.2 \text{ kHz}} \cong 6.52 \quad (3.167)$$

Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 130.2 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını sağlayabilmektedir. Kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı ve zayıflatma oranına göre hesaplanarak tasarlanan  $\Pi$  filtresi Şekil 3.62’de gösterilmiştir.



Şekil 3.62 Optimize edilmiş  $\Pi$  filtreli LTM8073 devresi

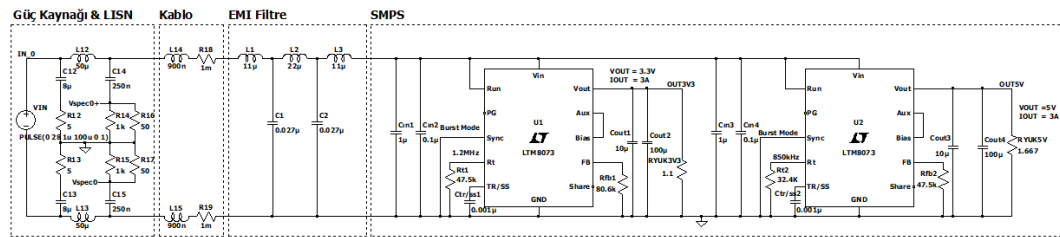
$K=4$  ve  $K=5$  değerleri ile optimize edilmiş  $\Pi$  filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.63’de gösterilmiştir.  $K=4$  ve  $K=5$  değerleri ile optimize edilmiş  $\Pi$  filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, her iki filtrenin de düşük ve yüksek frekans değerlerinde yakın bastırma oranına sahip olduğu görülmektedir. 850 kHz ve harmoniklerinde  $K$  değeri yüksek olan  $\Pi$  filtresi daha çok gürültü bastırabilmektedir.



Şekil 3.63 K=4 ve K=5 değerleri ile optimize edilmiş  $\Pi$  filtresi FFT analizi

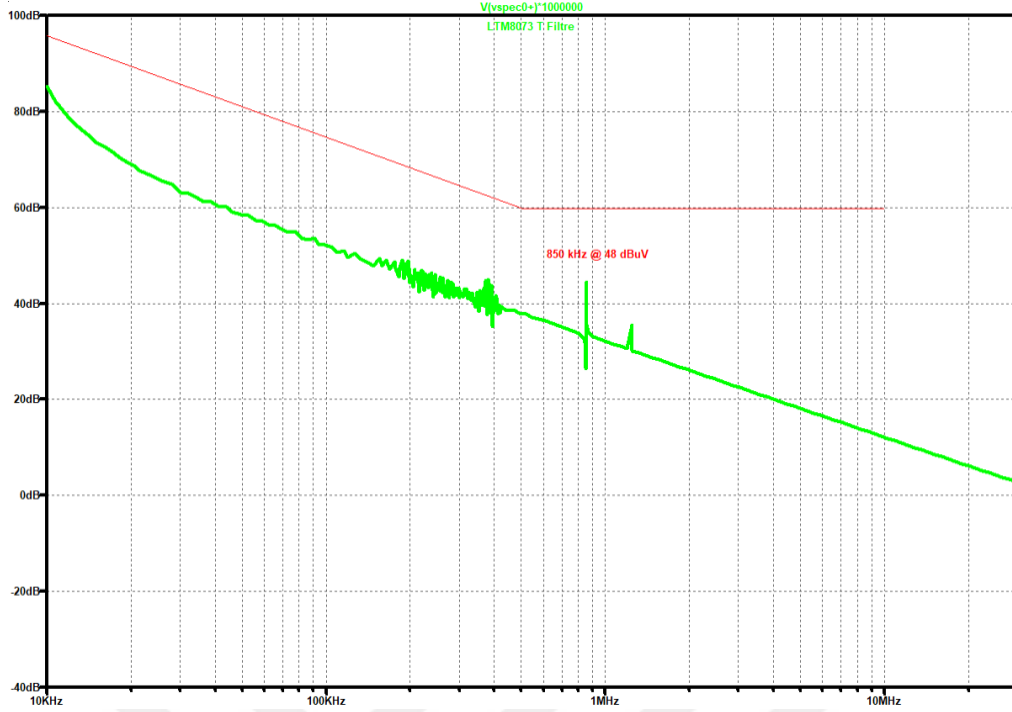
- **T Filtre Tasarım ve Analizi**

T filtresinde kullanılacak indüktör değeri denklem (3.129) ile hesaplanan  $22 \mu\text{H}$  değeridir.  $L/2$  indüktör değeri için ise  $11 \mu\text{H}$  değerine sahip indüktör kullanılabilir. Kapasite değeri ise denklem (3.130) ile hesaplanan  $27 \text{ nF}$  değerine sahip kapasite değeridir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak T filtre şeması Şekil 3.11’de gösterilmiştir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden T filtre devre şeması Şekil 3.64’de gösterilmiştir.



Şekil 3.64 İkinci dereceden T filtrelili LTM8073 devresi

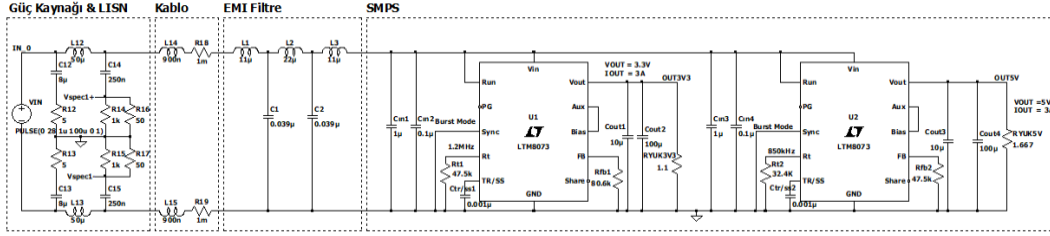
İkinci dereceden T filtre eklenmesi sonucunda LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.65’de gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde  $850 \text{ kHz}$  frekans değerinde gözlemlenen  $35 \text{ dB}\mu\text{V}$  değerindeki fazla gürültü değerinin, CE102 temel limit eğrisinin  $850 \text{ kHz}$  frekans değerindeki  $60 \text{ dB}\mu\text{V}$  sınır seviyesinin altında kaldığı görülmektedir.



Şekil 3.65 İkinci dereceden T filtrelili LTM8073 FFT analizi

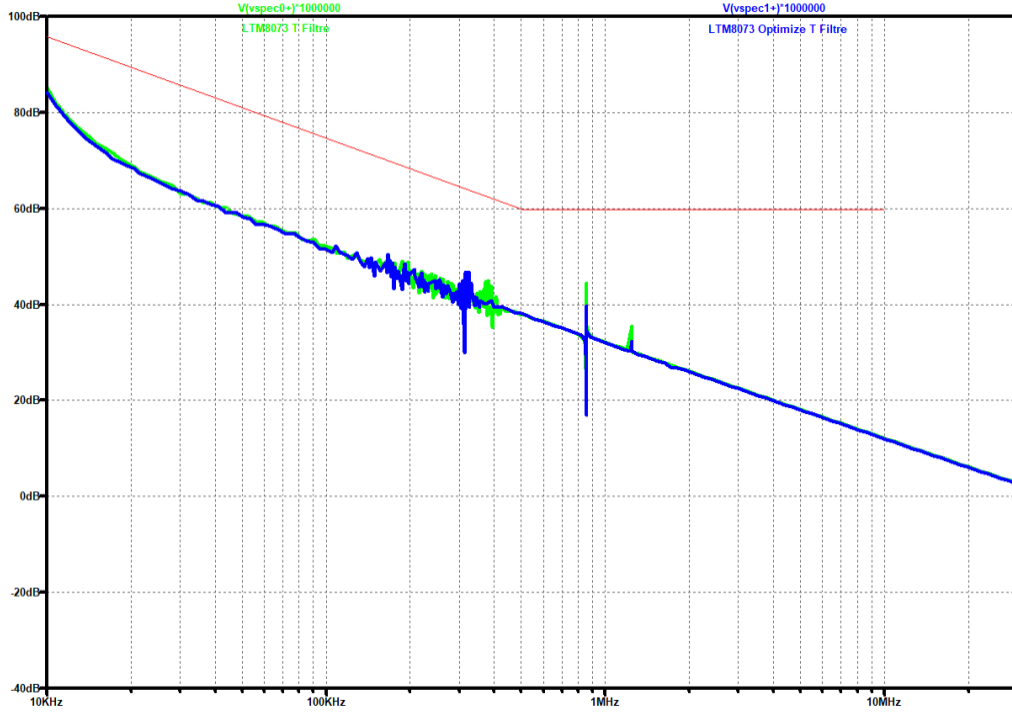
LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  kesim frekansını etkilemektedir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresinin giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek denklem (3.152), (3.153), (3.154), (3.155), (3.156), (3.157) ve (3.158) denklemlere göre yeniden hesaplanmıştır.  $f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğu hesaplanmıştır. Ortalama kesim frekansı ( $f_{c,avg} \cong 292 \text{ kHz}$ ) ve K değeri yaklaşık olarak ( $K_{avg} \cong 2.91$ ) hedefin altındadır.  $f_{c1}$  ve  $f_{c2}$  kesim frekansının üstünde olduğundan gürültü bastırma oranı düşüktür. İndüktör değerleri sabit tutularak kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı düşürülebilir.

Denklem (3.159) ve (3.160) göre kapasite değeri yenide hesaplanmıştır.  $C_1 = C_2 = 33 \text{ nF}$  olacak şekilde yeniden eş değer frekansı hesaplanmıştır. Ortalama kesim frekansı ( $f_{c,avg} \cong 222 \text{ kHz}$ ) ve K değeri yaklaşık olarak ( $K_{avg} \cong 3.82$ ) hedefin altındadır. Kapasite değeri arttırarak denklem (3.159) ve (3.160) göre kapasite değeri yeniden hesaplanması gerekmektedir.  $C_1 = C_2 = 39 \text{ nF}$  olacak şekilde yeniden eş değer frekansı hesaplanmıştır. Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 205 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını ( $K_{avg} \cong 4.14$ ) sağlayabilmektedir. Kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı ve zayıflatma oranına göre hesaplanarak tasarlanan T filtresi Şekil 3.66'da gösterilmiştir.



Şekil 3.66 Optimize edilmiş T filtreli LTM8073 devresi

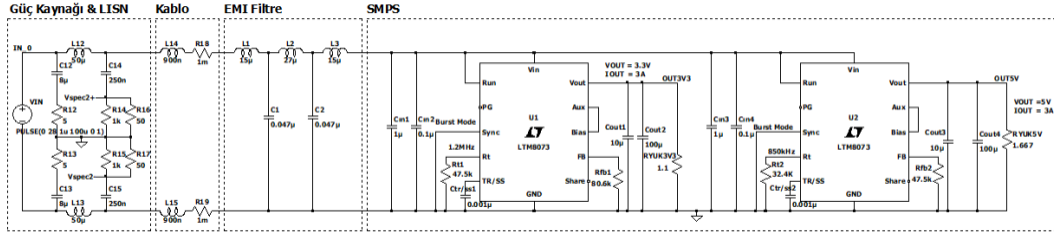
Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş T filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.67’de gösterilmiştir. Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş T filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, her iki filtrenin de düşük ve yüksek frekans değerlerinde aynı bastırma oranına sahip olduğu görülmektedir. 850 kHz ve harmoniklerinde optimize edilmiş T filtresi daha çok gürültü bastırabilmektedir.



Şekil 3.67 Optimize edilmiş ve optimize edilmemiş T filtresi FFT analizi

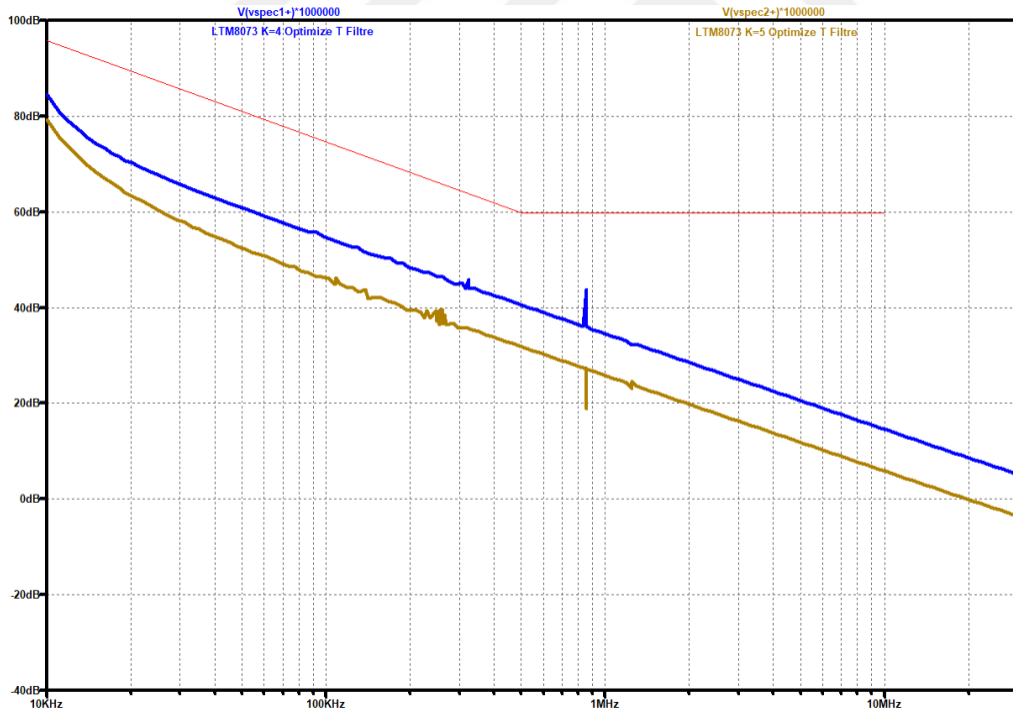
Şekil 3.67’de grafikte görülen gürültü seviyeleri MIL-STD-461G standardı CE102 test limitleri açısından uyumludur. Ancak 850 kHz değerinde görülen yüksek gürültü seviyesini bastırabilmek için filtre optimize edilmiştir. Daha fazla gürültü seviyesi bastırabilmek için K değerini arttırmak başka bir optimizasyon çözümdür. K değeri 5 yapılarak denklem (3.148), (3.149), (3.150), (3.151), (3.152), (3.153), (3.154), (3.155), (3.156), (3.157), (3.158), (3.159), (3.160), (3.161), (3.162), (3.163), (3.164), (3.165), (3.166) ve (3.167) denklemlere göre yeniden hesaplanmıştır.

$C_1 = C_2 = 47 \text{ nF}$ ,  $L_1 = L_3 = 15 \text{ uH}$  ve  $L_2 = 27 \text{ uH}$  olacak şekilde ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 164.5 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını ( $K_{avg} \cong 5.16$ ) sağlayabilmektedir. Kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı ve zayıflatma oranına göre hesaplanarak tasarlanan T filtresi Şekil 3.68’de gösterilmiştir.



Şekil 3.68 Optimize edilmiş T filtreli LTM8073 devresi

$K=4$  ve  $K=5$  değerleri ile optimize edilmiş T filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.69’da gösterilmiştir.  $K=4$  ve  $K=5$  değerleri ile optimize edilmiş T filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, her iki filtrenin de düşük ve yüksek frekans değerlerinde yakın bastırma oranına sahip olduğu görülmektedir.

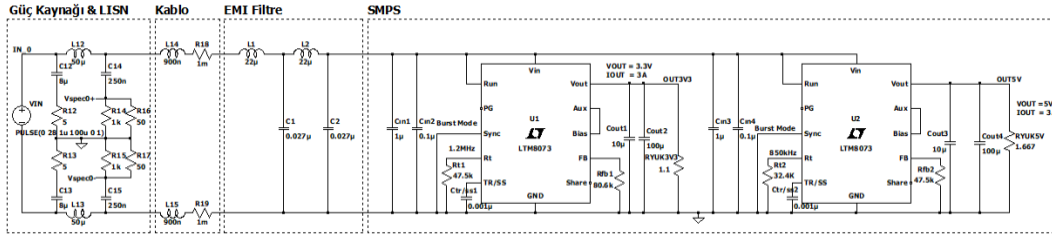


Şekil 3.69  $K=4$  ve  $K=5$  değerleri ile optimize edilmiş T filtresi FFT analizi

- **LC Filtre Tasarım ve Analizi**

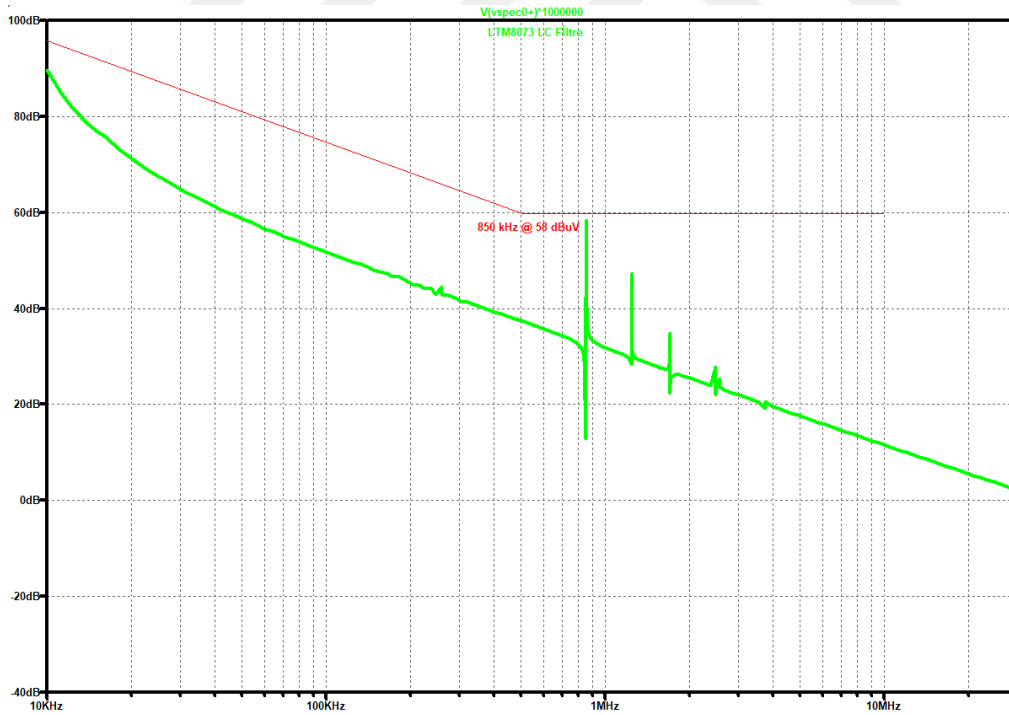
LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devre şemasında filtre tasarımı için kullanılacak LC filtre şeması Şekil 3.14’de gösterilmiştir.

Tasarlanacak ikinci dereceden LC filtrenin indüktör değeri denklem 3.129 ile hesaplanan  $22 \mu\text{H}$  değeridir. Kapasite değeri ise denklem 3.130 ile hesaplanan  $27 \text{ nF}$  değerine sahip kapasite değeridir. LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine eklenen ikinci dereceden LC filtre devre şeması Şekil 3.70’de gösterilmiştir.



Şekil 3.70 İkinci dereceden LC filtreli LTM8073 devresi

İkinci dereceden LC filtre eklenmesi sonucunda LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait LTspice FFT analiz sonucu Şekil 3.71’de gösterilmiştir. FFT analizi incelendiğinde  $850 \text{ kHz}$  frekans değerinde gözlemlenen  $35 \text{ dB}\mu\text{V}$  değerindeki fazla gürültü değerinin, CE102 temel limit eğrisinin  $850 \text{ kHz}$  frekans değerindeki  $60 \text{ dB}\mu\text{V}$  sınır seviyesinin altında kaldığı görülmektedir.



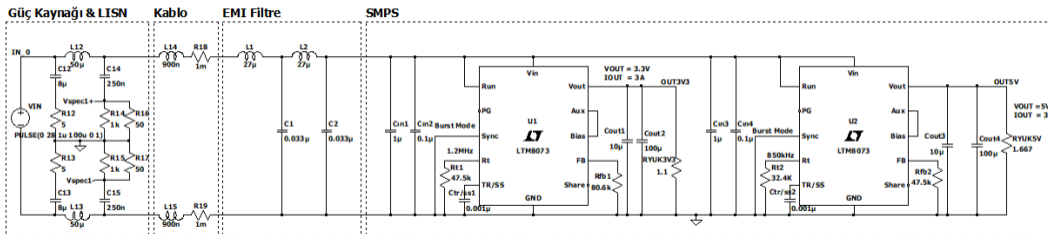
Şekil 3.71 İkinci dereceden LC filtreli LTM8073 FFT analizi

Tasarlanan LC filtrenin  $C_2$  kapasitesi LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresi giriş kapasiteleri  $C_{in1}$  ve  $C_{in2}$  EMI filtre hesabına dahil edilerek denklem

(3.152), (3.153), (3.154), (3.155), (3.156), (3.157) ve (3.158) denklemlere göre yeniden hesaplanmıştır.

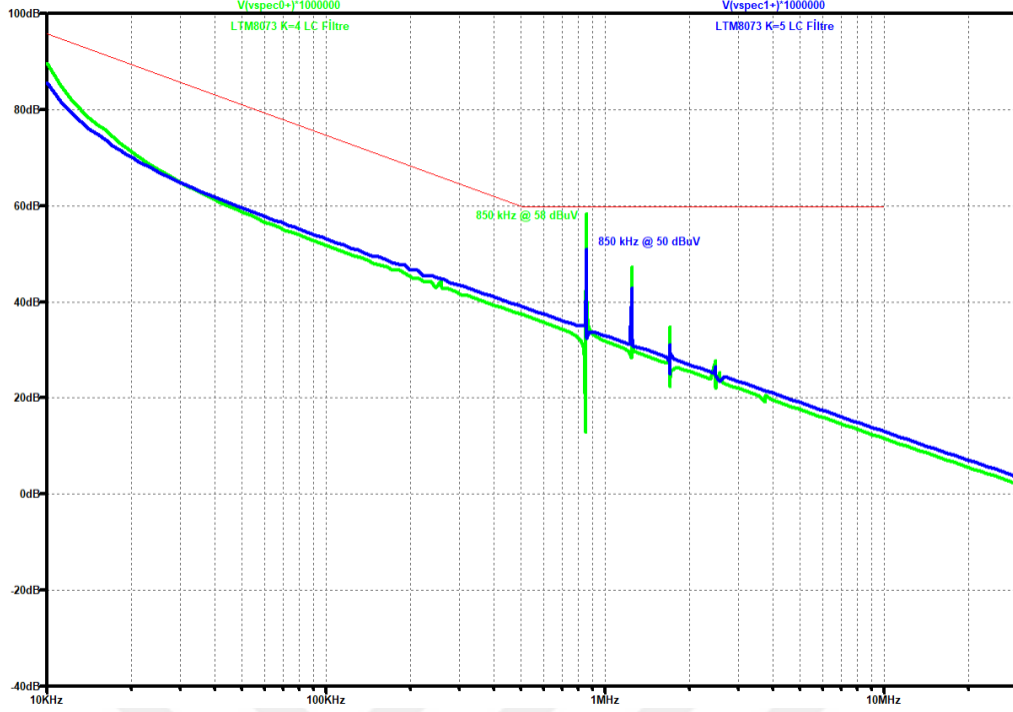
Ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 206.5 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını ( $K_{avg} \cong 4.11$ ) sağlayabilmektedir. 850 kHz ve harmoniklerinde LC filtresi gürültüleri bastırabilmektedir. Şekil 3.71’de grafikte görülen gürültü seviyeleri MIL-STD-461G standardı CE102 test limitleri açısından uyumludur. Daha fazla gürültü seviyesi bastırabilmek için K değerini arttırmak başka bir optimizasyon çözümüdür. K değeri 5 yapılarak denklem (3.148), (3.149), (3.150), (3.151), (3.152), (3.153), (3.154), (3.155), (3.156), (3.157), (3.158), (3.159), (3.160), (3.161), (3.162), (3.163), (3.164), (3.165), (3.166) ve (3.167) denklemlere göre yeniden hesaplanmıştır.

$C_1 = C_2 = 33 \text{ nF}$  ve  $L_1 = L_2 = 27 \text{ uH}$  olacak şekilde ortalama kesim frekansının ( $f_{c,avg} \cong 168.5 \text{ kHz}$ ) kapasite ve indüktör eş değerlerine göre incelendiğinde istenilen zayıflatma oranını ( $K_{avg} \cong 5.04$ ) sağlayabilmektedir. Kapasite değeri değiştirilerek kesim frekansı ve zayıflatma oranına göre hesaplanarak tasarlanan T filtresi Şekil 3.72’de gösterilmiştir.



Şekil 3.72 K=5 değerli LC filtreli LTM8073 devresi

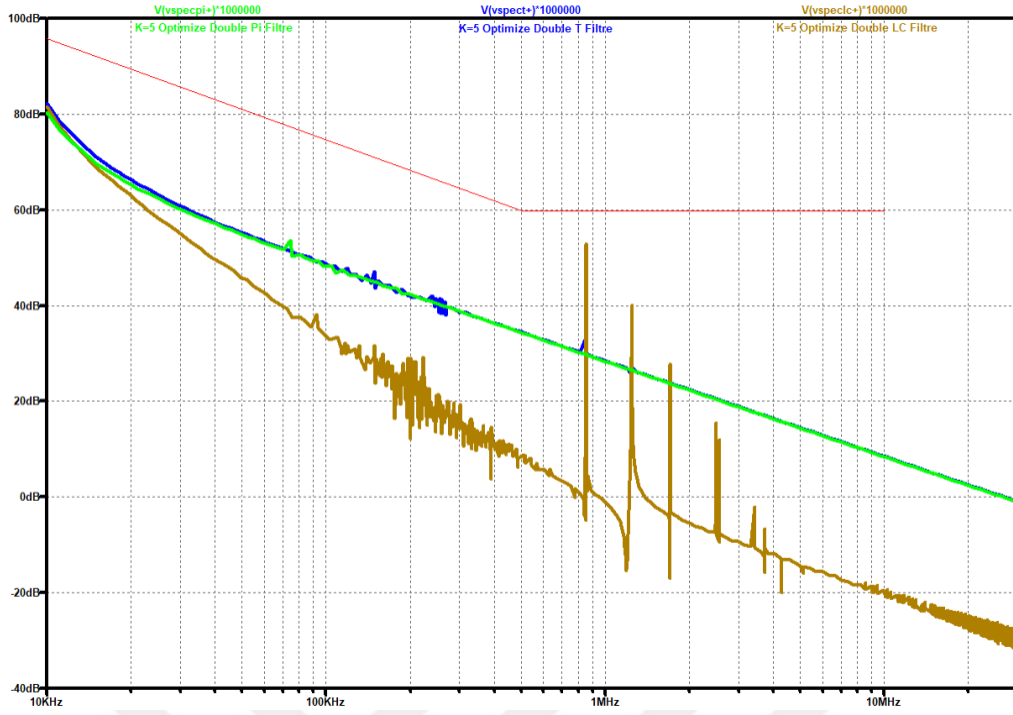
K=4 ve K=5 değerli LC filtrelerin FFT analiz sonuçları Şekil 3.73’de gösterilmiştir. K=4 ve K=5 değerli LC filtrelerin FFT analiz sonuçları incelendiğinde, K=4 filtresinin düşük ve yüksek frekans değerlerinde bastırma oranının daha yüksek olduğu görülmektedir.



Şekil 3.73 K=4 ve K=5 LC filtresi FFT analizi

850 kHz ve 1.2 MHz frekans anahtarlama frekans değerlerine, 28V besleme girişine, 3.3V/3A ve 5V/3A çıkış değerlerine sahip LTM8073 gerilim düşürücü dönüştürücü devresine ait II, T ve LC filtrelerinin simülasyon performansları incelenmiştir. II, T ve LC filtrelerinin FFT analizleri Şekil 3.74’de gösterilmiştir. Şekil 3.74 incelendiğinde II ve T filtresinin en iyi gürültü bastırma sonuçları verdiği görülmektedir. Anahtarlama eleman içeren devrelerde T filtresi yerine II filtre kullanılması tavsiye edilmektedir. İndüktör sayısı arttığında anahtarlama elemanları üzerindeki etkisi sonucunda devrenin verimini düşürmektedir.

Double II filtresi dengeli bastırma ve simetri isteyen projeler için idealdir. Ancak daha fazla bileşen içermekte ve kompleks bir yapıdır. Double T filtresi düşük frekans bastırma ihtiyacı kritikse tercih edilebilir. İndüktörden dolayı maliyet ve alan artışına dikkat edilmelidir. Double LC filtresi ise kompaktlık ve basitlik için en iyi seçenek olmaktadır.



Şekil 3.74 II, T ve LC filtreleri FFT analizleri

# 4

## SONUÇ

---

Bu çalışma farklı anahtarlama frekanslarına sahip DC/DC dönüştürücülerde EMI gürültü analizlerini yaparak uygun filtre tasarımlarıyla gürültüyü CE102 standart limit seviyelerinin altına düşürmek amaçlanmıştır. Anahtarlama gerilim düşürücü dönüştürücüleri yüksek frekanslı anahtarlama elemanları içerdiğinden dolayı bu cihazlar istenmeyen elektromanyetik emisyonlara sebep olabilmektedir. EMI gürültü özellikle hassas elektronik sistemlerde veri bozulmalarına, sinyal bütünlüğü problemlerine ve genel sistemin çalışma performansında düşüşe neden olabilmektedir. Gerilim düşürücü dönüştürücülerde EMI gürültü seviyelerinin kontrol edilebilmesi hem yasal düzenlemelere uyum sağlamak hem de güvenilir bir çalışma ortamı oluşturmak açısından büyük önem taşımaktadır. Çalışmada ilk olarak 400 kHz anahtarlama frekansına sahip bir gerilim düşürücü dönüştürücü devresi incelenmiş ve girişine LISN eklenerek FFT analizleri gerçekleştirilmiştir. EMI gürültü seviyelerinin belirlenen standart limitlerin üzerinde olduğu tespit edilmiş ve bu sorunun giderilmesi için çeşitli EMI filtreleme yöntemleri değerlendirilmiştir. II, T ve LC filtreleri arasından en uygun seçeneği belirlemek amacıyla detaylı analizler yapılmıştır. Yapılan hesaplamalar ve analizler sonucunda özellikle II ve T filtrelerinin gürültüyü etkin bir şekilde bastırdığı görülmüş, ancak LC filtresinin yetersiz kaldığı gözlemlenmiştir.

Ardından 400 kHz ve 600 kHz anahtarlama frekanslarına sahip bir gerilim düşürücü dönüştürücü devresi analiz edilmiş ve farklı frekanslarda çalışan dönüştürücüler için kesim frekanslarının doğru belirlenmesinin ve filtre elemanlarının doğru seçilmesinin gerekliliği ortaya konulmuştur. Bir sistemde birden fazla anahtarlama frekansı bulunması EMI filtre tasarımında dikkat edilmesi gereken önemli bir faktördür. Filtre tasarımının başarılı olabilmesi için en yüksek EMI gürültünün frekansına göre değil, en düşük kesim frekansına göre optimize edilmesi gerektiği

belirlenmiştir. Bu doğrultuda 400 kHz ve 600 kHz frekanslarında çalışan gerilim düşürücü dönüştürücü için uygun filtre elemanları hesaplanmış ve simülasyonlarla doğrulanmıştır. Yapılan hesaplamalar ve analizler sonucunda özellikle II ve T filtrelerinin gürültüyü etkin bir şekilde bastıracağı görülmüş, ancak LC filtresinin yetersiz kaldığı gözlemlenmiştir. 400 kHz ve 600 kHz anahtarlama frekanslarına sahip gerilim düşürücü dönüştürücü devresi için II ve T filtreleri kullanılabilir olduğu gözlemlenmiştir.

Daha yüksek frekanslarda çalışan bir DC/DC dönüştürücü olan LTM8073 devresi incelenmiş ve 1.2 MHz anahtarlama frekansında EMI gürültü analizleri yapılmıştır. Yüksek frekansta çalışmanın avantajları arasında daha küçük pasif eleman kullanımı ve daha kompakt devre tasarımı yer alsa dahi yüksek frekansların beraberinde getirdiği EMI gürültü problemleri oldukça ciddi seviyelere ulaşabilmekte olduğu gözlemlenmiştir. Yapılan FFT analizleri sonucunda 1.245 MHz ve harmoniklerinde CE102 sınırlarını aşan gürültüler tespit edilmiştir. Bu durumda da EMI gürültü seviyesini CE102 sınırları altına düşürmek için ikinci dereceden filtrelerin etkinliği incelenmiştir. II filtresinin yüksek frekans EMI gürültülerini baskılamada daha başarılı olduğu belirlenmiştir. Özellikle T ve LC filtresinin, yüksek frekanslarda II filtreye göre beklenen performansı sağlayamadığı gözlemlenmiştir.

Çalışmanın ilerleyen bölümlerinde ise 850 kHz ve 1.2 MHz gibi iki farklı anahtarlama frekansına sahip bir LTM8073 devre yapısı ele alınmıştır. Bu tür çoklu anahtarlama frekanslarına sahip sistemlerde EMI filtre tasarımında dikkat edilmesi gereken temel noktalar incelenmiştir. Çoklu frekanslarda çalışan sistemler, EMI duyarlılık açısından daha karmaşık problemler yaratabilir ve bu yüzden filtreleme stratejilerinin optimize edilmesi gereklidir. Bu doğrultuda, en küçük kesim frekansına göre filtre tasarlanarak tüm frekanslardaki gürültünün bastırılması hedeflenmiştir. Hesaplamalar sonucunda, II filtresinin çoklu frekans sistemlerinde de etkili olduğu görülmüştür.

Genel olarak EMI filtre tasarımları hem iletilen hem de yayılan emisyonları bastırmayı amaçlayan çeşitli yöntemler içerir. İletilen emisyonları azaltmak için genellikle pasif II, T ve LC filtreleri kullanılırken yayılan emisyonların azaltmak için PCB tasarımında dikkat edilmesi gereken bazı hususlar bulunur. Örneğin iyi bir topraklama düzeni, kısa ve geniş PCB bakır yolları, düşük ESR değerine sahip

kapasiteler ve manyetik alanları sınırlayan bileşenlerin kullanımı EMI gürültü seviyelerini azaltmada büyük rol oynar. Ayrıca filtrelerin konumu da EMI duyarlılık performansını doğrudan etkileyebilir. Bu yüzden filtrelerin mümkün olduğunca güç kaynağına yakın konumlandırılması tavsiye edilmektedir.

Çalışmada elde edilen bulgular anahtarlama güç dönüştürücülerinde EMI gürültü kontrolünün kritik olduğunu ve uygun filtre tasarımıyla sistemin elektromanyetik uyumluluk standartlarını sağlayabileceği incelenmiştir. EMI gürültü seviyesinin düşürülmesi için doğru filtre seçimi büyük önem taşımakta olup özellikle II filtresinin anahtarlama elemanlarının verimini düşürmeden ve güç kaybını artırmadan EMI gürültü seviyesini azaltmada en etkin çözüm olduğu belirlenmiştir. Anahtarlama devrelerinde filtre seçimi yapılırken hem gürültü bastırma seviyesi hem de devrenin genel verimliliği göz önünde bulundurulmalıdır. Ayrıca birden fazla anahtarlama frekansı içeren sistemlerde her frekans için ayrı bir analiz yapılması ve filtre tasarımında en düşük kesim frekansının referans alınması gerektiği vurgulanmıştır.

Sonuç olarak bu çalışma, DC/DC dönüştürücüler için EMI filtre tasarımını optimize etmek amacıyla teorik hesaplamalar ve LTspice simülasyonları kullanarak en uygun filtreleme yöntemlerini belirlemiştir. EMI gürültü azaltımında filtre tipinin doğru seçilmesinin büyük önem taşıdığı ve sistemin elektromanyetik uyumluluğunu sağlamak için özellikle II filtre yapısının daha etkili olduğu sonucuna varılmıştır. Gelecekteki tasarımlarda hem verimliliği koruyup hem de EMI gürültü seviyelerini sınırlandırmak adına anahtarlama frekansının EMI gürültü üzerindeki etkilerinin detaylı analiz edilmesi ve uygun pasif eleman seçimlerinin yapılması gerektiği önerilmektedir.

## KAYNAKÇA

---

- [1] M. I. Montrose, “EMC and The Printed Circuit Board: Design, Theory and Layout Made Simple”, 1999.
- [2] H. W. Ott, “Electromagnetic Compatibility Engineering”, 2009.
- [3] C. R. Paul, “Introduction to Electromagnetic Compatibility”, 2005.
- [4] Department of Defense, “MIL-STD-461G, Department of Defense Interface Standard: Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment”, 2015.
- [5] IEEE Standards Association, “IEEE Standard for Electromagnetic Compatibility (EMC)”, 2014.
- [6] R. L. Ozenbaugh ve T. M. Pullen, “EMI Filter Design”, 2012.
- [7] X. Wen, C. Li, C. Feng ve P. Liu, “EMI filter design for power supplies,” 2011 Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, 2011, Doi: 10.1109/ICMTMA.2011.295.
- [8] S. Ye, W. Eberle ve Y.-F. Liu, “A novel EMI filter design method for switching power supplies,” IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, Doi: 10.1109/TPEL.2004.836629.
- [9] H. Zhang ve S. Young, “Speed up the design of EMI filters for switch-mode power supplies”, 2020.
- [10] S. Yalçın, Ş. Özen ve S. Helhel, “EMI filter design based on the separated electromagnetic interference in switched mode power supplies,” Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 2016, Doi: 10.3906/elk-1404-135.
- [11] H. Li, D. Pommerenke, W. Pan, S. Xu, H. Ren, F. Meng ve X. Zhang, “Conducted EMI simulation of switched mode power supply,” 2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2009, Doi: 10.1109/ISEMC.2009.5283255.
- [12] L. Yuan, J. Zhang, Z. Liang, M. Hu, G. Chen ve W. Lu, “EMI challenges in modern power electronic-based converters: Recent advances and mitigation techniques,” Frontiers in Electronics, 2023, Doi: 10.3389/felec.2023.1274258.
- [13] M. Sclocchi, “Input filter design for switching power supplies,” National Semiconductor Corporation, 2010.
- [14] O. Raoudi, “EMI filter design for DC/DC converters for all electric aircrafts,” 2022.
- [15] A. Tyagi, R. Jayapal, S. K. Venkatesh ve A. Singh, “Design & implementation of a practical EMI filter for high frequency-high power DC-DC converter

according to MIL-STD-461E,” International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Mar. 2017.

- [16] Analog Devices, “LTM8073: 60VIN, 3A Silent Switcher  $\mu$ Module Regulator,” Datasheet, 2019. [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/ltm8073.html>
- [17] I. Mukharjee ve I. A. Gadoura, “Simple, low EMI-noise input-filter design for DC/DC power regulators,” 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012, Doi: 10.1109/ICIEA.2012.6360948.
- [18] A. Majid, J. Saleem ve K. Bertilsson, “EMI filter design for high frequency power converters,” 2012 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2012, Doi: 10.1109/ISEMC.2012.6351768.
- [19] R. Chen, J. D. van Wyk, S. Wang ve W. G. Odendaal, “Technologies and characteristics of integrated EMI filters for switch mode power supplies,” 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2004, Doi: 10.1109/PESC.2004.1353105.

# A

## İKİNCİ DERECEDEDEN FİLTRE YAPILARI K TABLOSU

K	Double L	20 log dB	Double $\pi$	20 log dB	Double T	20 log dB
3.0	31.52	29.97	23.65	27.48	23.65	27.48
3.1	36.58	31.26	28.36	29.05	28.36	29.05
3.2	42.20	32.51	33.77	30.57	33.77	30.57
3.3	48.42	33.70	39.95	32.03	39.95	32.03
3.4	55.27	34.85	46.98	33.44	46.98	33.44
3.5	62.79	35.96	54.94	34.80	54.94	34.80
3.6	71.03	37.03	63.93	36.11	63.93	36.11
3.7	80.02	38.06	74.02	37.39	74.02	37.39
3.8	89.82	39.07	85.33	38.62	85.33	38.62
3.9	100.47	40.04	97.96	39.82	97.96	39.82
4.0	112.00	40.98	112.00	40.98	112.00	40.98
4.1	124.48	41.90	127.59	42.12	127.59	42.12
4.2	137.95	42.79	144.85	43.22	144.85	43.22
4.3	152.45	43.66	163.89	44.29	163.89	44.29
4.4	168.05	44.51	184.85	45.34	184.85	45.34
4.5	184.78	45.33	207.88	46.36	207.88	46.36
4.6	202.72	46.14	233.12	47.35	233.12	47.35
4.7	221.90	46.92	260.73	48.32	260.73	48.32
4.8	242.38	47.69	290.86	49.27	290.86	49.27
4.9	264.23	48.44	323.68	50.20	323.68	50.20
5.0	287.50	49.17	359.38	51.11	359.38	51.11
5.1	312.25	49.89	398.12	52.00	398.12	52.00
5.2	338.54	50.59	440.10	52.87	440.10	52.87
5.3	366.44	51.28	485.53	53.72	485.53	53.72
5.4	395.99	51.95	534.59	54.56	534.59	54.56
5.5	427.28	52.61	587.51	55.38	587.51	55.38
5.6	460.37	53.26	644.51	56.18	644.51	56.18
5.7	495.31	53.90	705.82	56.97	705.82	56.97
5.8	532.19	54.52	771.67	57.75	771.67	57.75
5.9	571.06	55.13	842.31	58.51	842.31	58.51
6.0	612.00	55.74	918.00	59.26	918.00	59.26

Şekil 4.1 İkinci dereceden filtre yapıları K tablosu

# B

## LTM8073 TEKNİK DOKÜMANI



LTM8073

60V<sub>IN</sub>, 3A Silent Switcher  
μModule Regulator

### FEATURES

- Complete Step-Down Switch Mode Power Supply
- Low Noise Silent Switcher® Architecture
- Wide Input Voltage Range: 3.4V to 60V
- Wide Output Voltage Range: 0.8V to 15V
- 3A Continuous Output Current, 24V<sub>IN</sub>, 5V<sub>OUT</sub>,  
T<sub>A</sub> = 85°C
- Up to 5A Peak Current
- Parallelable for Increased Output Current
- Selectable Switching Frequency: 200kHz to 3MHz
- Programmable Soft-Start
- 6.25mm × 9mm × 3.32mm BGA Package

### APPLICATIONS

- Power for Portable Products
- Distributed Supply Regulation
- Industrial Supplies
- Wall Transformer Regulation

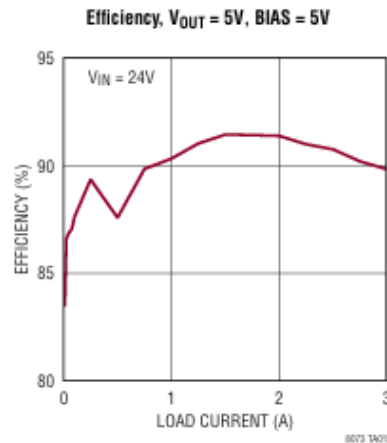
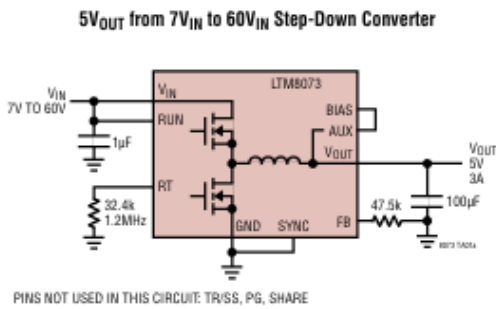
### DESCRIPTION

The LTM®8073 is a 60V<sub>IN</sub>, 3A (continuous) or 5A (peak) step-down Silent Switcher μModule® (power module) regulator. Included in the package are the switching controller, power switches, inductor, and all support components. Operating over an input voltage range of 3.4V to 60V, the LTM8073 supports an output voltage range of 0.8V to 15V and a switching frequency range of 200kHz to 3MHz, each set by a single resistor. Only the input and output filter capacitors are needed to finish the design.

The low profile package enables utilization of unused space on the bottom of PC boards for high density point of load regulation. The LTM8073 is packaged in a thermally enhanced, compact over-molded ball grid array (BGA) package suitable for automated assembly by standard surface mount equipment. The LTM8073 is RoHS compliant.

LT, LT, LTC, LTM, μModule, Burst Mode, Silent Switcher, Linear Technology and the Linear logo are registered trademarks of Analog Devices, Inc. All other trademarks are the property of their respective owners.

### TYPICAL APPLICATION



Şekil 4.2 LTM8073 teknik dokümanı

## TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

---

### Konferans Bildirileri

1. A. E. Sağdıç ve A. F. Bakan, “Doğru Akım Güç Kaynaklarında Elektro Manyetik Filtre Tasarımı ve Optimizasyonu” 2025 3rd International Scientific Compilation Research Congress, Ankara, 2025.

