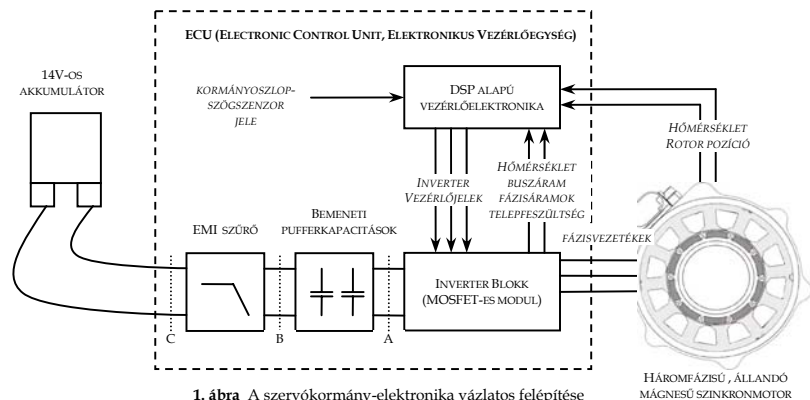


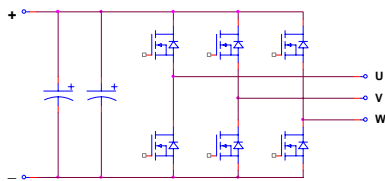
## Passzív EMI szűrő szervókormány elektronikához

A személygépjárművek szervókormány-rendszerében található motorvezérlő elektronika ma már korszerű MOSFET-es (esetleg IGBT-s) kapcsolóüzemű teljesítmény-végfokot tartalmaz a nagy kimenő teljesítmény és a jó hatásfok elérése érdekében. A megoldás hátránya azonban, hogy a végfok működése jelentős vezetett zavar kibocsátással jár. Az emisszió szintjét számtalan szabvány korlátozza, ezért szükséges valamilyen zavarcsökkentési megoldás alkalmazása. A hely- és költségtakarékos megoldás azonban nem triviális, hiszen a végfok teljesítménye a 2 kW-ot is elérheti, miközben 200 A-es négyszögimpulzusokban veszi fel az áramot.

A különféle szervórendszerben egyre elterjedtebb a kefe nélküli háromfázisú egyenáramú motorok alkalmazása. Egy ilyen rendszer felépítése látható az 1. ábrán. A motor vezérléséhez néhány mΩ-os csatorna-ellenállású MOSFET-ekből felépített, nagy teljesítményű integrált inverter modult használnak. Megfelelő vezérlés esetén ezzel lehetséges egy egyenfeszültségű megáramlástól váltakozó kimeneti áramokat előállítani (elektronikus kommutáció).



1. ábra A szervókormány-elektronika vázlatos felépítése



2. ábra A teljesítményblokk felépítése (MOSFET modul és pufferkapacitások)

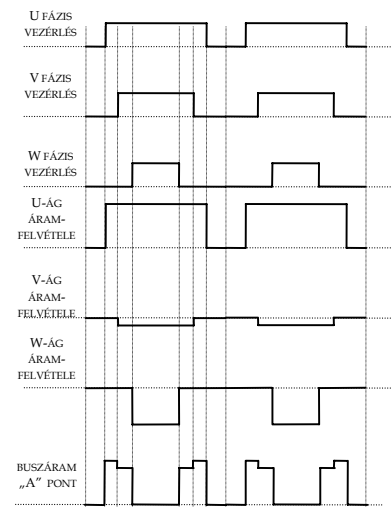
A fázisáramok úgy jönnek létre, hogy a vezérlés minden fázison az alsó és felső MOSFET-et alternáló üzemben kapcsolgatja, és így a fázison névlegesen 12 V-os PWM feszültségjel jelenik meg. A motor tekercseinek integráló hatása miatt a fázisáram jelalakja nem követi a feszültségét. Egy konkrét alkalmazási példában a motor villamos tehetetlensége kb. 4 ms időállandóval jellemezhető, a kapcsolási frekvencia pedig 20 kHz, tehát a PWM-vezérlés periódusideje (50 μs) jóval kisebb, mint a villamos időállandó.

A motor szinkron fordulatszámon képes forogni, azaz az permanens mágneseket tartalmazó forgórész pólusai együtt forognak a fázisáramok által gerjesztett forgó

mágneses térrel. A fordulatszámot a szinuszos fázisáramok frekvenciájával lehet vezérelni. Ugyanakkor a motor tartónyomatékot fejt ki, amennyiben a fázisokban folyó áramok egyenáramok.

A PWM jelek egy olyan komparátor kimenetén keletkeznek, amelynek egyik bemenetén egy 20 kHz-es háromszögjel fut, míg a másik bemenetén a kitöltési tényezőnek megfelelő komparálási szint állítható be (ez a hardver rendszerint a vezérlő DSP-be van integrálva).

Az „A” jelű vezetéseken az inverter 100-200 A-es impulzusok formájában veszi fel az áramot. Ezek a 3. ábrán látható módon keletkeznek. Amikor mindegyik fázison az összes felső MOSFET ugyan abban az állapotban van, olyankor a motor tekercsei az inverteren keresztül rövidre vannak zárva, és az egyenfeszültségű betáplálás irányából nincs áramfelvétel. Mivel fűrészel helyett háromszögjellel állítottuk elő a PWM-jeleket, ezért az áram-impulzusok periódusonként kétszer jelentkeznek.



3. ábra Az impulzusszerű áramok keletkezése

Ezek azok az impulzusok tehát, amelyeknek a hatása nem szabad, hogy megjelenjen a jármű egyenfeszültségű hálózatán.

A továbbiakban egy konkrét alkalmazási mintapéldán keresztül tekinthetjük meg az emisszió mértékét, a szűrő tervezésének egyes lépéseit, és a tervezés során felmerülő problémákat.

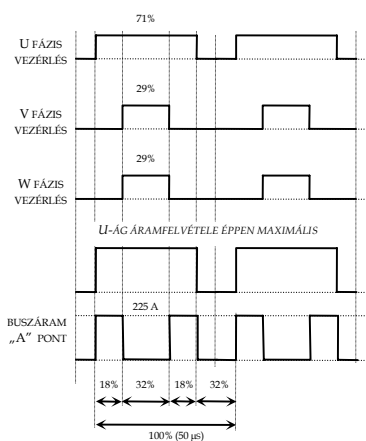
Azt, hogy zajkibocsátás szempontjából a legrosszabb esetben

milyen áramok alakulhatnak ki, és milyen PWM kitöltési tényezők mellett, egy összetett inverter-moddellel határozhatjuk meg (PSpice). Ezzel szemben az inverter blokk lényegében jó közelítéssel helyettesíthető egy áramgenerátorral. A worst-case áram jelalakjának meghatározásához tehát célszerű a már említett komplex modellt használni, és a szimulációs idő minimalizálása érdekében a későbbiekben az ebből kapott áramgenerátorral modellezni a teljesítményblokkot.

A modellek időben állandó kitöltési tényezővel dolgoznak (álló, tartónyomatékot kifejtő motor), azonban az álló motornál kapott worst-case becslés pulzáló kitöltési tényezők (azaz forgó motor) mellett is jól jellemzi a rendszer maximális zajosságát. Forgó motor tekercseibe kisebb a betáplálható áram, tehát kisebb az áramimpulzusok magassága is, ami kisebb zavarkibocsátást eredményez. Természetesen forgó motornál a zaj spektruma is megváltozik kissé, de a változás mértéke nem mérvadó.

A zajkibocsátás szintje akkor a legnagyobb, amikor a modell generátor 50%-os kitöltésű, maximális magnitúdójú áramimpulzusokat generál. A valóságban is létező mintarendszerben azonban 50%-nál kisebb kitöltési tényezők fordulnak csak elő az áramban. A valóságos rendszer maximális áramfelvétele 80-100 A. A komplex szimulációs áramkörben a PWM-kitöltési tényezőket ehhez a paraméterhez igazítva azt kapjuk, hogy az „A” ponton (2. ábra) 50  $\mu$ s-onként két 225 A-es négyszögimpulzus alakul ki, amelyek egyenként 18% kitöltési tényezővel jellemezhetők (9  $\mu$ s szélesek). Ez a worst-case szituáció (4. ábra) akkor alakul ki, amikor két fázis PWM jelének kitöltési tényezője minimális, a harmadik fázison pedig maximális.

Ekkor esetünkben a harmadik fázis MOSFET-eire éppen maximális áramterhelés jut.



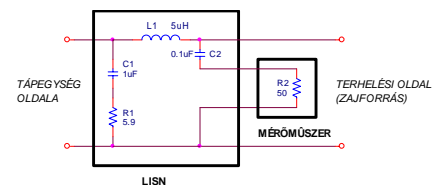
4. ábra Áramimpulzusok a legnagyobb interferencia, és maximális MOSFET-áramterhelés esetén

Ugyanakkor erre az esetre teljesül, hogy a két áramimpulzus a PWM-perióduson belül szimmetrikusan helyezkedik el, tehát az áram alapharmonikusa 40 kHz-es. Más kitöltési tényezőknél a szimmetria kissé megbomlik, és ez egy kis csúcsot eredményez a spektrumban 20 kHz páratlan számú többszöröseinél is. A 20 kHz-es komponens azonban jóval kisebb a 40 kHz-esnél, ezért nem követünk el nagy hibát, ha a továbbiakban csak az előbbi esettel foglalkozunk. Így ugyan nincs 20 kHz-es csúcs, de a zajkibocsátás szintje jóval magasabb (kis kitöltési tényező-változás, azaz a szimmetria kismértékű megbomlása is nagy változást jelent az áramimpulzusok magasságában).

A modellben tehát először is használnunk kell egy a fenti impulzusokat létrehozó áramgenerátort. E mellett a rendszer nem működhet pufferkapacitások nélkül, mert a táp és földvezetékek véges impedanciái lehetetlenné teszik a működést ekkora áramimpulzusok esetén. Ahhoz, hogy - ideális kapacitást feltételezve - 0,1 V-nál kisebb feszültségingadozást okozzon a működés, kb. 1,3 mC töltés lokális tárolása szükséges. A puffrelést ennek megfelelően négy 5 mF-os speciális, autópári célokra gyártott alumínium-elektrolitkondenzátor végzi (nagy áramingadozás és mechanikai rázkódás elviselése, hosszú élettartam stb). A valóságos

kapacitás impedanciamentét, és így a zajkibocsátás mértékét azonban jelentősen befolyásolja két fontos tényező: az ekvivalens soros induktivitás (ESL) és az ekvivalens soros ellenállás (ESR). Az említett kapacitások snap-in típusúak (bepattintható, azonos oldali kivezetések), így az ESL értéke kapacitásonként nagyon kicsire szorítható (10 nH). Az ESR értéke is kicsi, ugyanis az ESR nagyobb elektrolitkondenzátoroknál jellemzően kisebb. A négy párhuzamos kapacitás eredő ESR-je kb. 5 m $\Omega$ , ESL-je 2,5 nH. Ezek ugyan messze vannak az ideálistól, mégis nagyon jó értéknek számítanak gyakorlati szempontból, ezek kompenzációja 100 MHz alatti frekvenciákon nehézkes.

Eddigi szimulációs modellünkben tehát egy áramgenerátor és a pufferkapacitások eredő, soros modellje szerepel. Hiányzik még a hálózat oldali lezárás. A hálózat oldali impedancia azonban sok fejtörést okoz az EMI szűrők tervezői számára, ugyanis ez az impedancia rendszerről rendszerre más és más, ráadásul időben is változik. Azért, hogy ennek ellenére a zavarok mérését, a rendszer és egyúttal a zavaroszűrők minősítését úgy lehessen elvégezni, hogy globális összehasonlítási alapunk legyen, a mérési elrendezést hálózati oldalról egy vonali impedanciát stabilizáló hálózattal szokták lezárni (LISN, Line Impedance Stabilizing Network, 5. ábra).



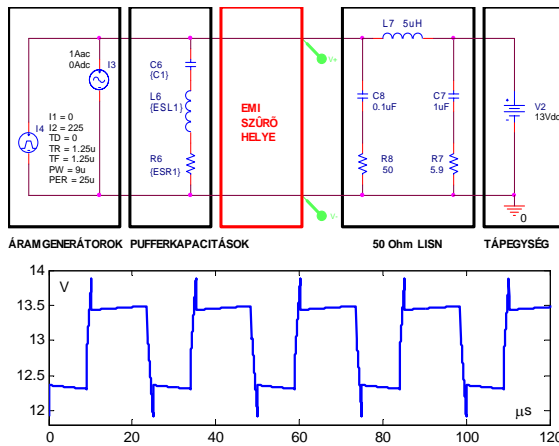
5. ábra A mérésekhez használt LISN

A LISN egy tápegység csatlakozóval, egy terhelés oldali csatlakozóval és egy műszer csatlakozóval rendelkezik, és több funkciója is van. Egyrészt aluláteresztő szűrést végez a zajforrástól a tápegység felé, ezzel megvédve a tápegységet a meghibásodástól, miközben a kisfrekvenciás jelekre nézve a LISN átlátszó az áramforrás és a terhelés (esetünkben az inverter) között. Másodsorban a LISN felüláteresztő szűrést végez a terheléstől a csatlakoztatott 50  $\Omega$ -os műszer irányába

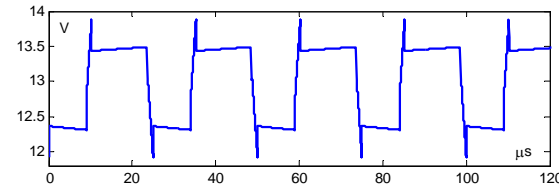
(tipikusan spektrumanalizátor) annak érdekében, hogy a szabványok által érdekesnek tartott 100 kHz feletti jelkomponenseket lehessen mérni a műszerrel. Végül pedig a LISN a hálózat által a terhelés irányába mutatott impedanciát stabilizálja 50 Ω-on, függetlenül attól, hogy a hálózati oldal ténylegesen milyen impedanciát mutat, legyen az rezisztív, induktív vagy kapacitív jellegű. Persze a tényleges hálózati impedancia befolyásolja a LISN terhelés oldali impedanciáját 100 kHz-nél kisebb frekvenciákon, de 100 kHz felett ez az impedanciamenet nagyjából független a tényleges hálózati impedanciától.

Azt, hogy milyen LISN-t kell használni, és, hogy milyen elrendezésben kell mérni, a vonatkozó szabványok rögzítik. A legfontosabb vezetett emisszióra is vonatkozó autóiipari szabványok: SAE J1113/41 elsősorban az észak-amerikai kontinensen és CISPR-25 elsősorban az európai kontinensen. Ha ugyan a legfontosabb autóiipari óriások nem is minden esetben kötik magukat szigorúan ezekhez a nemzetközi szabványokhoz - saját házi szabványuk alapjául legtöbbször ezek szolgálnak. A vezetett zavarokat a 100 kHz – 108 MHz tartományban mérik.

A szimulációs modell (6. ábra), tartalmazza az áramgenerátort (frekvenciatartománybeli vizsgálathoz külön áramgenerátort), a nemideális pufferkapacitásokat, és a LISN-t, mint hálózat oldali lezárást. A tápegység és a LISN között nem modelleztük külön a tápvezetékek impedanciáját, mert azt a LISN amúgy is elfedi a zajforrás elől

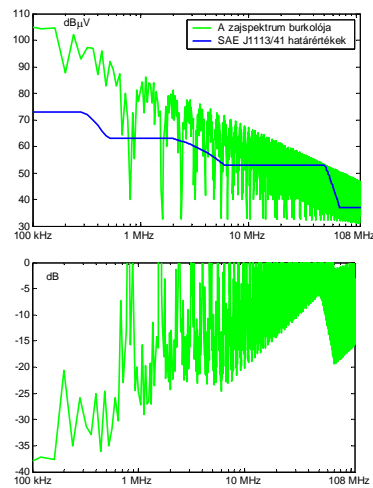


6. ábra Modell a zavar kibocsátás szimulációjához és az eredményezett feszültségjel időfüggvénye



100 kHz és 108 MHz közötti frekvenciákon.

A vezetett emisszió mérésénél a LISN műszer csatlakozóját egy 50 Ω-os terheléssel lezárják, és a zavarokat a mért eszköz (zajforrás) táp és földvezetékein mérik (a 6. ábrán a bejelölt pontok között, ami az 1. ábrán a „C” keresztmetszetnek felel meg). A mérés eredményén látható, hogy a táp bemeneten 25 μs periódusidejű (40 kHz-es), nagy sáv szélességű feszültségjel jelent meg, és így a



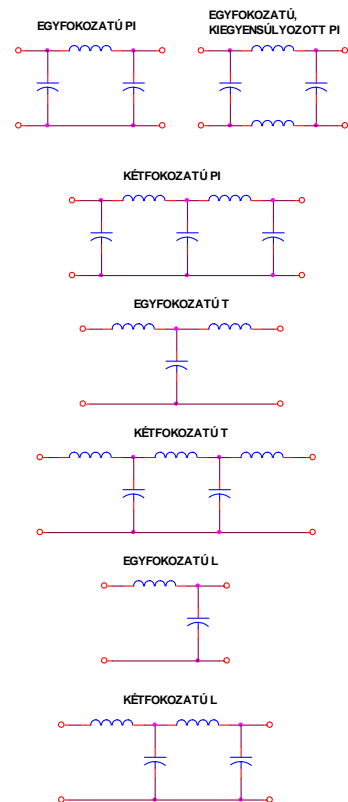
7. ábra A zajspektrum burkolója, SAE határértékek (felső ábra), és a határértékek teljesítéséhez szükséges elnyomás 6 dB ráhagyással (alsó ábra)

bemenet feszültsége az átlagérték körül kb. ±1 V ingadozást mutat. Ezt a jelet kell tehát szűrni az RF tartományban.

Ehhez először meg kell vizsgálni a zaj spektrumát, és összevetni

valamelyik szabvány határértékeivel. Tekintsük most a SAE határértékeket (7. ábra). A valódi spektrum természetesen jó közelítéssel vonalas, az ábra csak a spektrum kiemelkedő csúcsait összekötő burkolót mutatja. A határértékek teljesítéséhez szükséges elnyomást a 7. ábra alsó grafikonja mutatja. Ez a biztonság kedvéért 6 dB-lel jobb elnyomást mutat, mint amennyi pontosan szükséges lenne.

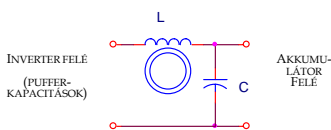
A szűrő topológiájának kiválasztásához néhány alapvető megfontolás szükséges. A kapcsolási zajok differenciális módusúak (antiszimmetrikusan terjednek). A személygépkocsiknál nincs külön védőföld, hanem a föld visszavezetés, és a védőföld egyaránt a jármű vázához van kötve. Ezen okokból a közös módusú zajokkal nem foglalkozunk ebben az alkalmazásban.



8. ábra Szokványos szűrőtopológiák

Differenciális módusú zajok szűréséhez LC-tagokat használnak egy, vagy kétfokozatú, π-, T-, vagy L-topológiában (8. ábra). A kapacitásokat söntként használják a tápvezeték és a föld

között (kisimpedanciás út az áram nagyfrekvenciás komponenseinek), az induktivitásokat pedig a vonallal sorosan, nagyimpedanciás elemként használják. Az, hogy milyen megoldást választunk, attól függ, hogy milyenek az impedanciaviszonyok a szűrő két oldalán. A terhelés (zajforrás, inverter) oldalán már van kapacitás (pufferkapacitások), ezért ezt mindenképpen egy soros tekerecs kell, hogy kövesse, majd egy sönt kapacitás. A sönt lehetne folytatni további fokozatokkal, hiszen minél többet alkalmazunk (odafigyeléssel!), annál jobb elnyomás érhető el, azonban a hely- és költségtakarékosság is döntő szempont. A szűrőnek célszerűen be kell férnie az elektronika dobozába, ami így is elég szűkös helyet biztosít a bonyolult elektronika, és a nagy méretű pufferkapacitások miatt.



9. ábra Az alkalmazott topológia

Mint hamarosan látni fogjuk a néhány  $\mu\text{H}$  induktivitású tekercsen az áram 100 kHz-nél nagyobb frekvenciájú komponenseinek elhanyagolható hányada fog folyni, mert azokhoz a töltéseket a kis impedanciájú pufferkapacitások szolgáltatják. A szűrő bemenő impedanciája (az inverter felől) tehát relatíve nagy a számunkra érdekes frekvenciatartományban. A szűrő ideális esetben feszültségre nézve egy másodfokú szűrő. Sajnos egyrészt az üzemi tulajdonságok, másrészt az alkatrészek nemideális jellege azonban jelentősen bele fog szólni a karakterisztika menetébe.

Minél nagyobb induktivitású tekercsen használunk, a karakterisztika töréspontja annál kisebb frekvenciára kerül, ami azt is jelenti, hogy adott - töréspont feletti - frekvencián annál nagyobb elnyomást biztosít a szűrő. Célszerű tehát valamilyen vasmagos tekercsen

használni, hiszen a vasmag permeabilitásával egyenes arányban nő az induktivitás. Azonban az üzem közben felvett áram egyenkomponeense átfolyik a szűrő tekercsén, előmágnesezve a szűrő vasmagját. Így tehát adott mágneses munkapont körüli kisjelű gerjesztéssel áll szemben a vasmag. Ilyen esetekben a vasmag relatív, differenciális permeabilitása jellemzi jól az induktivitást. Ez szemléletesen (a hiszterézistől eltekintve) a B-H görbe szűzgörbéjének meredeksége. A valóságban persze ennél jóval bonyolultabb trajektóriát ír le a vasmag állapota (eltolt munkapontú minor hiszterézis jelensége), de a szemléletességhez ez is elegendő. A hálózatból felvett áram tehát eltolja a vasmag munkapontját, ami csökkenti a munkapontban érvényes differenciális permeabilitást, ezzel a tekercs induktivitását, és így az elnyomást adott frekvencián. Amikor a felvett áram a tekercsben olyan nagy mágneses térerősséget hoz létre, aminek hatására a vasmag telítődik, akkor a szűrés szempontjából olyan, mintha egy légmagos tekercsünk lenne. Nyilván úgy kell méretezni a tekercsen, hogy ezt az állapotot ne közelítsük meg a maximális áramfelvételnél sem. Sajnos a probléma nem megoldható tekercselési trükkkel. Megoldást jelenthetne egy olyan aktív ellengerjesztés alkalmazása, ami méri a felvett áram kisfrekvenciás komponensét, és annak megfelelő, ellenirányú gerjesztést hoz létre a vasmagban. Ez a megoldás azonban nagyon megnöveli a fogyasztást, a költségeket és a helyigényt, ezért ez nem ésszerű megoldás. Marad tehát a vasmag igényes megválasztásának feladata.

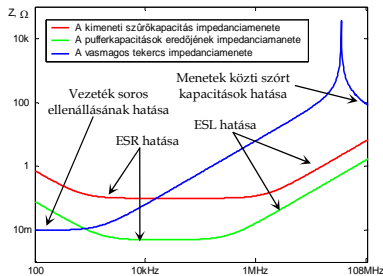
Mindenek előtt toroid vasmagot érdemes választani, mert ennek a legkisebb a szórt tere, ami döntő szempont, ha a szűrő az elektronikával közös dobozban foglal helyet. Mivel nagy telítési mágneses térerősséggel jellemezhető vasmag kell, ezért differenciális célokra általában kis kezdeti permeabilitású vasmagokat

választanak. Ebben az alkalmazásban tehát aránylag kis (néhány  $\mu\text{H}$ ) induktivitás érhető csak el a telítési korlát miatt. Ezt szem előtt tartva is a lehető legnagyobb induktivitást szeretnénk elérni kis méret mellett, azonban a menetszám növelésével, és a méret (mágneses úthossz) csökkentésével közelebb kerülünk a telítéshez adott max. áram mellett, tehát kompromisszumra van szükség. A mintarendszerhez egy olyan megoldás született, amelynél egy 80 A-t is elbíró, 3 menettel tekercselt, kis méretű (3,5 cm átmérőjű) vasmagot használunk. A vasmag nullpontbeli permeabilitása 245, ami az adott keresztmetszettel és egyetlen menettel kb.  $0,3 \mu\text{H}$  induktitásnak felel meg (ez a menetszámmal négyzetesen nő). Ezek nagyon jó értékek számítanak, figyelembe véve, hogy a vasmag 8000 A/m felett telít. Ezt különleges ötvözzel és elosztott légréssel (porszerű anyag alkalmazásával) érik el. 3 menettel a nulla munkapontbeli induktivitás  $2,7 \mu\text{H}$ . A maximális áramnál ez kb. a felére csökken.

Az induktivitást nem csak az eltolt munkapont csökkenti, hanem nagy frekvencián a mágneses domének tehetetlensége is, továbbá a menetek közötti szórt kapacitások is, amelyek néhányszor tíz pF-os párhuzamos kapacitással modellezhetők. Ez utóbbi csökkenthető a menetek megfelelő villamos árnyékolásával.

Foglalkozunk most a kapacitás megválasztásával. Ha azt szeretnénk, hogy a fenti  $\mu\text{H}$  nagyságrendű induktitás érték mellett a szűrőnknek az alapharmonikus frekvenciáján már legyen némi elnyomása, akkor legalább  $10 \mu\text{F}$  kapacitás szükséges, és ahhoz, hogy 10 kHz-en legyen a karakterisztika töréspontja már  $100 \mu\text{F}$  kapacitás kell. A helytakarékoság érdekében elektrolitkondenzátort érdemes használni, de a kis értékű kapacitás általában nagyobb ESR-rel jár, ami nagy mértékben befolyásolja az impedanciamenetet, ezért célszerű inkább nagyobb kapacitást választani. Tekintsünk egy  $2200 \mu\text{F}$  kapacitású,  $100 \text{ m}\Omega$  ESR-rel, és  $10 \text{ nH}$  ESL-lel rendelkező (szintén autópáti célokra gyártott) kapacitást. Így a törésponti

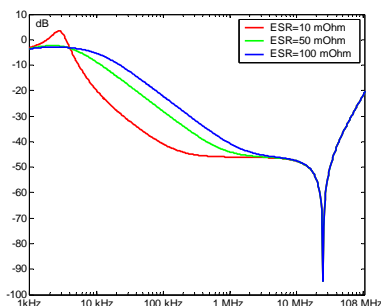
frekvencia 1-5 kHz között mozog az induktivitás pillanatnyi értékétől függően. Az egyes áramköri elemek impedanciámenetét a 10. ábra mutatja.



10. ábra A pufferkapacitások, a szűrőtekercs és a szűrőkondenzátor impedanciámenete

Az ábrán látható, hogy a kapacitások ESR-je már 10 kHz alatt átveszi a domináns szerepet, így a szűrő karakterisztikájában a levágás 40 dB/D-nál jóval kisebb meredekségű lesz (11. ábra). Ugyanakkor a szűrőkondenzátor impedanciámenetében 1 MHz felett az ESL kezd dominálni, és innen a kapacitás karakterisztikája majdnem párhuzamos a tekercs karakterisztikájával. Ez azt jelenti, hogy a szűrő karakterisztikájában törés következik be 1 MHz környékén, és 1 MHz felett az elnyomás közelítőleg konstans lesz, amíg a tekercs szórt kapacitásai még jobban el nem rontják a karakterisztikát.

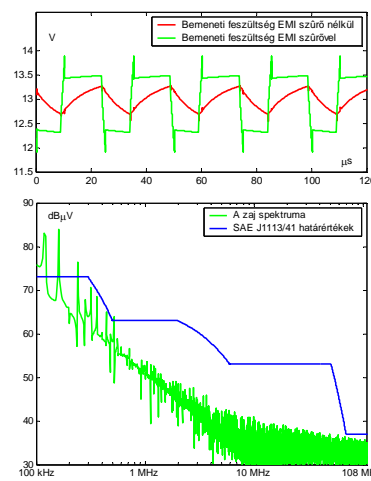
EMI méréseknél nem a szűrő átvitelét, hanem az elnyomást mérik, amihez a zaj spektrumát kell megmérni a tápvezetékeken szűrő



11. ábra A szűrőkondenzátor ESR-jének hatása az elnyomásra

nélkül, és szűrővel, és a két eredményt kell összevetni.

A 12. ábrán látható, hogy a szűrés a szimulációk alapján ugyan sikeres a 300 kHz - 108 MHz tartományban, de 300 kHz alatti frekvenciákon nem elegendő az elnyomás. A zaj időfüggvényéből az lenne az első benyomás, hogy a helyzet ennél is rosszabb. Ennek oka, hogy az időfüggvényen az alig csillapított alapharmonikus (40 kHz), és az első néhány domináns felharmonikus eredője is látható. Ezzel szemben a spektrum csak a szabványok által fontosnak tartott 100 kHz-108 MHz tartományban látszik.



12. ábra A zaj időfüggvénye szűrővel, és a nélkül a legnagyobb áramfelvétel mellett (felső ábra), a zaj spektruma EMI szűrővel és SAE határértékek (alul)

Ugyan a szimuláció a legrosszabb esetben végeztük (maximális áramfelvétel), a vasmag frekvenciafüggését nem vettük figyelembe, holott ez 1 MHz felett rontja a szűrés hatékonyságát. Precízebb megközelítés esetén ezt a hatást mindenképpen érdemes modellezni. Ugyanakkor a szűrőkondenzátor ESR-jét elég nagy értéknek vettük fel, a valóságban ennél kisebb is lehet.

Hogyan lehetne javítani az elnyomáson? A nagyfrekvenciás elnyomást a bemenetre helyezett, legalább néhány µH-s kompenzáló kapacitással javíthatjuk, de ehhez a kompenzáló kapacitás ESR-je 10 mΩ nagyságrendű kell legyen, ami elég nagy kihívást jelent. Kisebb méretű párhuzamos kapacitás használata ettől függetlenül javasolt, hogy a 108 MHz

feletti, a parazita elemek okozta kiemeléseket csökkentünk. Használhatunk nagyobb térfogatú vasmagot is, ha a hely még engedi, és emelhetjük a menetszámot is, azonban figyelni kell a telítési korlátra, és az induktivitás maximálisan megengedhető csökkenésére. Néhány alkalmazásban találkozhatunk a passzív szűrőt kiegészítő egyszerű felépítésű aktív szűrővel is [2]. A legkézenfekvőbb megoldás azonban további szűrőfokozatok alkalmazása. Még egy az eddigivel megegyező típusú L-fokozat alkalmazása lényegében megoldja a problémát, de ez a megoldás a térfogati korlát miatt gyakran nem alkalmazható, ugyanakkor a költsége is nagyobb. Látható, hogy a megfelelő megoldás megválasztása mindenképpen kellemetlen kompromisszumokra kényszerít.

Összesítve, egy példán végigvezetve láthatjuk, hogy milyen zajok keletkeznek egy korszerű felépítésű szervókormány-elektronika egyenfeszültségű bemenetén, és ezek hogyan keletkeznek, minek kell megfelelnie egy ilyen rendszernek, milyen eszközkészlettel dolgozhat a szűrő tervezője, milyen szűrési megoldások kínálóznak, és milyen hatásokra kell leginkább odafigyelni. Mindezzel megpróbáltuk érzékeltetni, hogy a szervókormány elektronika által emittált rádiófrekvenciás zajok szűrése korántsem magától értetődő feladat, hiszen nagy az egységnyi, rendelkezésre álló térfogatra jutó teljesítmény. Ugyan egyszerű szűrő-topológiákról van szó, mégis a kis rendelkezésre álló térfogat, az EMI szempontból kellemetlen áram-jelalakok, a telítési korlát betartása kellő elnyomás biztosítása mellett, továbbá a szűrő parazita elemeinek kis értéken tartása komoly kihívás elé állítja a szűrő tervezőjét. E mellett egy rendszer mérésről történő validációja sem egyszerű a környezetből beszűrődő rádiófrekvenciás zajok miatt, és ez ráadásul elég költséges feladat a hozzá szükséges berendezések árát tekintve.

## Irodalom

[1] Zhang, F. - Investigation of Electromagnetic Interference of PWM Motor Drives

[http://www.infineon.com/cmcd\\_upload/0/000/012/541/ZhangTechRept.pdf](http://www.infineon.com/cmcd_upload/0/000/012/541/ZhangTechRept.pdf)

[2] Chow, A. C., Perreault, D. J. – Active EMI Filters for Automotive Motor Drives

[http://www.mit.edu/people/djperrea/Publications/Conference%20Papers/cpWPET02\\_achow.pdf](http://www.mit.edu/people/djperrea/Publications/Conference%20Papers/cpWPET02_achow.pdf)



Bódis-Szomorú András

V. évf. villamosmérnök hallgató

BME, MIT

Beágyazott Rendszerek főszakirány

[bebodis@fibermail.hu](mailto:bebodis@fibermail.hu)