



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Parazita elemek hatásának vizsgálata DC/DC konverterekben

TDK dolgozat

Készítette:

Kenderes Anett, Csernyava Olivér

Tanszéki konzulens:

Szűcs László

Ipari konzulens:

Szűcs Bálint, Leibinger Árpád

(Robert Bosch Kft.)

2019. október 28.

Tartalomjegyzék

Összefoglalás	4
1. Buck konverter	6
1.1. Működési áttekintés	6
1.2. Kapcsolási tranziensek	7
1.3. Bemeneti hurok	7
1.4. RL snubber	8
2. Elektromágneses összeférhetőség	11
2.1. Áttekintés	11
2.2. EMC szabályozások	12
2.3. EMC mérési módszerek	13
2.3.1. Sugárzott kibocsátás	13
2.3.2. Közeltéri vizsgálat	13
3. EMC mérések	15
3.1. Sugárzott zavarkibocsátás (CISPR 25)	15
3.1.1. Mérési összeállítás – kábelrezonanciák	15
3.2. Közeltéri mérés	17
4. Áramköri modell	19
4.1. Passzív alkatrészek	19
4.2. Félvezetők	20
4.3. Integrált áramkör	21
5. 3D modell	23
5.1. Szórási paraméterek	23
5.2. Kevert szimuláció	24
5.3. Mérési eljárások modellezése	25
5.3.1. PCB mérés modellje	25
5.3.2. Sugárzott zavarmérés modellje	25
5.3.2.1. Távvezeték modell	25
5.3.2.2. Kamramodell	27
Összefoglalás	32
Irodalomjegyzék	35

Kivonat

Az elektromágneses összeférhetőség (EMC) figyelembevételének jelentős szerepe van az autóipari termékfejlesztésben. Az esetek túlnyomó többségében az EMC-re való optimalizálás csak a főbb fejlesztési folyamat után kerül előtérbe, ugyanis az eredmények csak a teljes eszköz esetén lehetnek reprezentatívak, ez pedig nem mondható el egy feszültségátalakító modulról, mely részegységnek minősül. Ideális esetben a fejlesztők rendelkeznek a priori ismerettel az EMC problémák forrásáról és azok hatásáról az eszközre, amit fel tudnak használni az aktuális tervezéshez. A kapcsolóüzemű DC/DC átalakítók alkatrészei, áramköri lapja és az eszköz teljes felépítéséből származó parazita hatások rezonanciákat okoznak. Ezek bizonyos frekvenciákon elfogadhatatlan mértékben megnövelik a zajt, melyet szabványok korlátoznak. Ennek elkerüléséhez tisztában kell lennünk a lehetséges parazita elemekkel. Sajnos e hatások eszközzől eszközre változnak, így minden tervezésnél más-más módon szükséges ezeket vizsgálnunk. Erre az egyik leghatékonyabb módszer idő és költség szempontjából a számítógépes szimuláció, ahol kisebb változtatásokat végezhetünk a modellen, így optimalizálva az elektromágneses összeférhetőségre. Viszont a modell viselkedését minden esetben hitelesíteni kell méréseken keresztül, és szükséges ismerni az alkalmazhatóság korlátait.

Jelen munkában egy kapcsolóüzemű feszültségcsökkentő konvertert vizsgálunk (aszinkron buck topológia), szem előtt tartva az ismertebb parazita elemeket és azok hatását az eszköz zajára. A fő célunk ezen hatások relatív összehasonlítása a fejlesztési folyamat elősegítéséhez. Ehhez a CST Microwave and Design Studio modulját alkalmazzuk, amely figyelembe tudja venni az eszköz fizikai felépítéséből származó parazitákat is. A szimulációt összehasonlítjuk mérési eredményekkel többféle megvalósított áramköri variánshoz. Bemutatjuk a modell felépítéséhez szükséges alkatrészek (FET, dióda, IC és a passzív alkatrészek) fontosabb parazita elemeit, és ezek megfelelő beállítását, továbbá a konverter zajának csillapítására szolgáló RL snubber tervezését és tulajdonságait is. A különféle zajok forrásának meghatározására a konverter jeleit időtartományban is vizsgáljuk, amivel meg tudjuk állapítani, hogy az egyes nagyfrekvenciás komponensek melyik működési fázisban lépnek fel. Erre az úgynevezett short-time FFT algoritmust alkalmazzuk a mért és szimulált időtartománybeli jeleken, amely megmutatja különböző időpillanatokban a jel spektrális kiterjedését. Végezetül megadunk egy eljárást, mely a szabványos sugárzott zavarméréssel összhangban képes megbecsülni a problémás frekvenciasávban az emisszió mértékét.

Abstract

Electromagnetic compatibility (EMC) is a crucial part of product development in the automotive industry. In most cases the optimization for EMC comes into view after the main development process, because the results are only representative for the whole device, not for sub-parts like the power supply module. Ideally, the developers have a priori knowledge of the presence and the effect of EMC noise sources and they can relate them in the actual design. In DC/DC converters the parasitic effects of the components, PCB and the structure as a whole cause resonances which can amplify the noise of the converter to an unacceptable level. In order to avoid this problem, we should be aware of these parasitic elements. Unfortunately, these effects can change design-by-design and we should investigate them in every project differently. The quickest and the most cost-efficient method is usually the computer simulation of the model, where we can make slight changes in the design and then compare them. However, we must validate our simulation model through measurements, and know its application limits.

In this work, we investigate a step-down converter (asynchronous Buck topology), focusing on well-known parasitic elements and their effects on the noise. The main objective is the relative comparison of these effects for the support of the development process. For this purpose, 3D full-wave simulations with CST Microwave and Design Studio are performed. The results are validated against experimental data obtained from measurements on variants of manufactured PCBs. Here, we give a tutorial on creating the model for the simulation, including the parameters of the IC, FET, diode and the passive components as well. The design of an R-L snubber in the input loop of the converter is also introduced. For determining the origin of the resonance caused by parasitic effects, we can investigate the measured signals of the converter in time domain to decide when the resonance occurs. Thus, we can directly focus on the problematic part, e.g., the turn-on event of the switching transistor or the reverse current of the freewheeling diode. Hence, we calculate short-time FFT from the measured and simulated data to observe the spectral expansion as the function of time. Finally, we provide a method to estimate the amount of emission in the problematic frequency range, corresponding with the standard radiated emission measurement.

Bevezetés

Az autóiipari elektromos eszközök jelentős részének működéséhez szükséges valamilyen részegység, amely funkcionálisan tartalmaz váltakozó áramú gerjesztést. Ekkor a készülék felépítésétől és tulajdonságaitól függően az esetleges nagyobb frekvenciás jelkomponensek zajként kijuthatnak az eredeti rendszerből, és a környezetében lévő más rendszerekbe becsatolódva problémát okozhatnak. Ennek elkerülésére az eszközt a nemzetközileg elfogadott EMC szabványoknak megfelelően kell megtervezni. A készülék megfelelőségét méréseken keresztül határozhatjuk meg, melyeket szintén a szabványok definiálnak. Ekkor a fejlesztési folyamat a tervezés, megvalósítás és végül mérés részekből áll, ahol általában a teljes készüléken tudjuk elvégezni az EMC méréseket, és abban az esetben, ha az eszköz nem megfelelő, akkor újra kell tervezni és építeni. Ebből látszik, hogy ahány módosítást szeretnénk végezni az áramkörön, annyi megvalósítás szükséges, amelyen a szabványosított méréseket el lehet végezni. Ez nagy anyag és idő költséggel jár, így érdemes törekedni arra, hogy a fejlesztés és az EMC mérés lépések közelebb kerüljenek egymáshoz, tehát már a tervezés szakaszban figyelembe tudjuk venni az áramköri, szerkezeti vagy szoftveres módosítások hatására esetlegesen kialakuló EMC problémákat. Erre módszerek lehetnek a fejlesztői mérések és a szimuláció, melyek nem szabványosítottak, viszont segítségükkel következtetni lehet a teljes eszköznél kialakuló problémákra [1].

Az EMC szempontjából problémás autóiipari eszközök kisteljesítményeken többek között a nagysebességű processzorok vagy memóriák, valamint az általánosan alkalmazott kapcsolóüzemű feszültség átalakítók, melyek a tápellátás illesztését biztosítják. A továbbiakban egy feszültségcsökkentő konverter példája segítségével dolgozunk, ugyanis ez az áramkör általában az eszköz bemenetén található, így fontossá válik EMC szempontból. Ezen kapcsolóüzemű átalakítók működési frekvenciája jellemzően 400 kHz – 2 MHz tartomány körül van, amely önmagában problémát okozhat egyes rádiótechnikában alkalmazott frekvenciákon. Viszont gyakran a 100 MHz környékén kialakuló zaj is jelentős lehet, habár ennek az oka nem közvetlen a kapcsolójel felharmonikusai, ugyanis ezek már számottevően lecsökkennek ekkor, de az eszköz spektrumának bizonyos rezonancia pontjain felerősödnek, és egy szélesebb sávú zavart tapasztalunk, mint a kHz-es tartományokon. Ezen rezonanciák okai részben az egyes parazita hatások, melyeket a nagyfrekvenciás működés esetén figyelembe kell venni, annak ellenére, hogy az áramkör funkcionális működésében nem vesznek részt [2]. A dolgozatban az említett parazita elemek hatására való becslési eljárást ismertetünk. Ezt egy gyakorlati példán keresztül mutatjuk be, melynek alapvető célja az adott konverter zajának csökkentése.

Az első fejezetben bemutatjuk a felhasznált feszültségcsökkentő konverter tulajdonságait, és a lehetséges zajcsökkentési módszereket. A második fejezetben az elektromágneses összeférhetőség

alapvető elveit, a témához releváns szabványokat és mérési módszereket vezetjük be. A harmadik fejezetben ismertetjük a mérési eredményeket, melyek rámutatnak a probléma mélyebb vizsgálatának szükségességére. Ehhez a negyedik fejezetben megalkotjuk egy modelljét az áramkörnek és a mérési eljárásoknak. Végül az ötödik fejezetben bemutatjuk a szimuláció eredményeit, és ezek alapján következtetünk a szabványos EMC mérés eredményeire.

1. fejezet

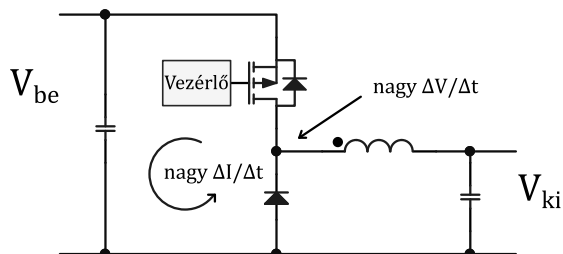
Buck konverter

A gépjárművekben az elsődleges energiaforrás az akkumulátor, melynek a kimeneti feszültségét jellemzően illeszteni szükséges a fedélzeti eszközök követelményeihez, amely egy stabilizált feszültséget jelent, hogy a jármű táphálózatának ingadozásai ne zavarják a készüléket. Ez a feszültségátalakítás DC/DC konverterek felhasználásával történik, ahol a kapcsolóüzemű működést alkalmazzák az esetek túlnyomó többségében a jó hatásfok és a helytakarékoság miatt.

A további vizsgálatokhoz egy feszültségcsökkentő aszinkron buck topológiát alkalmazunk, melynek szerepe, hogy nagyteljesítményű LED-eket tápláljon, így áramgenerátorként használjuk. A kimeneti áram korlátja 5 A. Jellemzően 1 A terheléssel és 3 V kimeneti feszültséggel alkalmazzuk a további mérések során.

1.1. Működési áttekintés

A buck topológia egy nem izolált kapcsolóüzemű feszültségcsökkentő konvertert határoz meg. A felépítése az 1.3 ábrán látható.



1.1. ábra. Buck topológia

A kapcsoló tranzisztort egy impulzusszélesség-modulált (PWM) jellel vezéreljük. A kitöltési tényező változtatásával befolyásolni tudjuk a kimenet és a bemenet feszültség arányát. A kapcsolóelem után egy impulzusszerű feszültségjel alakul ki, melyet a kimeneten szűrünk egy LC taggal, ami aluláteresztő viselkedést mutat, így megszabadulunk a kapcsolójel nagyfrekvenciás komponenseitől, és a kimeneten közel egyenfeszültség alakul ki (megfelelő szűrés esetén). Másik megközelítése

a problémának, ha a kimeneti tekercset egy energiátároló elemként fogjuk fel, amin valamilyen háromszög jellegű áramforma alakul ki ideális esetben, melynek a nagyfrekvenciás komponenseit a kimeneten egy párhuzamos kondenzátorral szűrjük ki. A tranzisztor kikapcsolásakor a tekercs még áramgenerátorként viselkedik, így biztosítanunk kell az áram folyását, ehhez alkalmazzuk az úgynevezett freewheeling diódát.

A konverter szabályozóköre egy áram- és egy feszültség-visszacsatolás segítségével vezérli a kitöltési tényezőt. Jelen példában a kapcsolási frekvencia függ a terhelési áramtól, viszont mi kizárólag egy fajta terhelést alkalmazunk, így a kapcsolójel frekvenciája 700 kHz.

A kapcsolások hatására a bemeneti áram is impulzusszerűen változik, amely a táphálózatot periodikusan terheli, így a bemenetre is szükséges egy kapacitás, amely a kapcsolások időpontjában fedezni tudja a hirtelen megnövekedett áramot, ugyanis a táphálózat felől a kábelezés nagyobb impedanciát mutat a bemenet felé. [3]

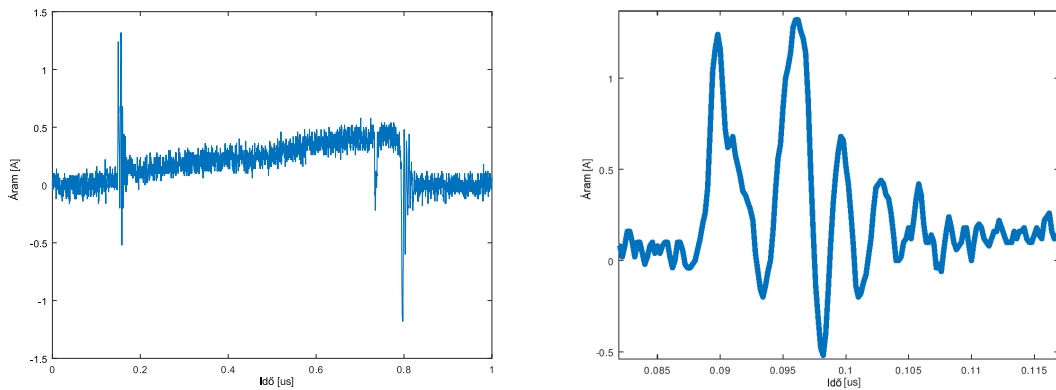
1.2. Kapcsolási tranziensek

A kapcsolási jelenségek hatására gyors fel-, és lefutó élek jönnek létre a konverter bemenetén lévő áramban és a kapcsolóponton lévő feszültségen (1.3 ábra), amely egy nagyon széles spektrumú nagyfrekvenciás gerjesztésként viselkedik. A valós kapcsolóelemeknek vannak úgynevezett parazita elemei, melyek a fizikai felépítésből származnak. Ezek hozzáadott indukvitások és kapacitások formájában értelmezhetőek, melyek egy rezonáns rendszert alkotnak. Ha ezt a rendszert széles spektrummal gerjesztjük, akkor azt tapasztaljuk, hogy bizonyos frekvenciák kiemelődnek, így elfogadhatatlan zajt okoznak. Ezek a gyakorlatban úgynevezett áram- vagy feszültséglengések formájában jelennek meg. Ennek kiküszöbölése érdekében a következő lépéseket tehetjük:

- Magát a zajt mint gerjesztést csökkentjük a kapcsolójel lassításával, így szűkebb spektrumot kialakítva. Ez például a tranzisztor gate ellenállásának növelésével lehetséges. Viszont sok esetben ez a paraméter nem változtatható, ugyanis gyakran egybeépítik a kapcsolóelemet a vezérléssel. Illetve a lassítás miatt megnövekednének a kapcsolási veszteségek, melyek a hatásfok leromlását eredményeznék.
- Másik módszer, ha a rezonáns struktúrát csillapítjuk, amely gyakran egy úgynevezett snubber taggal történik. Ekkor úgy módosítjuk a szerkezetet, hogy a rezonáns taghoz hozzáadunk valamilyen szintű csillapítást, így nem tud akkora lengés kialakulni.

1.3. Bemeneti hurok

A buck topológia esetén a legjelentősebb rezonáns struktúra az úgynevezett bemeneti hurok, vagy kritikus hurok, ugyanis ez erősen befolyásolja a bemeneti áram viselkedését, amely közvetlen kapcsolatban van a környezettel, vagyis a külső táphálózattal. A hurokhoz tartozik a kapcsolóelem, a dióda, a bemeneti kondenzátor és az áramköri lap vezetékkelése, melyeknek mind megvannak a maguk parazita hatásai, és az ezek alkotta rendszer okozza gyakran a problémát. Ez példá-

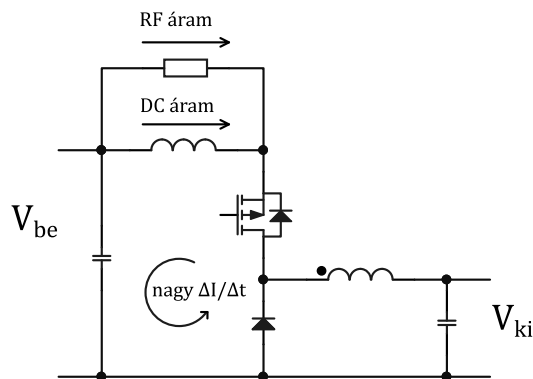


1.2. ábra. Tranzisztor áram túllövései és lengései

ul a hurokáram túllövésein figyelhető meg, melyet az 1.2 ábrán szemléltetünk, külön kiemelve a tranzisztor bekapcsolásakor fellépő lengést, amely az áramhullámossághoz képest is nagyobb, így jelentős zajt okoz, így ezt feltétlenül le kell csökkentenünk. Ehhez a parazita hatásokat nem tudjuk megszüntetni, így csillapítanunk kell a rezonáns hurkot. Ehhez ebben az esetben az úgynevezett RL snubbert alkalmazzuk.

1.4. RL snubber

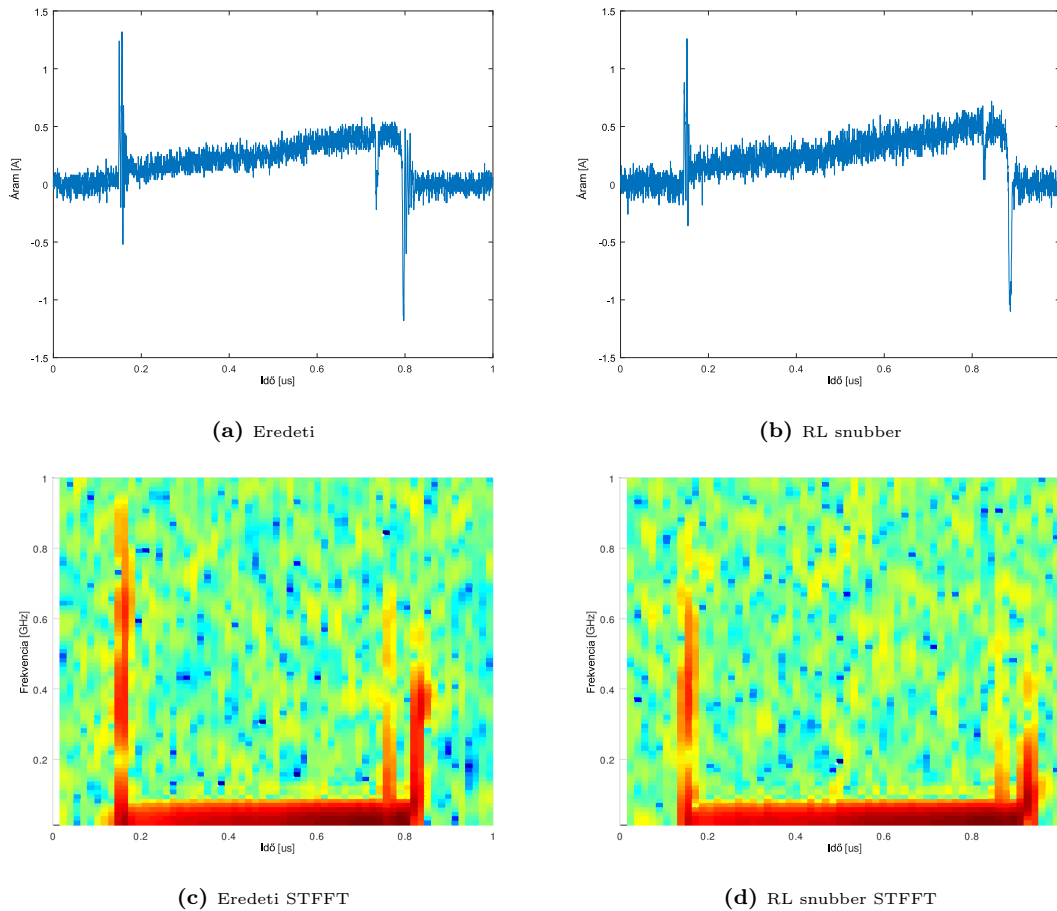
A célunk az, hogy a bemeneti hurok nagyfrekvenciás valós impedanciáját növeljük. Ezt úgy tudjuk elérni, ha beillesztünk a hurokba egy párhuzamos ellenállás és indukvitás tagot (RL tag: 1.3 ábra), aminek hatására szétválasztjuk a hurokáram kis- és nagyfrekvenciás komponenseit. Ugyanis a tekercs jelentősen nagyobb indukvitást mutat magasabb frekvenciákon, mint egy kellően kis értékűre választott ellenállás, így a zaj nagy része eldisszipálódik az ellenálláson [4]. Az indukvitás megválasztásakor azt vesszük figyelembe, hogy a problémás zajjal terhelt frekvenciákon legyen a tekercsrezonancia, így azok a frekvenciák csillapodjanak a legjobban. Az ellenállás értékéhez figyelembe kell venni, hogy mi a maximális teljesítmény amit a tokozása képes eldisszipálni, így a jellemző értékek ohmos nagyságrendbe esnek jellemzően, kis teljesítmények esetén. Mivel az egyenáram a tekercsen keresztül fog folyni, ezért jellemzően nagyobb méret szükséges, amely elbírja



1.3. ábra. RL snubber alkalmazása

a több amperes áramerősséget is.

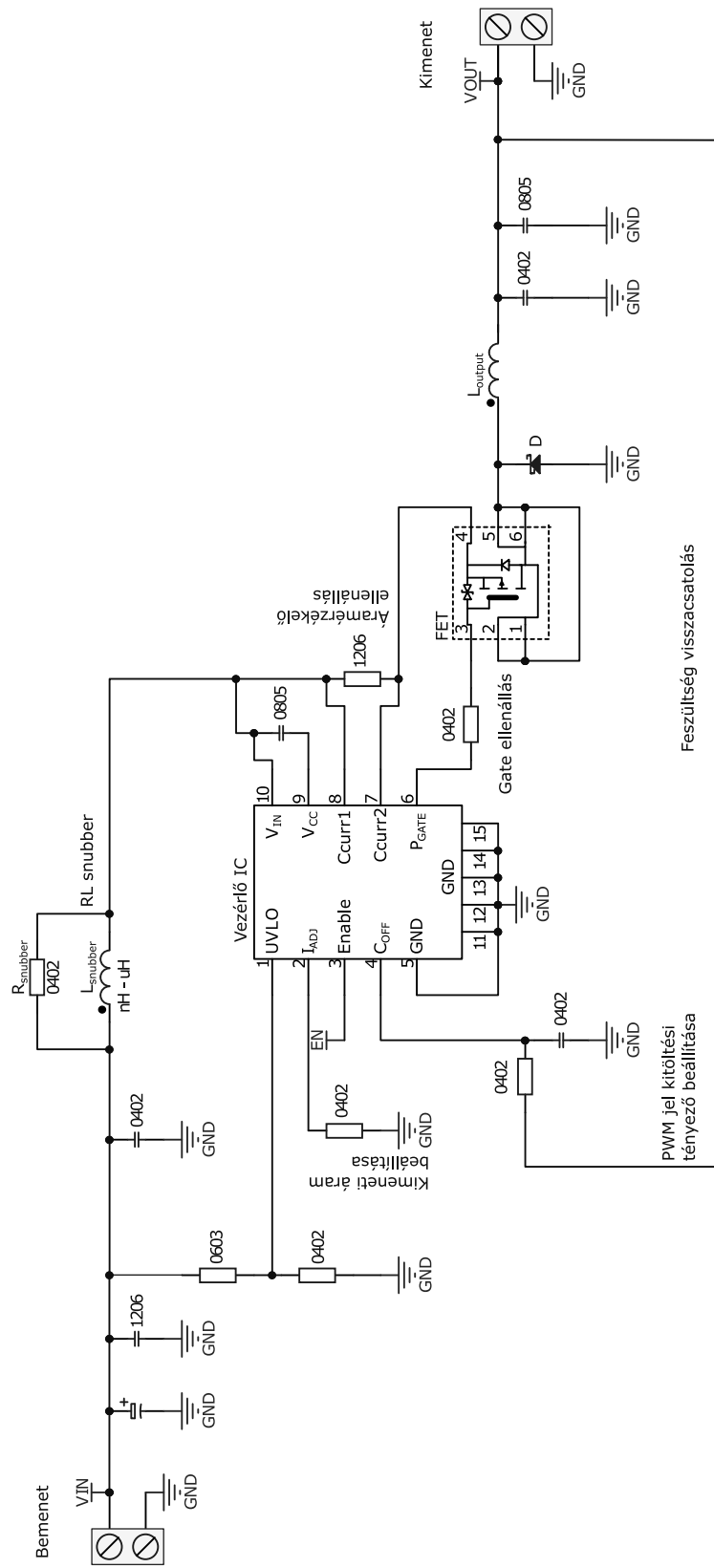
A fenti megfontolások alapján a snubber elemeit optimálni tudjuk az adott problémához, megfelelő tokozásokat és értékeket választva. Ehhez az alkalmazáshoz az ellenállás tokozását 0402 (imperial) méretűre választottuk, figyelembe véve, hogy a nagyfrekvenciás komponensek impulzusszerűen folynak rajta; az indukivitást pedig $1\ \mu\text{H}$ körülire, aminek a rezonancia frekvenciája az adott tokozásnál 10 MHz környékén van. Az így csillapított hurokáram összehasonlítása az eredetivel az 1.4 ábrán látható, ahol azt vehetjük észre, hogy a túllövéskor létrejövő belengés sokkal gyorsabban csillapodik.



1.4. ábra. RL snubber hatásának szemléltetése a hurokáramon

A jobb szemléltetés érdekében külön ábráztuk az időtartománybeli spektrális felbontását az áramnak. Ezt az úgynevezett short-time FFT (Fast Fourier Transformation) algoritmussal kapjuk, melynek az elmélete, hogy egy bizonyos szélességű csúszóablakkal végig haladunk a mért időtartományon, és mindenhol végzünk egy Fourier felbontást [5]. Ekkor az ablak szélességétől függ az időbeli felbontás minősége, és ezt úgy választjuk, hogy az áramjelalakon megjelenő túllövést még le tudja fedni. Ez a módszer hasznos annak vizsgálatára, hogy mely kapcsolási jelenségek milyen spektrumú zajt okoznak, így, ha célzottan tudunk foglalkozni a problémás parazita hatásokkal.

Az 1.4 ábrán lévő összehasonlításból látszik, hogy a snubber jelentősen csökkentette a hurokáram zaját, amely egy jobb összeállítást jelent EMC szempontból.



1.5. ábra. A megvalósított konverter kapcsolási rajza

2. fejezet

Elektromágneses összeférhetőség

Elektromágneses kompatibilitásról akkor beszélünk, ha az adott rendszer megfelelő működését szeretnénk biztosítani azáltal, hogy az ezt alkotó alrendszerek külső- és belső zavaroktól mentes üzemszerű viselkedését tesszük lehetővé.

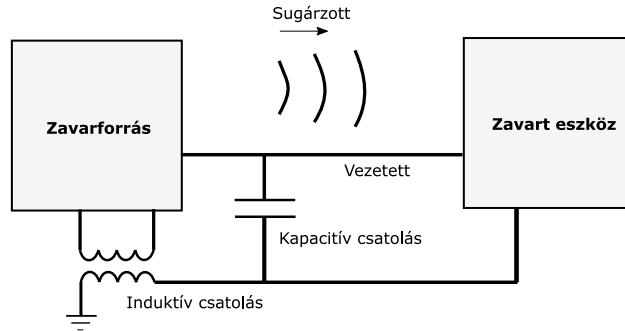
2.1. Áttekintés

Azon elektromos eszközök, melyek gyorsan változó jeleket tartalmaznak, például mikroprocesszorok, motorvezérlők, vagy kapcsolóüzemű átalakítók, jellemzően továbbítják ezen nagyobb frekvenciás komponensek egy részét a környezet felé valamilyen módon, amely más eszközökben megjelenve zajként viselkedik, mivel azok működéséhez általában nem tartozik hozzá. A készülékek többségét nem befolyásolja ez a fajta zavarás, ugyanis megfelelő módon képesek azt elnyomni például árnyékolással vagy más zavarvédelmi módszerekkel. Azonban olyan eszközöknél, melyeknek a működéséhez tartozik az elektromágneses tér vizsgálata, a tér leárnyékolása vagy annak elnyomása nem lehetséges, így ezeknek a környezetében a zavarforrásokat meg kell szüntetni vagy egy bizonyos szint alá csökkenteni a kibocsátásukat. Erre példát szolgáltatnak a rádióvevők, amelyek a járművek többségében egyre nagyobb számmal szerepelnek a különböző vezeték nélküli funkciók ellátására.

Ebből is látszik, hogy az összeférhetőség problémájának három szereplője van (2.1 ábra): a zavarforrás, a zavarterjedés módja, és a zavarást elszenvedő eszköz.

A zavar forrása bármi lehet, amelyre elektromágneses gerjesztésként tekinthetünk, például egy egyszerű villámlás, ahol pillanatszerűen több tíz kA áramerősség jön létre, vagy egy elektromos motor kilazult szikrázó szénkefeje, vagy éppen egy adó antenna az adott frekvencia sávon. Viszont a jellemző zavarforrások gyakran a nagysebességű áramkörök és az impulzus-szélesség modulált jelek.

A zajterjedés módja szétválasztható vezetett, csatolt, és sugárzott típusokra. A vezetett zavar alatt az eszközök között folyó áramokat értjük, melyeknél megkülönböztetünk közös módusú (CM) és differenciális módusú (DM) zajokat. A előbbit egy adott eszköz földpotenciáljához képest, míg



2.1. ábra. Elektromágneses összeférhetőség szemléltetése

az utóbbit egy külső környezeti földpotenciálhoz értelmezzük. Közeltéri csatolás abban az esetben jön létre, ha két egymáshoz közel lévő fémfelület kapacitívan, vagy két közeli áramjárta hurok induktívan csatolódik. Ekkor a köztük lévő távolság a gerjesztő zaj hullámhosszával összemérhető vagy kisebb. Ezeket nevezzük elektromos (E) és mágneses (H) közeltéri csatolásnak. A sugárzott zavar akkor válik jelentőssé, ha van olyan áramköri rész, melynek fizikai méretei összemérhetőek a zaj spektrumának valamely komponensével, így a kialakuló rezonáns struktúra felerősíti az adott gerjesztést. Végül a tényleges zajterjedés a felsorolt típusok keverékéből adódik ki.

Zavart eszköznek nevezzük azt, melynek a működését befolyásolja a környezetből érkező zaj, például az említett rádióvevők. Fontos kiemelni, hogy ekkor zavar nem feltétlenül külső eredetű, tehát gyakran az eszközök belső alrendszerei között lép fel.

Az összeférhetőség biztosításához csökkentenünk kell a zavarforrás elektromágneses kibocsátását, vagy csillapítanunk a terjedési utat, illetve növelhetjük az eszközök zavartűrő képességét is.

2.2. EMC szabályozások

Az elektromos készülékek nagy részének meg kell felelniük bizonyos szabványoknak, melyek különböző korlátozásokat állítanak a készülék zavar kibocsátásához, és tűréséhez, melyeknél megkülönböztetünk általános kormányzati és termék specifikus szabványokat.

A kormányzati szabványok országonként változhatnak, viszont ott kötelező jelleggel betartandók. Az Európai Unióban a felelős szervezet az EMC követelmények többségéért a Nemzetközi Rádiózavar Különbizottság (CISPR–Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques). A CISPR 22 széles körben alkalmazott az EU tagállamaiban mint alapszabvány. Autóipari területeken a CISPR 25 szabvány irányadó.

Ezen szabványok egyrészt korlátokat definiálnak a kibocsátásra és tűrésre, valamint mérési módszereket adnak meg, melyek szintén kötelező jelleggel követendők.

2.3. EMC mérési módszerek

A következőekben az eszköz zavarkibocsátásával foglalkozunk, így ehhez kapcsolódó mérési eljárásokat ismertetünk. Tapasztalat szerint a rezonáns viselkedésből származó zavar jellemzően a 100 MHz és feletti tartományon jellemző, ezért a nagyfrekvenciás mérésekre hagyatkozunk, melyek jellemzően a sugárzott és a kicsatolt közeltéri zavarokat vizsgálják. Mindkét esetben garantálnunk kell, hogy a mérési elrendezésen kívüli külső zaj ne hasson a rendszerre, így valamilyen árnyékolt környezetben végezzük a méréseket. A mérőeszköz az EMC területen alkalmazott mérővevő, melynek beállításait egyes frekvenciákon a szabványokba foglaltak szerint állítjuk be.

2.3.1. Sugárzott kibocsátás

A sugárzott zavarkibocsátás mérése CISPR 25 szabványban előírtaknak megfelelően zajlik. A vizsgált frekvenciatartomány 150 kHz–2.5 GHz. A kisugárzott emissziót antennákkal mérjük, melyeket a vizsgált frekvencia altartományok szerint választjuk ki. A mérést függetlenül a környezeti hatásoktól, egy árnyékoló kamrát alkalmazunk, amely a külső elektromágneses zavarokat kiküszöböli. Ennek további szerepe, hogy a vizsgált eszközből kisugárzott zaj ne verődjön vissza és ne szóródjon a falakról. Ehhez a falakra egy speciális réteget alkalmaznak, mely elnyeli a beeső elektromágneses hullámokat. Ezt nevezzük reflexió-mentesített árnyékolt kamrának (ALSE–Absorber-Lined Shielded Enclosures).

A mérési felépítésben a vizsgált eszközt (DUT–Device Under Test) egy két méter hosszú kábelen keresztül csatlakoztatjuk egy impedancia stabilizáló rendszerhez (LISN–Line Impedance Stabilization Network), melynek célja, hogy a mért készülék minden esetben ugyanazt az impedenciamenetet lássa a táp vezetékének végén. A LISN másik végét a laboratóriumi tápegységre kötjük. Ez az elrendezés egy fémasztalon helyezkedik el, mely fémes összeköttetésben van a kamra vezető falával, így ez a szerkezet alkotja a mérési elrendezés földrendszerét. Az asztalra helyezett mérési összeállítást egy, a levegőhöz közeli permittivitású dielektromos anyag segítségével emeljük el a földpotenciáltól [6].

2.3.2. Közeltéri vizsgálat

Az eszköz elektromos vagy mágneses közelterének vizsgálata úgynevezett közeltéri mérőfejekkel történik, melyekkel meghatározhatjuk, hogy az adott zajkomponens az áramkör mely részén csatlózik ki effektíven. Valamint a zaj forrása is meghatározható annak jellegéből, például egy bizonyos periódussal ismétlődő frekvenciakomponensek egy kapcsolójel harmonikusai lehetnek. E mérési eljárás nem szabványosított, így ezek csak tájékoztató jellegűek, viszont a fejlesztéshez kiválóan alkalmazható, ugyanis az ehhez szükséges mérési környezet a szabványosított megfelelőjéhez képest könnyebben kialakítható és elérhetőbb. Az árnyékolt kamrának csak az esetleges külső zavaroktól szükséges védenie, tehát a reflexiómentesítést itt nem alkalmazunk.

Az elektromos közelteret kapacitív csatoláson keresztül vizsgáljuk, így a mérőfej általában két párhuzamos fémlapból épül fel, melyek között az elektromos tér változásának hatására feszültség indukálódik, melyet mérni tudunk. A mágneses közelteret induktív csatoláson keresztül határozzuk

meg, ezért a mérőfej egy hurokból áll, melyben a változó mágneses tér hatására áram indukálódik. Fontos megjegyezni, hogy a mért amplitúdó a távolsággal intenzíven csökken, így egy centiméteres elmozdulása a mérőfejnek már teljesen más spektrumképet adhat. Ennek elkerülése érdekében a vizsgált pontot úgy kell meghatározni, hogy az az összehasonlítások esetén is azonos távolságban legyen az adott áramköri rész mellett.

3. fejezet

EMC mérések

Az áramkörü mérések alapján megállapítottuk, hogy a konverter rezonáns zaját sikerült lecsökkenteni az RL snubber beiktatásával. Ezt megfigyelhetjük a belső áramok és feszültségek közvetlen mérésével. Viszont az elektromágneses összeférhetőséget a szabványosított mérések határozzák meg, így ezeket is el szükséges végeznünk az áramkörön. Jelen esetben a nagyfrekvenciás zajokra összpontosítunk, így az eszköz sugárzott zavarkibocsátást kell vizsgálnunk, melyet antennával végzünk egy reflexiómentesített kamrában. A mérések során azonos terhelést használtunk, melynek hatására 600 mA és 3 V alakult ki a konverter kimenetén.

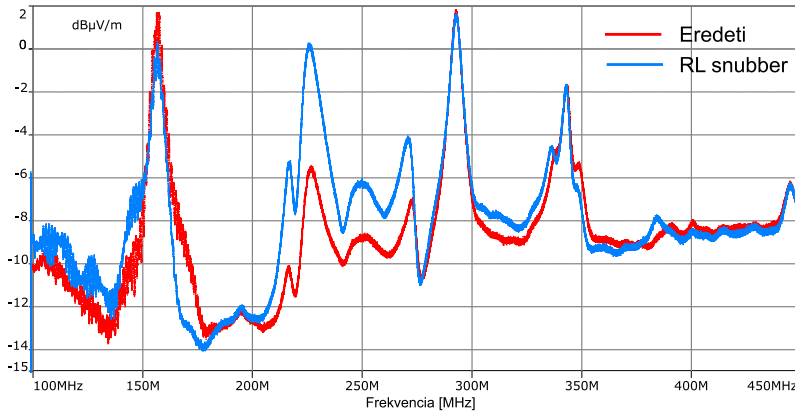
3.1. Sugárzott zavarkibocsátás (CISPR 25)

A vizsgált frekvenciasávot 100 MHz – 1 GHz tartományra választottuk a méréshez, viszont az eredményeket 450 MHz-ig ábrázoljuk, ugyanis itt választható el szemléletesen a háttérzajtól a konverter által sugárzott zavar. A 3.1 ábrán látható az eredeti konverter és az RL snubberrel kiegészített változat összehasonlítása. A méréseket az antenna horizontális polarizációjában végeztük, átlagérték-detektorral.

Azonnal szembeűnik, hogy a 200 MHz–275 MHz tartományon jelentősen megnőtt az RL snubberes változat sugárzott zavarkibocsátása, annak ellenére, hogy a snubberel elméletileg lecsillapítottuk a nagyfrekvenciás komponenseket. Továbbá a többi frekvencián ez a különbség nem jelenik meg ilyen intenzíven, mondhatni a két spektrum közel hasonló. Ezáltal jól látható, hogy a konverter belső zajának csökkentése nem feltétlen vonja maga után a külső zavarok csökkenését. A probléma további vizsgálatához részletesen áttekintjük a sugárzott zavarkibocsátás méréséhez szükséges összeállítást, és annak tulajdonságait.

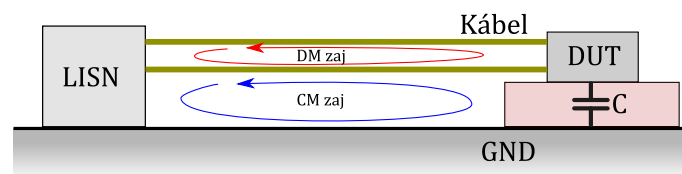
3.1.1. Mérési összeállítás – kábelrezonanciák

A sugárzott zavarmérés során az antennát a fémasztalra helyezett LISN, kábelköteg és DUT összeállításra irányítjuk, ezáltal az egész struktúrának a sugárzott zavarát vehetjük. Ehhez a 3.2 ábrán



3.1. ábra. Sugárzott kibocsátás mérés (CISPR 25)

szemléltetjük a mérési elrendezést. A kábelszerkezet a kétméteres hossza miatt a LISN-höz és a vizsgált konverter méreteihez képest sokkal nagyobb, azaz a zavarjel hullámhossza összemérhető a kábel hosszával, így feltehetően főleg a 100 MHz – 450 MHz tartományon fog leghatékonyabban zajt kicsatolni a rendszerből. Tehát azzal a feltételezéssel élünk, hogy a mérési összeállítás a kábelstruktúrával együtt antennaként funkcionál, amely képes csatolásba kerülni a mérőantennával. Ekkor megkülönböztetünk kétféle zavart, melyek képesek kialakulni az adott elrendezés mellett. A differenciális módusú (DM) zaj a kábelrendszer két párja által alkotott hurokban indukálódik, így ennek a gerjesztése főképpen a DUT, esetünkben a konverter bemeneti differenciális zajfeszültsége. Az úgynevezett közös módusú (CM) zaj a teljes kábelstruktúra és az asztal fémlapja által alkotott hurokban indukálódik, melyek a két végükön a LISN és a DUT által kerülnek csatolásba. A CM gerjesztés a DUT és a fém asztallap közötti kapacitív csatolásból ered. Jellemzően a kábelstruktúrában az egyes szálak egymásba tekerve, vagy legalább közel egymáshoz helyezkednek el, így az így alkotott DM hurok kisebb, míg az asztallap és a kábelkorbács között minden esetben szükséges kihagyni 50 mm távolságot a szabvány szerint, így a CM hurok nagyobb felületű. Ezek alapján, illetve a tapasztalat szerint a jelenleg vizsgált frekvenciatartományon a CM zaj domináns a DM-hez képest, így a továbbiakban a CM zavart feltételezünk, és az utóbbit elhanyagoljuk.



3.2. ábra. Mérési elrendezésben kialakuló zavarok

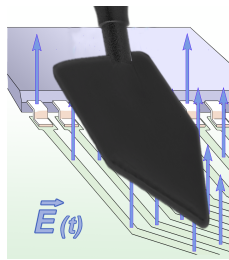
A struktúra zavarkicsatolásának mértéke egy adott frekvencián függ a CM hurok méreteitől, így létrejönnek bizonyos rezonáns frekvenciák, ahol a CM gerjesztés felerősödik, és közttes frekvenciák, ahol csillapodik. Ezt a jelenséget nevezzük kábelrezonanciának. A rezonáns frekvenciákon állóhullámok alakulnak ki a CM hurokban, így a kábelkötég mentén kialakuló térerősségnek létrejönnek maximum- és minimumhelyei, viszont a mérőantenna segítségével teljes rezonanciaképet vizsgáljuk egyidőben.

Tehát a kábelrezonanciák kiemelik a CM gerjesztés bizonyos frekvenciakomponenseit, és érzékelhetővé teszik ezeket a mérőantenna számára. Viszont a lényegi kérdés ez esetben a CM gerjesztés meghatározása, amely a DUT és a fém asztallap közti elektromos csatolásból származik. Ennek

vizsgálatához áttérünk a konverter (DUT) közelterének vizsgálatára.

3.2. Közeltéri mérés

A CM zaj gerjesztésének meghatározásához valamilyen módon meg szükséges mérni a konverter kicsatolt elektromos terét, amely történhet egy közeltéri elektromos mérőfejjel. Ekkor az asztallap és a konverter közötti rész vizsgálatával tudnánk következtetni a csatolt térre. Ez a mérés problémás, ugyanis feltételezi a teljes sugárzott zavarmérés elrendezést, tehát a kábelkorbácsot és a LISN-t is. Viszont a fejlesztői mérések során a vizsgálatokat szeretnénk leegyszerűsíteni, hogy azok hozzáférhetőbbek legyenek és kevesebb szabványbeli megkötést tartalmazzanak. Ezen megfontolások alapján a következő közelítésekkel élünk: feltételezzük, hogy az asztallap felé kicsatolt elektromos tér jellegére következtetni tudunk abban az esetben, ha az áramkör elektromos közelterét önmagában vizsgáljuk, tehát az asztallap nélkül. Ugyanis ekkor az elektromos tér főképp visszacsatolódik a konverter áramköri lapjának valamely potenciáljához, tehát egy gyengébb elektromos közeltér alakul ki, viszont ezt megfelelő módon mérni tudjuk. Tehát ezzel elhanyagoljuk a fém asztallapot és a mérési elrendezést, viszont egy egyszerűbb vizsgálati eljárást kapunk.

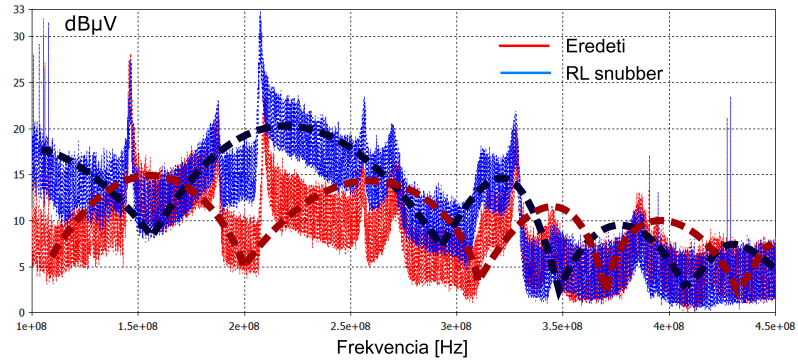


3.3. ábra. Közeltéri elektromos mérőfej [7]

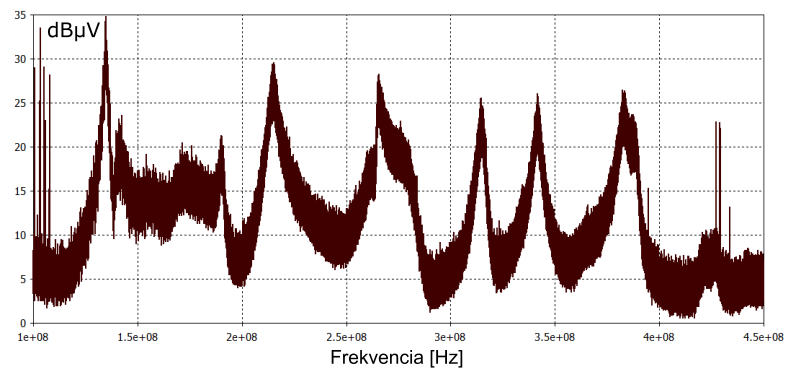
Ekkor a 3.3 ábrán szemléltetett mérőfejjel vizsgáljuk az áramkört. Az összehasonlíthatóság miatt a mérőfejet egy állvány segítségével rögzítettük, így csak az áramköri lapot kell alatta cserélni. Ezzel garantáljuk, hogy az összes mérésnél a PCB ugyanazon területét tekintettük, megegyező távolságokra. A PCB azon oldalát vizsgáltuk, amely közelebb esik a fém asztallaphoz a sugárzott zavarmérés során. A mérési eredmények összehasonlítása az eredeti, és az RL snubberrel kiegészített változatra a 3.4a ábrán látható. Észrevehetünk bizonyos maximumhelyeket, melyeket feltételezhetően a kábelrezonancia emelt ki. E sejtés könnyen igazolható, ha külön megvizsgáljuk a közös módusú kábelrezonanciákat is. Ehhez felhasználjuk, hogy a CM zaj esetén egy két kábeltől álló struktúrán folyó áramok által keltett mágneses tér a kábelek között kioltódik, míg a struktúrán kívül összeadódik, abban az esetben, ha ezek közel vannak egymáshoz. Tehát a CM zajt egy közeltéri mágneses mérőfejjel tudjuk vizsgálni. A kábel mentén haladva más-más rezonanciákat tapasztalunk, viszont találhatunk olyan helyet ahol az összes rezonancia komponens szerepel valamilyen amplitúdóval. Egy ilyen helyen mért spektrumot a 3.4b ábrán szemléltetjük. Ebből látszik, hogy valóban megjelennek a 3.4a ábrán mutatott közeltéri mérésen a kábelrezonanciák, viszont ezektől függetlenül észrevehetünk másfajta rezonancia formákat is, melyeket az áramkör rezonáns viselkedésének nevezünk a továbbiakban. Az ábrán bejelöltük a feltételezett áramköri rezonanciasémákat, melyeket a részletes közeltéri vizsgálat során ki lehet következtetni.

A feltételezett rezonancia séma alapján azt tudjuk állítani, hogy az RL snubber beiktatásával

megváltoztattuk az áramkör rezonáns viselkedését és egyes helyeken rezonancia maximum alakul ki, máshol minimum, azaz mintha a spektrum eltolódna. Felmerül a kérdés, hogy az eltolódott rezonancia sémából melyek azok a csúcsok, amiket a kábelstruktúra felerősít, illetve lehet-e úgy módosítani az áramköri rezonanciákat, hogy azok már ne kerüljenek ki a sugárzott zavarmérés során a kábelrezonanciákon keresztül. Ennek vizsgálatához szimulációt alkalmazunk, mely segítségével az egyes parazita hatások figyelembevehetők.



(a) PCB rezonanciák



(b) Közösmódusú kábelrezonanciák

3.4. ábra. Elektromos közeltér mérése

4. fejezet

Áramköri modell

Ebben a fejezetben a modellalkotás fő elemeit tekintjük át. Az alkatrészek esetén megelégszünk az áramköri modelljünkkel (SPICE), azaz a fizikai kiterjedésüket nem vesszük figyelembe. Külön tárgyaljuk a passzív alkatrészeket, a félvezetőket, és integrált áramköröket (IC), ugyanis ezeket más-más megközelítéssel tudjuk megfelelően leírni. Az áramköri lapot egy 3D-s struktúráként modellezzük és elektromágneses térszimuláció segítségével határozzuk meg a tulajdonságait, amiről a következő fejezetben ejtünk szót.

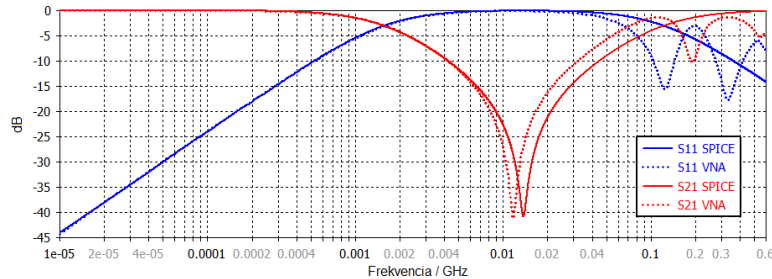
4.1. Passzív alkatrészek

A passzív alkatrészek, mint az ellenállások, indukvitások, és kondenzátorok modellezhetőek a nagyfrekvenciás áramköri helyettesítőképükkel. Ez a modell nem veszi figyelembe a egyenfeszültség-előfeszítést (DC bias), és a hőmérsékletfüggést. A helyettesítőképeket rendszerint a gyártó közzéteszi, viszont ezen modellek alkalmazhatóságáról meg kell bizonyosodni. Jelen munkában felület-szerelt (SMD–Surface Mount Device) alkatrészeket használunk.

Az áramkörben két fajta kondenzátort alkalmazunk, kerámia és alumínium-elektrolit típusokat. A kerámia kondenzátorok (MLCC–MultiLayer Ceramic Capacitor) kis mérete és kompaktsága miatt rendszerint jó közelítést ad nagy frekvencián a gyártói modell. Ezzel ellentétben, az általában nagy méretű elektrolit kondenzátornak a nagyfrekvenciás viselkedése nem mindig ismert, így ezt érdemes megmérni például vektor hálózatanalizátor segítségével. Viszont az így kapott értékek sem megbízhatóak, ugyanis nagyon erősen függenek az egyenfeszültség-előfeszítéstől, illetve nagy szórással rendelkeznek nagy frekvencián. Ezért az első lépésként csak az egyrezonanciás helyettesítő modelljével közelítjük, mely gyártói ajánlás.

Az indukvitás jellemzően nagyobb méretű alkatrész. Modellezése ezáltal számításigényes feladat, ugyanis a tekercselés és a mag szerkezete miatt általában a létrejövő mágneses erővonalak nem záródnak teljes mértékben a magon keresztül, hanem létrejön valamekkora szórt mágneses tér, továbbá a feltekercselt huzalozás felületén szórt elektromos tér is. Ez a tekercs 3D modellezését tenné szükségessé, viszont ennek bonyolultsága és számos paramétertől való függése miatt ettől

eltekintünk, így áramköri helyettesítőképére hagyatkozunk. A frekvenciafüggő impedanciamenetet vektor hálózatanalizátor segítségével mérni tudjuk, és erre egy impedanciagörbét illesztünk, melyhez egy egyszerű párhuzamos LC-tagot használunk soros és párhuzamos ellenállásokkal. Az így létrejövő impedanciamenet közelítése a 4.1 ábrán látható.



4.1. ábra. Kimeneti tekercs szórési paraméterei

Az SMD ellenállások impedanciamenete jó közelítéssel konstans az 1 GHz-ig terjedő tartományon, így ezekhez nem szükséges bonyolultabb áramköri modellt alkalmazni [8].

4.2. Félvezetők

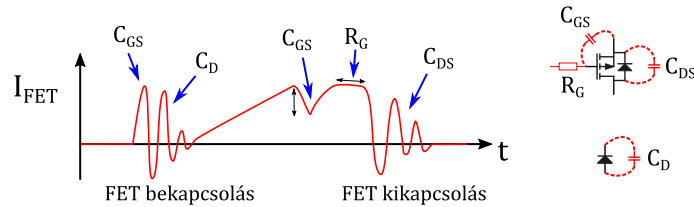
A félvezetők működésének leírására léteznek különféle áramköri modellek, viszont ezek működése nagyfrekvenciás esetben nem mindig kielégítő. A gyártó rendszerint közli az adott alkatrész modelljét, viszont annak érdekében, hogy a vizsgált frekvenciatartományban a modell megfelelően működjön, némely paraméteren állítani szükséges.

Az aszinkron buck konverter esetén egyes parazitaelemek dominánsan hatnak a nagyfrekvenciás viselkedésre, így az alábbiakat érdemes finomhangolni a mérési eredményeknek megfelelően: a FET drain-source kapacitása (C_{DS}), gate-source kapacitása (C_{GS}) és gate ellenállása (R_G), illetve a dióda kapacitása (C_D). Fontos kiemelni, hogy a félvezetők parazitahatásait csak úgy tudjuk beállítani, ha az áramkör többi lényeges parazitahatását előzetesen figyelembe vettük, ugyanis fontos tényező például az áramkör vezetékélésének az impedanciája, vagy a környező alkatrészek jelenléte [9].

A következőekben megvizsgáljuk a FET be- és kikapcsolásakor létrejövő parazita hatásokat, melyeket a 4.2 ábrán foglaltuk össze. A bekapcsolást két szakaszra tudjuk bontani, ahol először a gate és source elektródák közé kapcsolt feszültség hatására a C_{GS} kapacitás feltöltődik, ennek megfelelően egy áramimpulzus jön létre a bemeneti hurokban. Ezután a FET kinyit és a drain elektróda feszültsége (kapcsolópont) elkezd nőni, így feszültség esik a diódán, ezáltal a C_D töltődésnek indul, mely szintén egy áramimpulzusként jelenik meg. Eközben az eredetileg feltöltött állapotban lévő C_{DS} kapacitás a FET-en keresztül sül ki, tehát ennek hatása nem lesz érzékelhető a hurokáramban.

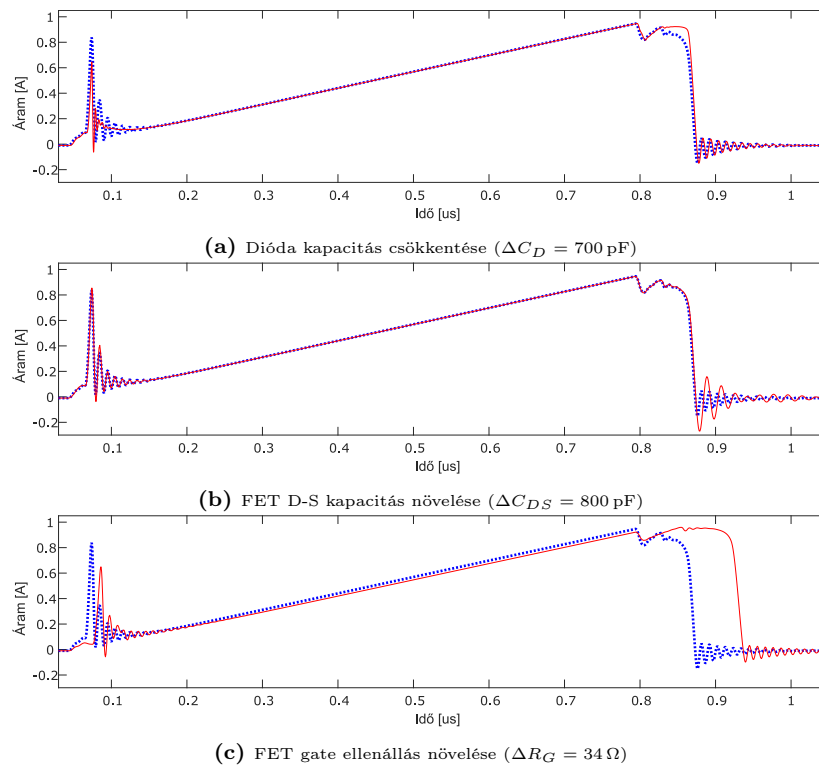
A FET kikapcsolásakor szintén két szakaszt különböztetünk meg: a bekapcsolási jelenséghez hasonlóan a C_{GS} kisülése a gate-source feszültség csökkenésével, aminek hatására a konverter egyen-áramának folyásával ellentétes áramimpulzus jön létre, melyet az áram jelalak beeséseként tapasztalunk. Ezután a C_{GS} további töltésének kisütése során a FET elkezd lezárni. Az R_G gate

ellenállás növelésével lelassítjuk ez a folyamatot, így növelve a kikapcsolási időt. Ezzel párhuzamosan csökken az FET árama, így az alsó dióda kinyit, mivel a kimeneti tekercs próbálja fenntartani az áramát. Ennek hatására egyre gyorsabb mértékben kezd nőni a drain-source feszültség, mely a C_{DS} kapacitás feltöltését vonja maga után, így egy áramimpulzus alakul ki a hurokban. A C_D dióda kapacitás az egyre jobban nyitott állapotban lévő diódán keresztül kisül, így ez a hatás sem jelenik meg a hurokáramban.



4.2. ábra. Fő parazita hatások szemléltetése a hurokáramon

Az így létrejövő áramimpulzusok szélessávú gerjesztőjelként tekinthetők. Ennek hatására az alkatrészek rezonáns szerkezete, mely a parazita kapacitásokból és indukтивitásokból áll össze, kiemel bizonyos frekvenciákat. Ezáltal a jelalakon bizonyos csillapodó rezgéseket láthatunk. A 4.3 ábrákon a félvezetők egyes paramétereinek változtatásával kapott jelalak látható.



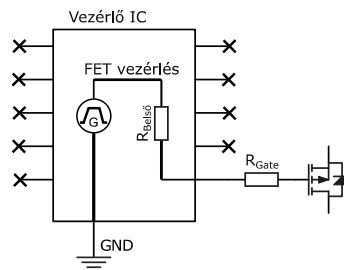
4.3. ábra. Tranzisztor áram túllövésai és lengései

4.3. Integrált áramkör

Az integrált áramkör jellemzően nehezen írható le olyan áramköri helyettesítőképpel, amely a nagyfrekvenciás viselkedést is tartalmazza. Ehhez meg tudjuk mérni az IC lábain lévő impedancia

viszonyokat, és ebből következtethetünk a valós viselkedésre. Ez viszont csak korlátozottan egy adott működési állapotot tud modellezni, így általánosan nem igaz. Emiatt egyszerűsítéseket alkalmazunk, amihez megvizsgáljuk, hogy milyen módokon hathat az áramkör és az IC egymásra. Jelen esetben az IC-nek csupán vezérlési szerepe van, tehát a kapcsolóelemet nem foglalja magába. Érdeemes megjegyezni, hogy az általunk ismertett modell nem alkalmazható olyan esetekben, mikor a FET és a dióda a gyártó által már előre beépítésre került az IC-be.

Az IC két fő funkciója: a FET gate lábának meghajtása, és a vezérlése visszacsatolásokon keresztül, melyek befolyásolhatják a nagyfrekvenciás viselkedést (1.5 ábra). A gate meghajtó kimenetet tudjuk helyettesíteni egy bizonyos kitöltési tényezőjű négyszög jellel, melyet egy adott működés esetén meg tudunk mérni a megépített mintaáramkörön. A visszacsatoló lábak funkcionálisan ekkor nem szükségesek, ugyanis a gate feszültségjelének meghatározásával már előírunk egy állandósult állapotú stabil működést a modellezett konverternek. Ennek megfelelően a továbbiakban elhanyagoljuk az IC és az áramkör egymásra hatását a gate meghajtását leszámítva, így csupán egy feszültséggenerátorral helyettesítjük azt. Ehhez meghatározzuk az IC lábához tartozó belső ellenállást, viszont a belső parazitaelemeket nem vesszük figyelembe, megelégszünk a lábon alkalmazott feszültségkényszerrel, melyet mérések alapján határozunk meg.



4.4. ábra. IC helyettesítő modell

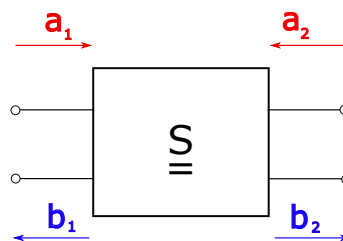
Az így létrejövő modell esetünkben megfelelő közelítést ad, ugyanis a mostani célunk a konverter rezonáns viselkedésének vizsgálata, melyhez érdemes szélessávú gerjesztést alkalmazni, hogy az összes rezonáns frekvenciát meg tudjuk gerjeszteni. Ehhez az alkalmazott négyszögjel spektrumát a valóságosnál szélesebbre becsülve jellegre jó közelítést kapunk.

5. fejezet

3D modell

Csupán mérési eljárásokra támaszkodva az RL snubber emissziójának kérdése továbbra is nyitva áll. Nagy általánoságban elmondható, hogy a fizikai jelenségek behatóbb vizsgálatára egyik leghatékonyabb eszköz a számítógépes szimuláció, mely igen költséghatékonyan használható eszközoptimalizációs célra, lényegében gyártási költségek nélkül. Ebben a fejezetben a szimulációs modell és annak elméleti háttere kerül ismertetésre.

5.1. Szórási paraméterek



5.1. ábra. A kétkapu S-mátrixa

Mivel a modellezés során kulcsfontosságú, így érdemes az elméleti hátteret áttekinteni. A nagyfrekvenciás gyakorlatban gyakran alkalmazottak az ún. szórási paraméterek. Ezek VNA (Vector Network Analyzer — vektor hálózatanalizátor) segítségével könnyen megmérhetők. Az S-paraméterek ismeretében más leírás is könnyen számolható (pl. impedancia, admittancia mátrix). Míg az impedancia-, illetve admittancia-karakterisztikák a teljes áramot, illetve feszültséget veszik alapul, a szórási paramétereknél a beeső és reflektált feszültség hullámokról beszélhetünk. Ekkor az S-paraméter mátrix a következő alakban írható fel:

$$\mathbf{b} = \underline{\underline{\mathbf{S}}} \cdot \mathbf{a} \quad (5.1)$$

ahol \mathbf{a} a beeső, \mathbf{b} a visszavert feszültség hullám. Ezek dimenziója \sqrt{W} .

Tekintsünk egy kétkaput. Ekkor az szórási paraméterek fizikai jelentése a következő:

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{átvitel} \quad (5.2)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{visszahatás} \quad (5.3)$$

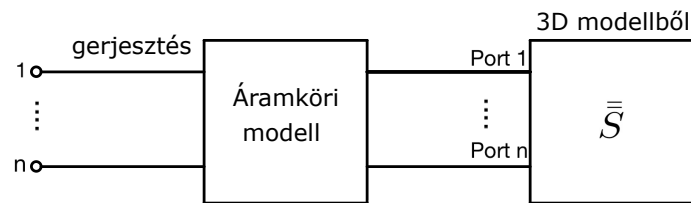
$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{bemeneti reflexió} \quad (5.4)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{kimeneti reflexió} \quad (5.5)$$

$$(5.6)$$

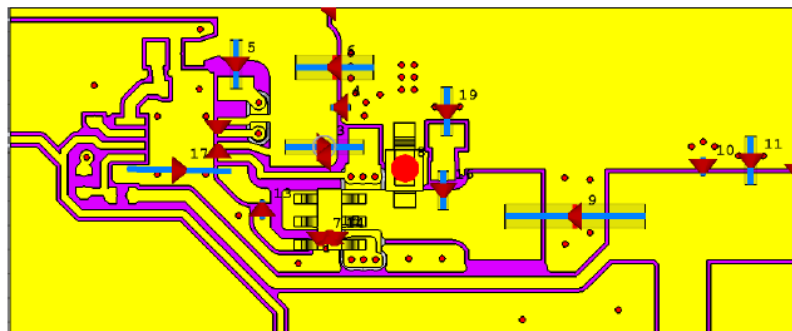
Innen jól látható, hogy alkalmazása azért is előnyös, mert információt szolgáltat az adott N -kapu illesztettségéről, kapunként vagy másnéven portonként [10].

5.2. Kevert szimuláció



5.2. ábra. A kevert szimulációs elv

A kereskedelmi térszimulációs szoftverek közül a választás a CST Microwave Studio Suite programra esett. A tápegység megtervezése után, az Altium fájl közvetlenül beimportálható. Végeselem módszert alkalmaztunk tetraéder hálózással a szórási paraméterek kinyeréséhez, ezek után a modell kezelhető lényegében feketedobozként, melyet egy olyan N -kapu jellemez, ahol N a portok száma. Ezeket az alkatrészek helyén szükséges definiálni. A modell leírására a szórási mátrix alkalmazható. A megoldó gerjesztést ad egyesével a portokra, a végeredmény pedig superpozícióval áll elő.

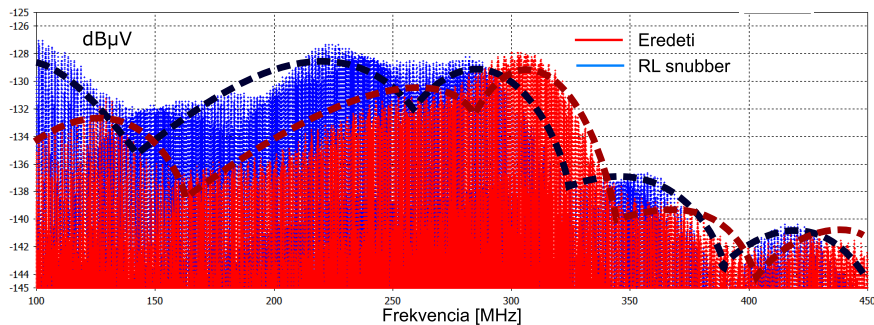


5.3. ábra. Portok definiálása

5.3. Mérési eljárások modellezése

5.3.1. PCB mérés modellje

A mérési összeállítás rekonstruálható, ha két fémlapot helyezünk el a PCB-től nagyságrendben ugyanakkora távolságra, mint ahogyan az elektromos közeltéri mérőfej helyezkedett el. Ekkor a mérési összeállításban szereplő eszköz méreteivel megegyező kondenzátort kapunk, melynek feszültségjelalakja a modelltől könnyen kinyerhető. Az eredményeket az 5.9. ábrán tekinthetjük meg. Mivel a modellezési egyszerűsítéseink során se egyenáramú előfeszítést (DC bias), se hőmérsékleti függést nem vettünk figyelembe, így az eredmények *kvalitatíve* mondhatók helyesnek. A 3.4a ábrán jelzett PCB rezonanciahelyek mind felfedezhetőek, valamekkora mértékű, kisebb frekvenciák felé történő eltolódással.



5.4. ábra. Elektromos közeltéri mérés szimulációja

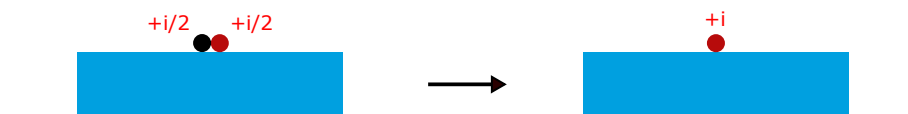
5.3.2. Sugárzott zavarmérés modellje

Mivel a fő probléma a sugárzott zavarmérési eredményekből indult ki, így elsődleges célunk ezt helyesen modellezni. Az 5.3.2.1. pontban bemutatunk egy áramköri modellt, míg az 5.3.2.2. pontban vizsgáljuk a mérési összeállítás sajátosságainak hatását is.

5.3.2.1. Távvezeték modell

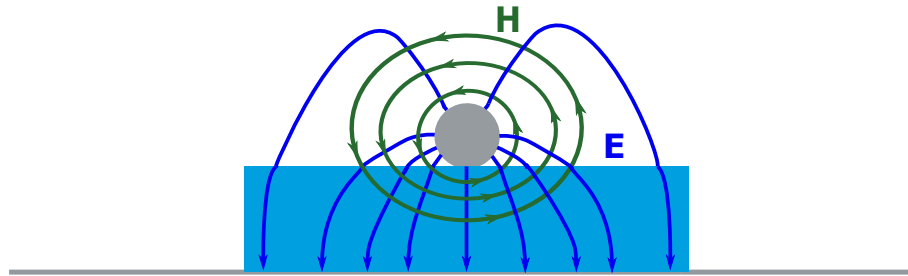
A modellfeltevéseink a következők:

1. Közös módusú zajt feltételezve a kétkábeles struktúra minden további nélkül helyettesíthető egy kábellel, mely ugyanakkora áramot szállít, mint a két kábel együttvéve.



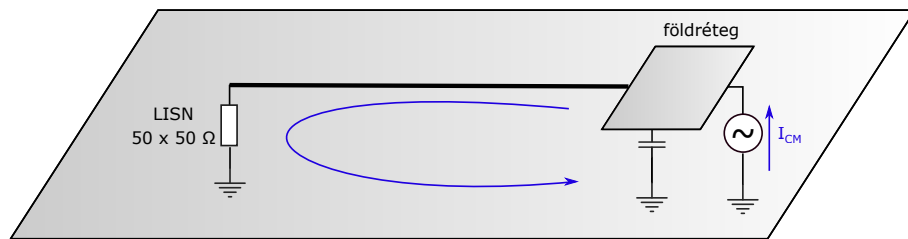
5.5. ábra. Kábelhelyettesítés szemléltetése

2. Figyelembevéve a mérési összeállítás karakterisztikus méreteit, alkalmazhatjuk a mikrosztrip távvezeték modellt. Mivel a kábel sugara jóval kisebb a hab magasságánál, továbbá a hab permittivitása közel azonos a levegőével ($\epsilon_r \approx 1,2$ körüli érték), azaz a közeg nem kimondottan diszperz, így ún. QTEM (kvázi-TEM) módusról beszélhetünk. Ekkor létezik olyan helyettesítés, mely ϵ_{eff} relatív permittivitású homogén közeggel írható le. Ennek kiszámítására léteznek analitikus formulák [11], illetve numerikusan is számíthatók a CST szoftver segítségével.



5.6. ábra. A mikrosztrip struktúra tereeloszlása

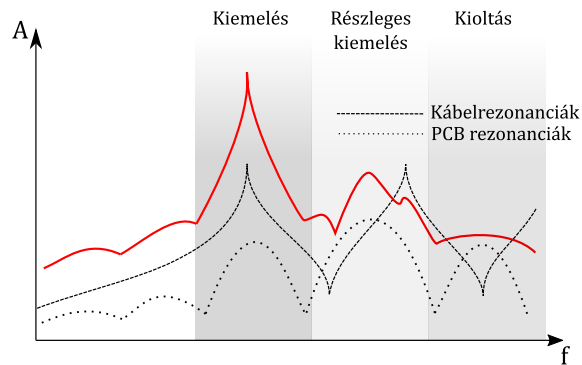
3. A közsmódusú gerjesztést modellezhetjük egy áramforrással, a DUT pedig kapacitívan csatlóódik az asztallap fémfelületéhez. Ezt legkézenfekvőbben a PCB földrétegével megegyező méretű fémlappal tudjuk modellezni, a kettő közötti kapacitás pedig elektrosztatikus megoldóval számolható. Ha távolítjuk az asztaltól, értéke csökken. Ennek megfelelően a zavarjelet modellezni kívánó áramforrást párhuzamosan kapcsolóódik a DUT-val, a zavaráram pedig a fémlapon keresztül záróódik. A hab a kábelekkel együtt mikrosztrip távvezeték-struktúrát alkot, a LISN pedig két párhuzamosan kapcsolt 50Ω impedanciájú lezárást biztosít. Amennyiben az általunk vizsgált frekvenciatartományban konstans $1 A$ -es gerjesztést alkalmazunk, a lehetséges kábelrezonancia-helyek meghatározhatóak lesznek.



5.7. ábra. A közös módusú modell

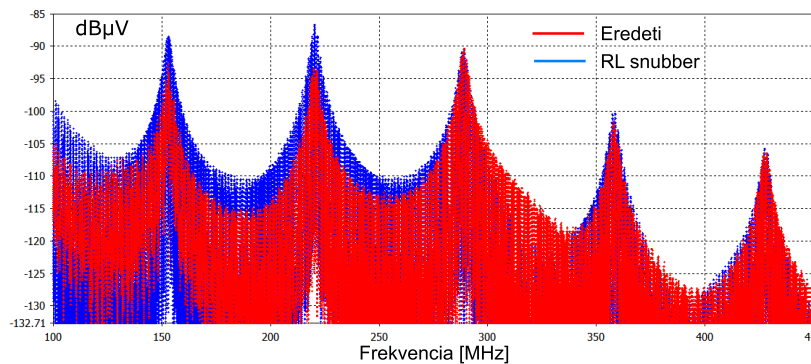
A megközelítésünk szerint a kábelrezonanciák lényegében felerősítik az eszköz sajátrezonanciáit, melyeket a PCB méréssel és annak szimulációs rekonstrukciójával megkaptunk. Ekkor összesen három esetet különböztethetünk meg:

1. Ha a sajátrezonancia és a kábelrezonancia helye egybeesik, akkor erősítés jön létre.
2. Ha a maximumértékek nem ugyanazon a frekvencián állnak elő, akkor a kábel által biztosított kiemelés nem lesz kellően szignifikáns.
3. Rezonancia-anti-rezonancia találkozásánál kioltás jön létre.



5.8. ábra. Rezonáns rendszerek eredője

Ezáltal a sugárzott zavarkibocsátás mérésének eredményeit úgy rekonstruáljuk, hogy a közeltéri mérés eredményeit decibelben összeadjuk a LISN-ön eső feszültség jelalakjával, mely megadja a lehetséges rezonanciahelyeket, így egyfajta erősítő tagként figyelembe véve azt. Tehát az RL snubber azért rendelkezik az általunk vizsgált frekvenciatartományban nagyobb emisszióval, mert a kritikus hurokba helyezett induktivitással és a jelút kialakításának megváltoztatásával eltolódás jelentkezett a rezonanciahelyekben, a kábelrezonancia-helyek viszont nem változtak, így a kiemelés eltérő mértékű.



5.9. ábra. Távközlési modell alapján rekonstruált sugárzott zavar

Jól láthatóan az eredmények *kvalitatíve* helyesek (5.8. ábra), az RL snubberrel kiegészített típus valóban nagyobb emisszióval rendelkezik. Ezáltal megadtunk egy olyan modellezési eljárást, mellyel megbecsülhető az emisszió mértéke és az együttes rendszer rezonanciahelyei is. Az eredményeket összevetve a 3.1. ábrán szereplő méréssel, jól láthatóan nem sikerült minden rezonanciahelyet meghatározni. A további vizsgálatokhoz a mérési környezet modelljét is figyelembe szükséges venni térszimuláció útján.

5.3.2.2. Kamramodell

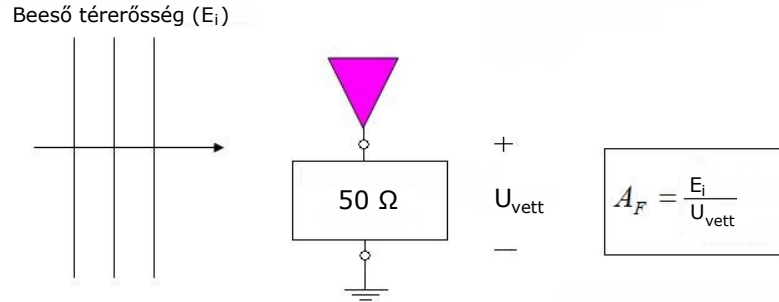
A sugárzott zavarmérés modellezésének elengedhetetlen része az antenna vizsgálata [12]. A DUT kibocsátását egy alkalmas frekvenciasávban üzemelő antennával mérjük, a kimeneti feszültségéből az antennafaktor segítségével visszaszámoljuk a beeső térerősséget. Ezen paraméter a síkhullám-

gerjesztés beeső térerőssége és a mért feszültség között teremt kapcsolatot:

$$K = \frac{E_i}{U}. \quad (5.7)$$

Értékével célszerűen decibelben számolunk, ennek segítségével megkapható a sugárzott EMC mérés esetén a vett térerősség:

$$E \left[\frac{\text{dB}\mu\text{V}}{\text{m}} \right] = U[\text{dB}\mu\text{V}] + K \left[\frac{\text{dB}}{\text{m}} \right]. \quad (5.8)$$



5.10. ábra. Az antennafaktor jelentésének szemléltetése [13]

Ebből következik, hogy elektromágneses hullámtérben végzett mérések egyértelműsége akkor biztosítható, ha a forrás távolterében vagyunk, ahol már az elektromos és mágneses tér $\frac{1}{r}$ szerint változó komponense dominál az $\frac{1}{r^2}$ -es és $\frac{1}{r^3}$ -ös eredőjével szemben, azaz a térerősség a távolság növelésével monoton csökken (ez pl. egy dipól jellegű antenna esetén $R=0.1\lambda$ távolságban már teljesül). Ez egyúttal azt is eredményezi, hogy a terjedési irányra merőleges azon keresztmetszetben, melyben elfér egy szokásos vevőantenna, a valójában gömb hullámfront már jó közelítéssel síknak tekinthető. Az ehhez kapcsolódó távolságfeltételt az antennás gyakorlatból ismert $R = \frac{2D^2}{\lambda}$ összefüggés adja meg, ha $\frac{\lambda}{16}$ nagyságú maximális alakhibát engedünk meg a sík hullámfronthoz képest, ahol D a vevőantenna keresztmetszeti kiterjedése, λ a hullámhossz. Tehát az antennafaktor lényegében az antenna jelenlétét hivatott kompenzálni, de mivel a vizsgált tartomány nem tekinthető egyértelműen távoltérnek, így ez nem sikerül tökéletesen, azaz a mérési eredményt befolyásolni fogja.

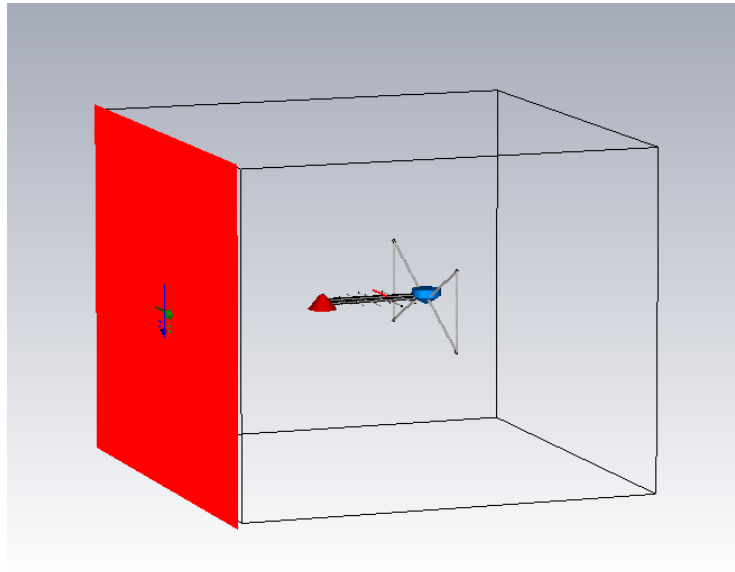
A bilog-periodikus antenna előszeretettel alkalmazott autóipari mérések során, mely egy bikonikus és egy log-periodikus részből áll. Az előbbi az alacsonyabb frekvenciák ($30 - 300 \text{ MHz}$), míg az utóbbi magasabb értékek ($300 \text{ MHz} - 1 \text{ GHz}$) vételére szolgál.

Az antennafaktorát szimuláció útján határoztuk meg, a számunkra szükséges frekvenciatartományon. A gerjesztő térerősség:

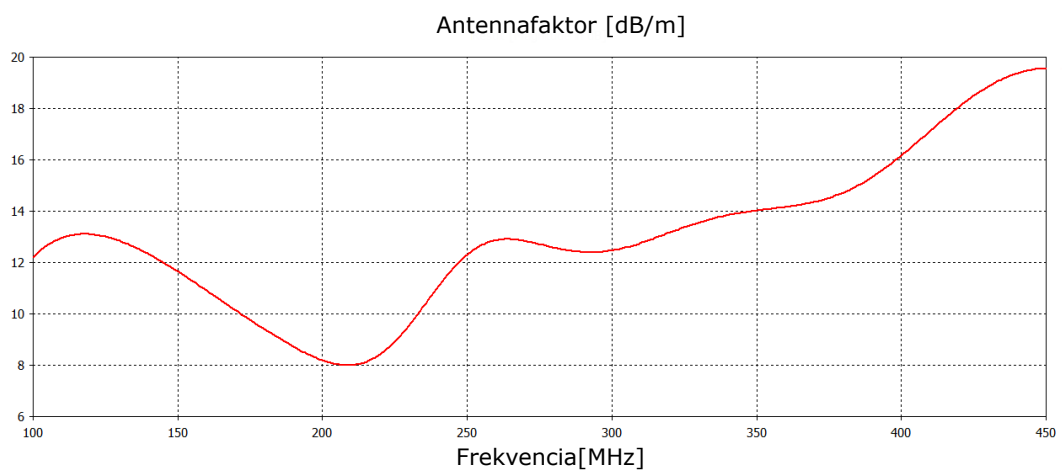
$$\mathbf{E} = \left(1 \frac{\text{V}}{\text{m}}, 0, 0 \right) \quad (5.9)$$

Ez esetben az antennafaktor a vett feszültség inverz függvénye lesz (5.12).

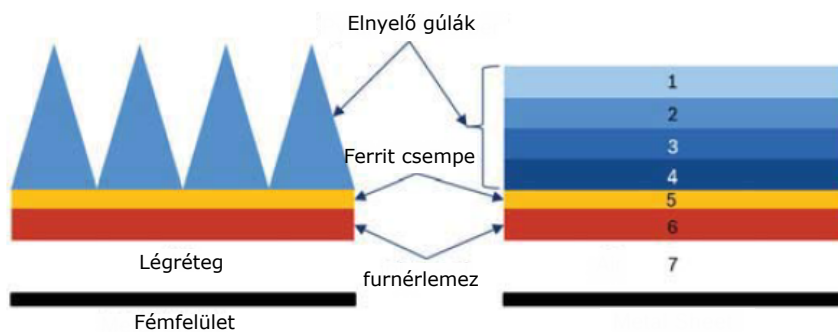
A kamramodell a CISPR 25 szabvány szerint készült [6]. A modellezés igényel bizonyos egyszerűsítéseket, mivel a méretbeli különbségek és a struktúra bonyolultsága nagy számításigényű eredményez. A fal többrétegű struktúrája az 5.13. ábrán tekinthető meg. Ennek feladata a reflexió minimalizálásának biztosítása. A gúlák alapvetően nagy frekvenciákon (1 GHz fölötti tartományon) biztosítanak folytonos impedanciaátmenetet a levegő hullámimpedanciája és a rövidzár között.



5.11. ábra. A bilog-periodikus antenna gerjesztése síkhullámmal



5.12. ábra. Az antennafaktor abszolútértékének frekvenciafüggése



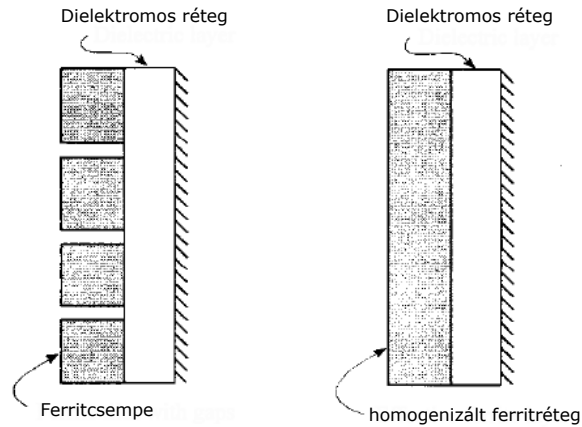
5.13. ábra. A kamrafal mint többrétegű struktúra homogenizálása [14]

A ferritréteg kisfrekvencás elnyelőanyag (1 GHz alatt). Az általunk vizsgált frekvenciasáv nem indokolja a gúák figyelembevételét, így ennek modellezése nem történt meg.

A ferritréteg homogenizálására (5.14. ábra) és frekvenciafüggő permeabilitásának leírására a [15] és [14] irodalmak alapján elsőfokú Debye-moddal alkalmaztunk:

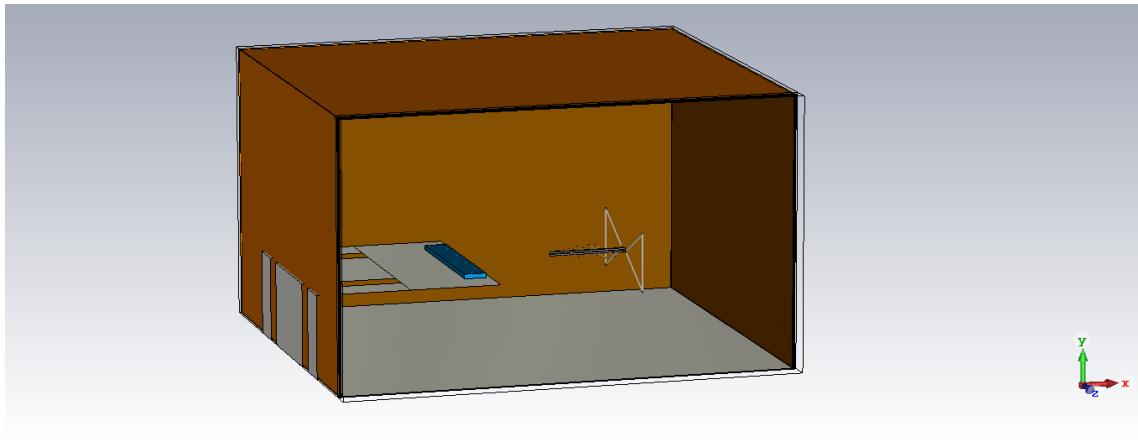
$$\mu_r(f) = 1 + \frac{K}{1 + \frac{f}{f_0} + C}, \quad (5.10)$$

ahol $K = 400$, $f_0 = 17,98324 \text{ MHz}$, $C = -0,958274$



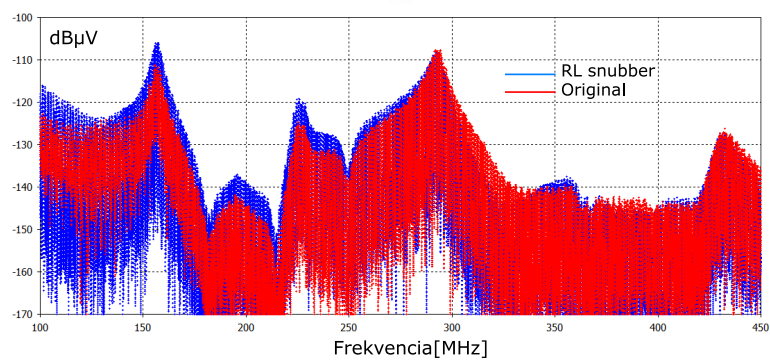
5.14. ábra. A ferritcsepe homogenizálása [15]

A megépített kamramodell az 5.15. ábrán tekinthető meg. Jól látható, hogy a többrétegű struktúra modellezésének az az előnye, hogy az asztallap és a fémplató közti összeköttetés, melyet egyébként a gyakorlatban sínezéssel oldanak meg, a fal mögé kerül, így nem befolyásolja a szimulációs eredményeket.



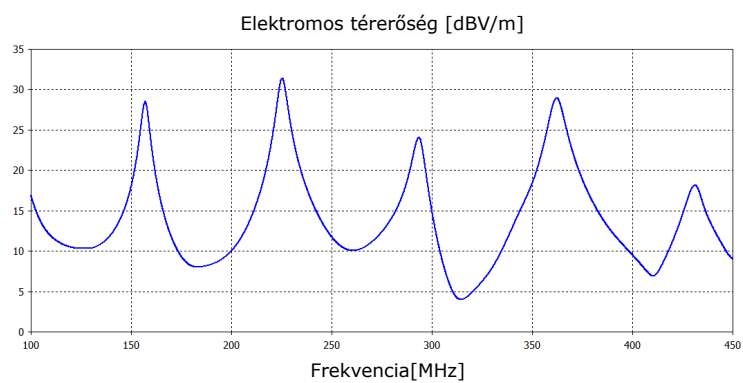
5.15. ábra. A kamramodell

Az antennafaktorból visszszámolt térerősséget összegezve decibelben a PCB rezonanciagörbéjével, az eredményeket tekintve jól láthatóan 200 MHz körül megjelent a mérésben is fellelhető rezonanciahely.



5.16. ábra. A kamramodell alapján rekonstruált sugárzott zavar

Az antenna jelenléte nélkül elvégzett szimuláció alapján elmondható, hogy ezen rezonancia az antenna miatt látható (5.17. ábra).



5.17. ábra. Az antenna pozíciójába helyezett térerősségmérő értékek frekvenciafüggése

Összefoglalás

A dolgozatban beláttuk, hogy az elektromos eszköz felépítésének módosítása a struktúra rezonáns viselkedésének megváltozásával jár, így a zajcsökkentés érdekében tett esetleges módosítások más részeiről okozhatnak problémát. Ezeket a változásokat érdemes előre megbecsülni, melyhez a szabványosított EMC méréseket le tudjuk egyszerűsíteni PCB mérésekre és szimulációkra bizonyos feltételek mellett. Ehhez egy nagyfrekvenciás modellt kell alkotnunk az eszközeiről, amely egy bizonyos pontossággal tartalmazza a fontosabb parazitahatásokat is. A modell alapján szimulációkat készíthetünk, melynek eredményeit ki tudjuk terjeszteni az eszközhöz csatlakozó kábel struktúra rezonáns viselkedésével, amely egy kvalitatív közelítést ad a szabványosított nagyfrekvenciás EMC mérésre, továbbá még pontosabb eredmény érhető el a mérési környezet modellezésével, melyet hatékonyan csak ésszerű egyszerűsítések mellett tudunk kivitelezni. Ezzel a módszerrel a készülék zaja megbecsülhető a korai tervezési szakaszban is. Az eredményeinket nemzetközi konferencián prezentáltuk [16].

Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozunk első sorban konzulenseinknek, Szűcs Bálintnak és Leibinger Árpádnak a folyamatos szakmai támogatásért, továbbá Szűcs Lászlónak a szakdolgozat szervezéséért és az adott tanácsokért. Hálásak vagyunk az AE-EMC munkatársainak, többek között Friedl Gergelynek és Léka Mártonnak, hogy készek voltak átadni nekünk a tapasztalataikat, kérdésekkel bármikor fordulhattunk hozzájuk. Szükséges megemlíteni, hogy a sugárzott zavarmérés szimulációja egy korábbi projekt keretén belül készült, Csörnyei Márk, jelenleg PS-en dolgozó kollégánk irányítása alatt, Bingler Arnold közreműködésével.

Irodalomjegyzék

- [1] A. Bhargava, D. Pommerenke, K. W. Kam, F. Centola, and C. W. Lam, „Dc-dc buck converter emi reduction using pcb layout modification,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 53, no. 3, pp. 806–813, 2011.
- [2] K. W. Kam, D. Pommerenke, C.-W. Lam, and R. Steinfeld, „Emi analysis methods for synchronous buck converter emi root cause analysis,” in *2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 1–7, IEEE, 2008.
- [3] A. Pressman, *Switching power supply design*. McGraw-Hill, Inc., 1997.
- [4] R. Blečić, R. Gillon, B. Nauwelaers, and A. Baric, „Spice analysis of rl and rc snubber circuits for synchronous buck dc-dc converters,” in *2015 38th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, pp. 91–97, IEEE, 2015.
- [5] S. Qian and D. Chen, „Joint time-frequency analysis,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 16, no. 2, pp. 52–67, 1999.
- [6] IEC, „Vehicles, boats and internal combustion engines – radio disturbance characteristics – limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers,” standard, International Special Committee On Radio Interference, 2016.
- [7] L. EMV-Technik, „Rf-e 02.” <https://www.langer-emv.de/en/product/rf-passive-30-mhz-3-ghz>. Retrieved October 25, 2019.
- [8] V. Intertechnology, „Frequency response of thin film chip resistors,” *Technical Note*, 2009.
- [9] M. Rodriguez, A. Rodriguez, P. F. Miaja, and J. Sebastian, „Analysis of the switching process of power mosfets using a new analytical losses model,” in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3790–3797, IEEE, 2009.
- [10] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [11] M. Kirschning and R. H. Jansen, „Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre-wave frequencies,” *Electronics letters*, vol. 18, no. 6, pp. 272–273, 1982.
- [12] A. Bingler, A. Kenderes, and M. Csörnyei, „Cable resonance simulation summary,” Robert Bosch Kft., 2018.
- [13] P. J. Bevelacqua, „Antenna factor.” <http://www.antenna-theory.com/definitions/antennafactor.php>. Retrieved October 25, 2019.

- [14] V. Reddy and P. Kralicek, „Modeling of semi-anechoic chamber for use in automotive emc simulations,” in *2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC)*, pp. 93–95, IEEE, 2015.
- [15] C. L. Holloway, P. McKenna, and R. T. Johnk, „The effects of gaps in ferrite tiles on both absorber and chamber performance,” in *1999 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No. 99CH36261)*, vol. 1, pp. 239–244, IEEE, 1999.
- [16] O. Csernyava, A. Kenderes, B. Szűcs, and Árpád Leibinger, „Investigating the effect of parasitic elements in DC/DC converters,” URSI Kleinheubacher Tagung, Miltenberg, Germany, Sept. 23-25., 2019.