Integrált áramkörök nagyfrekvenciás immunitásának tesztelésére alkalmas mérőrendszer

Gonda Iván

Témavezető: Gyüre-Garami Balázs MSc

Konzulens:

Simon Ferenc Egyetemi tanár



Köszönetnyilvánítás

Ezúton szeretném megköszönni Gyüre-Garami Balázs témavezetőmnek a rengeteg segítségét amit a szakdolgozat készítéséhez nyújtott, Dr. Simon Ferenc egyetemi tanárnak a konzultációkat, amik nagyban hozzájárultak a dolgozat elkészüléséhez, a páromnak, valamint a családomnak az otthoni támogatást, a Robert Bosch kft.-nek , illetve kollegáimnak a mérések során nyújtott segítőkész hozzáállást. Továbbá a kutatást a Nemzeti Kutatási Fejlesztési és Innovációs Alap támogatta a Nemzeti Kiválósági Program keretében, a "Kvantumbitek előállítása, megosztása és kvantuminformációs hálózatok fejlesztése" című, 2017-1.2.1-NKP-2017-00001. számú projekt részeként. Emellett a munkát az MTA-BME Spintronikai Kutatócsoport (PROSPIN) pályázata is támogatta.

Önállósági nyilatkozat

Alulírott Gonda Iván a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem fizika BSc szakos hallgatója kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segédeszközök nélkül, önállóan, a témavezető irányításával készítettem, és csak a megadott forrásokat használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból vettem, a forrás megadásával jelöltem.

Budapest, 2019.05.24.

Gonda Iván

A szakdolgozat kiírása

Az EMC (elektromágneses kompatibilitás) mérések során elektronikai eszközök nagyfrekvenciás viselkedését vizsgáljuk. A gyakorlati EMC fejlesztés során gyakran felmerülő probléma az egyes integrált áramköri elemek (IC-k) nem ismert nagyfrekvenciás ellenállósága. Ezen tulajdonságok megismerésére céljából végzett mérések megvalósítása az egyes IC-kre komoly méréstechnikai kihívás, mivel biztosítani kell kisfrekvenciára tervezett eszközök RF jellel való kontrollált gerjesztését. A jelölt feladata műveleti erősítők un. EMIRR (electromagnetic interference rejection ratio) tulajdonságának mérésére alkalmas mérőeszköz tervezése, mérések elvégzése, a tapasztalt hibás viselkedés gyökér okának vizsgálata.

Tartalomjegyzék

1.	Bevezetés és motiváció	1
2.	Elméleti, technikai háttér	2
	2.1. Nagyfrekvenciás jelterjedés fizikai alapjai	2
	2.1.1. Hullámimpedancia	2
	2.1.2. Impedanciaillesztés, reflexió	3
	2.2. PN átmenet, félvezetők	4
	2.3. IC-k nagyfrekvenciás viselkedése	7
	2.4. Az elektromágneses interferencia elnyomás jellem-	
	zése	8
3.	Felhasznált eszközök	10
4.	Eredmények és értelmezésük	16
5.	Összefoglalás és kitekintés	29
Fe	lhasznált irodalom	

1. Bevezetés és motiváció

Napjainkban rengeteg elektronikai eszközt használunk, amelyek működésük közben különböző elektromágneses zavarokat bocsájtanak ki. Egyes eszközeink akár GHz-es tartományban működnek, ezzel lehetővé téve, hogy más eszközök antenna nélkül, a nyomtatott áramköri környezetben található megfelelően hosszú huzalok segítségével összeszedjék ezt a zavart. A problémára az adott alaplapot lehetséges felkészíteni, de mindemellett fontos megvizsgálni, hogy az egyes komponensek miként reagálnak egy esetleges nem várt sávszélességen belüli, vagy nagyfrekvenciás zavarra. Amennyiben ismerjük a komponensek viselkedését ilyen környezetben, akár szoftveresen is tudjuk kezelni a nem várt esemény bekövetkeztét, ezzel tovább csökkentve a hibás működés valószínűségét.

A szakdolgozat témája a műveleti erősítők vizsgálata. A műveleti erősítő a legtöbb áramkörben a mikrokontroller után a második legösszetettebb alkatrész, amely akár több száz diódából, tranzisztorból is felépülhet. Ilyen összetett rendszert nem elég szimulációkon keresztül megvizsgálni, illetve egy bizonyos komplexitás felett ez nem is lehetséges. Ennek fényében szükségszerű kidolgozni egy vizsgálati technikát, definiálni a vizsgálat kapcsán felmerülő paramétereket, majd az eredmények megszületése után felállítani egy minősítési rendszert. Amennyiben egy adott áramkör kísérleti úton igazolt "Elektromágnesrobosztus" erősítőt használ, kisebb valószínűséggel hibázik működés közben. Természetesen amennyiben a hiba egy televízió távirányítójának működése közben nem a megfelelő csatornára váltás, nem von maga után semmilyen komoly következményt. Ellenben hogyha ez az erősítő továbbítja egy légzsákrendszernek a vészjelzést, sokkal komolyabbnak tűnik a probléma. A két példa között nagyon nagy a kontraszt, ahogy a különböző alkalmazási területek között is. Annál az alkatrésznél, amelyik ilyen horderejű a modern társadalomban, nem megengedett a viselkedés ismeretének hiánya.

A szakdolgozat a műveleti erősítők ilyen jellegű viselkedésének mélyebb megismeréséhez kidolgozott méréstechnikát, valamint a vizsgálatok eredményeit mutatja be.

2. Elméleti, technikai háttér

Ebben a fejezetben ismertetem a dolgozat eredményeinek bemutatásához szükséges legfontosabb háttérismereteket.

2.1. Nagyfrekvenciás jelterjedés fizikai alapjai

2.1.1. Hullámimpedancia

Az alacsony frekvenciás hálózatok vizsgálatakor megszokott leírásmódok nagyobb frekvenciákon érvényüket vesztik, mivel a hagyományos áramköri jelenségeken kívül megjelennek egyéb, nagyfrekvenciás jelekhez kapcsolódó tulajdonságok. Ilyen például a jelek reflexiója. Ebben az esetben a Maxwell-egyenletek nagyfrekvenciás, vagyis a hullámjelenségeket is figyelembe vevő alkalmazásról van szó. A vezetékben terjedő nagyfrekvenciás jelek leírása az úgynevezett *Távíróegyenletek* segítségével történik.



2.1. ábra. A jelterjedést modellező vezetékdarab [1]

A nagyfrekvenciás jelterjedést négy paraméterrel írjuk le. \tilde{R} , hosszegységre eső ellenállás, \tilde{L} , hosszegységre eső induktivitás, \tilde{C} , a hosszegységre eső kapacitás és \tilde{G} , a hosszegységre eső vezetőképesség a négy befolyásoló tényező. \tilde{R} értéke nagyfrekvencián megnő a *skin-effektus* miatt, azonban \tilde{L} , és \tilde{C} paraméterek leginkább a vezetők geometriájától, térbeli elhelyezkedésétől függenek. Ezzel szemben \tilde{G} egy szivárgási jelenséghez tartozik, ami frekvencia és anyagi minőség függő. Tekintsük a napjainkban leginkább elterjedt, koaxiális vezetékek geometriáját (ebben az esetben a két hengeres vezető egymásban helyezkedik el), illetve tegyük fel hogy a vezető tökéletes, illetve a szigetelés is tökéletes, azaz nincs szivárgás. Ebben az esetben $\tilde{R} = 0$ és $\tilde{G} = 0$. A koaxiális kábelre a következő összefüggések adódnak:

$$\widetilde{C} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln(D/d)} \qquad \widetilde{L} = \frac{\mu_0\mu_r\ln(D/d)}{2\pi}$$
(2.1)

Mind a feszültség, mind az áram hely- és időfüggő.

$$U = U(x,t) \qquad \qquad \frac{\partial U}{\partial x} = -\tilde{L} \cdot \frac{\partial I}{\partial t} \qquad \qquad \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} = \frac{1}{\tilde{L}\tilde{C}} \frac{\partial^2 U}{\partial x^2} \\ I = I(x,t) \qquad \qquad \frac{\partial I}{\partial x} = -\tilde{C} \cdot \frac{\partial U}{\partial t} \qquad \qquad \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} = \frac{1}{\tilde{L}\tilde{C}} \frac{\partial^2 I}{\partial x^2}$$
(2.2)

Ezekből a hullámegyenletekből leolvasható hogy a terjedő jel sebessége $\nu = \frac{1}{\sqrt{\tilde{L}\tilde{C}}}$. Amennyiben felírjuk a legáltalánosabb megoldást, a következőket kapjuk:

$$U(x,t) = U^{+}f\left(\omega t - \frac{\omega}{\nu} \cdot x\right) + U^{-}f\left(\omega t + \frac{\omega}{\nu} \cdot x\right)$$

$$I(x,t) = I^{+}f\left(\omega t - \frac{\omega}{\nu} \cdot x\right) + I^{-}f\left(\omega t + \frac{\omega}{\nu} \cdot x\right)$$
(2.3)

Vezessük be a $k = \omega/\nu$ hullámszámot, ahol ω a terjedő jel frekvenciája. Továbbá, U^+/I^+ , valamint U^-/I^- a pozitív, illetve a negatív irányba terjedő jel amplitúdója, f pedig egy tetszőleges függvény. A keresett f függvény jelen esetben a következő alakot ölti:

$$U(x,t) = U^{+} \cdot e^{i(\omega t - kx)} + U^{-} \cdot e^{i(\omega t + kx)}$$

$$I(x,t) = I^{+} \cdot e^{i(\omega t - kx)} + I^{-} \cdot e^{i(\omega t + kx)}$$
(2.4)

Amennyiben a megoldást visszaírjuk a távíróegyenletekbe, és megnézzük az egymáshoz viszonyított arányát a feszültségnek és az áramnak, kapunk egy Z_0 ellenállás dimenziójú mennyiséget, a hullámimpedanciát.

$$\frac{U(x,t)}{I(x,t)} = \sqrt{\frac{\widetilde{L}}{\widetilde{C}}} = Z_0$$
(2.5)

2.1.2. Impedanciaillesztés, reflexió

Az előző pontban láthattuk, hogy egy kábel hullámimpedanciájához (2.5) meghatározott feszültség-áram arány tartozik. Azonban amikor a hullámimpedancia megváltozik (ezt okozhatja lezárás, kábel toldás, más geometriájú folytatás) akkor a megváltozott hullámimpedancia feszültség-áram arányt csak úgy lehet matematikailag kielégíteni, ha a jel egy része visszaverődik. Vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor x = 0 koordinátában a hullámimpedancia megváltozik. $Z_0 \rightarrow Z_1$

$$U(x,t) = U^{+} \cdot e^{i(\omega t - kx)} + U^{-} \cdot e^{i(\omega t + kx)}$$

$$I(x,t) = \frac{U^{+}}{Z0} \cdot e^{i(\omega t - kx)} - \frac{U^{-}}{Z0} \cdot e^{i(\omega t + kx)}$$
(2.6)

Jelen esetben a '+' a lezárás felé tartó, valamint a '-' a lezárástól távolodó hullámot jelöli. x = 0 helyen teljesülnie kell a $U(x=0)/I(x=0) = Z_1$ feltételnek.

$$Z_{1} = \frac{U^{+} + U^{-}}{U^{+} - U^{-}} \cdot Z_{0}$$

$$\downarrow$$

$$U^{-} = \frac{Z_{1} - Z_{0}}{Z_{1} + Z_{0}} \cdot U^{+}$$

$$(2.7)$$

Ezek alapján pedig bevezethető a Γ reflexiós tényező, ami:

$$\Gamma = \frac{U^-}{U^+} \tag{2.8}$$

Ezek alapján belátható, hogy ha minimalizálni szeretnénk a jelveszteséget, valamint csökkenteni a zavart, akkor fontos hogy a teljes rendszer megfelelően legyen impedancia illesztve.

2.2. PN átmenet, félvezetők

A legegyszerűbb P-N átmenet a dióda, ami egy P típusú (leggyakrabban bórral) adagolt félvezetőből (leggyakrabban szilícium) és egy N típusú (leggyakrabban foszforral) adagolt szilícium félvezetőből tevődik össze. A szilícium gyémántrácsot alkot, amiben teljesen töltött vegyértéksávot, illetve egy teljesen üres vezetési sávot találunk, a kettő között körülbelül 1.1 eV-os tiltott sávval. Amikor a szilíciumot adalékoljuk például bórral, aminek eggyel kevesebb elektronja van, létrehozunk "lyukvezetőket". Ennek köszönhetően a valencia sávban szabad töltéshordozókat hozunk létre. Foszforos, azaz N típusú adalékolás esetén olyan anyagot juttatunk a szilíciumba, melynek egyel több elektronja van. A többlet elektronoknak köszönhetően, szabad töltéshordozók kerülnek a vezetési sávba.



(a) P típusú adalékolásnál megjelennek plusz lyuk tötéshordozók

(b) N típusú adalékolásnál megjelennek többlet elektronok



A két adalékolt anyagban eltérő a kémiai potenciál, ez azonban kiegyenlítődik, amint egymás mellé tesszük őket. Ennek következtében kialakul egy elektromos potenciál. Az N

típusú anyagban lévő szabad elektronoknak kedvezőbb energiaállapot ha rekombinálódnak a P típusú anyag szabad lyukvezetőivel. Ennek következtében kialakul egy kiürített réteg, ahol a rekombináció megtörtént. Ennek az egyensúlyi állapotát a kémiai potenciál és az elektromos tér szabja meg.



2.3. ábra. Elektrosztatikus-, valamint kémiai potenciál a PN átmenet határán [4]

A PN átmenetet, vagyis diódát az elektronikában egyenirányításra használják. A dióda sajátos tulajdonsága, hogy nyitó és zárófeszültségre másképp reagál. Vizsgáljuk meg ezt a viselkedést. Amennyiben feszültséget kapcsolunk a diódára, a benne kialakult elektromos teret csökkenteni, vagy növelni tudjuk. Amennyiben a pozitív feszültséget a P oldalra kötjük, a negatívat pedig az N oldalra, csökkenteni tudjuk a két oldal közötti energiakülönbséget, így elősegítjük az elektronok áramlását. Ezt nevezzük a dióda nyitóirányának. Az áramlás létrejöttéhez le kell küzdeni a teljes energiakülönbséget, emiatt az ideális dióda nulla ellenállást nem nulla feszültség esetén, hanem (szilícium dióda esetén) jellemzően 0.6-0.7V-os előfeszítés után mutat.



2.4. ábra. A dióda sávszerkezete alapállapotban és nyitófeszültség mellett, valamint a dióda I-V karakterisztikája. [4]

Zárófeszültség hatására az ellenkező folyamat megy vége, mint nyitófeszültségnél. A

P oldalra kapcsolt negatív és az N oldalra kapcsolt pozitív feszültség tovább növeli az energiakülönbséget, így gátolva az elektronok haladását. A zárófeszültség hatását a 2.5 ábra mutatja.



2.5. ábra. A dióda sávszerkezete alapállapotban és zárófeszültség mellett, valamint a dióda I-V karakterisztikája. [4]

Fontos továbbá megemlíteni hogy az ideális dióda karakterisztika csupán elméletileg létezik. Az adalékolás tökéletlensége, az anyagok inhomogenitása, vagy legalábbis apró eltérései nem teszik lehetővé, hogy a korábbiakban látott diódakarakterisztikát elérjük. Ennek következtében megváltozik az áram-feszültség karakterisztika. A nyitási feszültség hatására nem folyhat végtelen nagy áram, illetve megjelenik a szivárgási áram záróirány esetén. A szivárgási áram tipikus értéke 10^{-6} és 10^{-15} A közé esik.



2.6. ábra. Egy valódi dióda áram-feszültség karakterisztikája.

2.3. IC-k nagyfrekvenciás viselkedése

A klasszikus PN átmenetű diódát rendszerint alacsony frekvenciás hálózatokban alkalmazzák, mivel relative nagy kapacitása van. Léteznek kifejezetten nagyfrekvenciás alkalmazásokra készített diódák, mint például a félvezető-fém, vagy N típusú gallium arzenid csatlakozások. Ezeknek jóval kisebb a "kontakt kapacitása". A Schottky diódák elsődleges alkalmazási területe a frekvenciakonverzió. A nagyfrekvenciás jelet ugyanis egyenirányítják, ezért lényegében lekeverik DC-re, vagy közel DC alacsony frekvenciás jelekre. Kis jelek esetén a dióda viselkedése modellezhető egy nem lineáris ellenállással, amit a következő összefüggés ír le.

$$I(V) = I_S \cdot (e^{\alpha V} - 1) \tag{2.9}$$

ahol $\alpha = q/nKT$, q az elektron töltése, k a Boltzmann állandó, T a hőmérséklet, n egy idealizálási faktor és I_S a szaturációs/szivárgási áram. $\alpha = 1/nKT$ értéke T = 290 K esetén körülbelül 1/(25 mV). Az idealizálási faktor a dióda anyagától, felépítésétől függ, nagyjából 1.05 és 2.0 közötti értéket vesz fel.



(a) Nagyfrekvenciás jel lekeverése DC-re. Láthatjuk hogy a frekvenciatartománybeli egyetlen összetevőt tökéletesen lekeveri a dióda DC-re.

(b) Amplitúdó modulált jel lekeverése DCre. Fontos, hogy a moduláció alakja megmarad, de a frekvenciáját annak is lekeveri a dióda.

2.7. ábra. RF demodulációja diódán keresztül [4]

Amennyiben a diódára eső feszültséget úgy írjuk fel mint:

$$V = V_0 + \nu \tag{2.10}$$

ahol V a DC feszültségkomponens, ν pedig egy kis amplitúdójú AC jel, 2.9-t Taylor sorba fejtve V_0 körül azt kapjuk, hogy:

$$I(V) = I_0 + \nu \frac{dI}{dV} \bigg|_{V_0} + \frac{1}{2} \nu^2 \frac{d^2 I}{dV^2} \bigg|_{V_0} + \dots$$
(2.11)

itt $I_0 = I(V_0)$. Az első derivált a kivetkező alakot ölti:

$$\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0} = \alpha I_S e^{\alpha V_0} = \alpha \cdot (I_0 + I_S) = G_d = \frac{1}{R_k}$$

$$(2.12)$$

 R_j a kontakt ellenállás, ami a diódán esik
, G_d pedig a dinamikus vezetőképesség. A második derivált:

$$I(V) = I_0 + i = I_0 + \nu G_d + \frac{\nu^2}{2}G'_d + \dots$$
(2.13)

Amennyiben a dióda feszültségét, mint egy harmonikus zavart és egy DC jel összegét írom fel, a következőképp néz ki a diódán átfolyó áram:

$$V = V_0 + \nu_0 \cdot \cos\left(\omega_o t\right) \tag{2.14}$$

$$I = I_0 + \nu_0 G_0 \cos(\omega t) + \frac{\nu_0^2}{4} G'_d \cos^2(\omega_0 t)$$

= $I_0 + \frac{\nu^2}{4} G'_d + \nu_0 G_d \cos(\omega_0 t) + \frac{\nu_0^2}{4} G'_d \cos(2\omega_0 t)$ (2.15)
 $/a \cdot \cos^2(x) = \frac{1}{2} (a \cdot \cos(2x) + a) /$

Ahol I_0 a rákapcsolt DC feszültség hatására folyó áram, $\frac{\nu_0^2 G'_d}{4}$ pedig a DC egyenirányított áram. Emellett a kimeneten látható lesz egy ω_0 és egy $2\omega_0$ frekvenciájú AC jel is (Illetve ezek felharmonikusai).

2.4. Az elektromágneses interferencia elnyomás jellemzése

Az diódák nagyfrekvenciás viselkedése után vizsgáljuk meg picit alaposabban a műveleti erősítőket. Az az állítás, miszerint az félvezetőket tartalmazó eszközök "demodulálják" a sávszélességük feletti, nagyfrekvenciás jeleket, igaz. A műveleti erősítőknél - komplexitásuknak köszönhetően - ez egy teljesen egyedi, típusfüggő, nagyon nehezen jósolható viselkedés lesz. A műveleti erősítő /Operational-Amplifier, OpAmp/ a sávszélesség feletti zavart lekeveri, demodulálja és a kimenetén mint egy DC feszültség jelenik meg. Ez a DC feszültség frekvenciafüggő és mindemellett több nagyságrendet változhat. A Texas Instruments vállalat ezt a jelenséget mint EMIRR (ElectroMagnetic Interference Rejection Ratio) paramétert definiálta. [2]

$$EMIRR_{V_{RF}_PEAK} = 20 \cdot log\left(\frac{V_{RF}_PEAK}{\triangle V_{OS}}\right)$$
(2.16)

Itt a meghajtó jel csúcsértéke a $V_{RF_{PEAK}}$, illetve ΔV_{OS} a kimeneten mért DC offset abszolútértéke. A tanulmány szerint a meghajtó jel nagyságától független a kimeneti jel alakja -feltéve hogy nincs kivezérelve az erősítő, illetve az előírt feszültségértékek között működtetjük), csupán a frekvenciától. A linearitás lehetővé teszi, hogy rögzített referencia érték ellenére a mérést más meghajtás mellett is könnyedén végre lehet hajtani, majd átszámítani. Amennyiben a referencia értéket 100 mV_p-ben fixáljuk, az átszámítás menete a következő:



2.8. ábra. A bemeneten, illetve a kimeneten mérhető jelek [2]

$$EMIRR_{V_{RF_PEAK}} = 20 \cdot log\left(\frac{100mV_P}{\Delta V_{OS}}\right)$$
$$= 20 \cdot log\left(\frac{V_{RF_PEAK_B}}{\Delta V_{OS}} \cdot \frac{100mV_P}{V_{RF_PEAK_B}}\right)$$
$$(2.17)$$
$$= EMIRR_{V_{RF_PEAK_B}} + 20 \cdot log\left(\frac{100mV_P}{V_{RF_PEAK_B}}\right)$$



2.9. ábra. Zajszint fölött adott frekvencián a kimeneti offset és a meghajtó jel nagysága között lineáris a kapcsolat [2]

3. Felhasznált eszközök

A mérés elvégzéséhez szükségem volt egy olyan nyomtatott áramkörre, amely alkalmas az EMIRR vizsgálatához. Ehhez a már korábban említett dokumentumban találtam sematikus kapcsolási rajzot, amely figyelembe vesz több nagyfrekvenciás szempontot, mint például a nem megzavarni kívánt bemenetek szűrése, impedanciaillesztés és megfelelő kábelvégi lezárások, valamint egyszeres erősítés, hogy a megjelenő DC offset ne vezérelje túl az erősítőt. Továbbá javaslatot is tesz a PCB kialakításával kapcsolatban. A műveleti erősítő mind az öt lábát érdemes megvizsgálni, tehát szükségem volt olyan kapcsolásokra, illetve PCBkre, amikkel megmérhetem a nem invertáló láb-, invertáló láb-, pozitív táp-, negatív táp-, valamint a kimenet megzavarásának hatására kialakuló DC szinteltolást.

A Texas Instruments tanulmányában az állítja, hogy a műveleti erősítők az invertáló, valamint nem-invertáló lábakra jutó zavarra a legérzékenyebbek. Tehát ezekre a bemenetekre jutó zavar okozza a legnagyobb DC szinteltolást. Ennek függvényében a TI-nál kapható egy a nem invertáló bemenet megzavarására létrehozott tesztpanel. A panel-t úgy alakították ki, hogy egyszeres erősítést állítanak be rajta, az RF számára a bemeneti impedancia 50 Ω , a táp zaj szempontjából szűrve van, hogy csak és kizárólag a bemenetre adott választ lehessen vizsgálni. Ennek kapcsolási rajza a 3.1 ábrán látható.



3.1. ábra. Nem invertáló bemenet megzavarására alkalmas tesztpanel [2]



3.2. ábra. Tesztpanel kialakítása [2]

A tesztpanel megvalósítása a 3.2 ábrán látható. A panelen két bemenet, valamint kimenet látható. Ennek az oka, hogy egy dual-OpAmpról van szó. Közös a tokozás, közös a táp, de két különböző erősítő található az IC-ben. Ennek függvényében, a nem közös alkatrészekből (invertáló-, nem-invertáló bement, kimenet) kettő darab található a panelen.



3.3. ábra. A panel fényképe

Mivel a többi láb megzavarására alkalmas panelt nem lehet kapni, ezért kénytelen voltam azokat a tesztboardokat megtervezni. A kimenet, pozitív táp, negatív táp megza-

varására alkalmas paneleket mind megterveztem. A tervezés során sok fontos szempontot kellett szem előtt tartanom, mint például az impedancia illesztést, kábel lezárását, RF jelek terjedését elősegítő geometriákat. A panelek tervrajza, valamint az egyes OpAmpokhoz tartozó sematikus kapcsolás a következő képeken látható.



3.4. ábra. Kimenet zavarására alkalmas panel - sematikus kapcsolás [2]



3.5. ábra. Tápok megzavarására alkalmas panelek - sematikus kapcsolás.

A sematikus kapcsoláson látható kettő szaggatott vonallal bekeretezett alkatrészcsomag. Amikor a pozitív táp vizsgálata történik, a felső bekeretezett részt kell eltávolítani, a negatív táp vizsgálatakor az alsót. Ebben a bekeretezett részben két darab kondenzátor található, melyek szerepe a bejutó zavarok megszűrése. A 10μ F-os kondenzátor szűri a kisfrekvenciás jeleket, azonban nagyobb frekvenciákon az elektrolit folyadék nem hatékony szűrésre, ezért vele párhuzamosan egy kerámia kondenzátor is beépítésre kerül, hogy a nagyobb frekvenciatartománybeli zavarok is megfelelően szűrve legyenek. A C_1 és C_3 kondenzátorok DC leválasztás miatt kerültek be, mivel az RF generátoroknak általában nincs DC offsetje. AZ L_1, L_2 tekercsek pedig a tápot védik a nagyfrekvenciás zavaroktól. [2]



3.6. ábra. Pozitív táp megzavarására alkalmas panel - terv



3.7. ábra. Negatív táp megzavarására alkalmas panel - terv



3.8. ábra. Kimenet megzavarására alkalmas panel - terv

4. Eredmények és értelmezésük

A mérések elvégzéséhez vásároltam a nem invertáló láb megzavarására alkalmas tesztpanelt, majd ezen mértem meg a különböző műveleti erősítőket. Mivel az RF generátor viszonylag ritkán állt rendelkezésemre, ezért eleinte a kisfrekvenciás generátorokkal (0 – 30 MHz) kísérleteztem. A felépítésben szerepelt egy oszcilloszkóp (*KEYSIGHT DSOX1102A*), egy függvénygenerátor (*KEYSIGHT* 33500B), egy labortáp (*Delta Elektronika EST150*), illetve maga a tesztpanel, ráforrasztva a műveleti erősítővel (*Texas Instruments LMV772*). A viselkedést már a műveleti erősítő sávszélessége alatt szerettem volna megvizsgálni, ami jelen esetben 30 MHz volt, így egy frekvencia-sweepet állítottam be, amely 1 – 30 MHz tartományon futott végig 10 ms-es lefutási idővel. A generátor sync kimenetét az oszcilloszkóp EXT trigger bemenetére kötöttem, a műveleti erősítő kimenetén látható jelet pedig egy 100 kHz-es szűrőn keresztül a szkóp első csatornájára kötöttem. A random zaj csökkentése érdekében, 8 mérés átlagolása után történt az adatok kiolvasása.

A mérést a témavezetőm által C# nyelven fejlesztett meas
100 mérésvezérlő szoftver kiegészítésével tettem lehetővé. Az első mérési eredmények az LMV
772-es típusú, "EMI hardened" erősítővel történtek, ebből két különbözőt vizsgáltam, ennek megfelelő
en No.1, No.2, illetve A és B oldalról dokumentáltam méréseket. Az eredmények a 4.2, a 4.3, a 4.4, a 4.5 ábrákon láthatóak.

Elsősorban a DC offset - frekvencia, illetve EMIRR - frekvencia összefüggéseket vizsgáltam meg, ami a növekvő beinjektált teljesítménnyel arányosan növekvő kimeneti reakciót váltott ki, miközben azonos frekvenciapontot tartottam. Megvizsgáltam, hogy a bemeneti teljesítmény növelése egyértelműen nagyobb kimeneti jelet, illetve egy adott tendenciát követve eredményez eltérést. Ennek céljából készítettem bemeneti jelamplitúdó - offset, dB skálázott bemeneti jelamplitúdó - dB skálázott offset, továbbá dB skálázott bemeneti jelamplitúdó - dB skálázott EMIRR méréseket, ábrákat. Amennyiben összehasonlítjuk a 2.9 és a 4.7 ábrákat, láthatjuk hogy amit kimértünk, jó közelítéssel megegyezik a TI által állítottakkal. Ugyanakkor látható, hogy a 2 MHz körüli frekvenciapontokhoz tartozó mérési eredményeknél az "amplitúdó sweep-re" adott válasz, kicsit másképp viselkedik. Ez valószínűleg az adott frekvenciaponti érzékenységből következik. 2 MHz környékén az erősítő egy igen érzékeny frekvenciatartománya figyelhető meg. A jelenség a 4.2, a 4.3, a 4.4, a 4.5 ábrákon jól látható.



4.1. ábra. Mérési összeállítás



4.2. ábra. No.1-es erősítő 'A' kimenet, offset



4.3. ábra. $No.1\text{-}\mathrm{es}$ erősítő 'B' kimenet, offset



4.4. ábra. No.1-es erősítő 'A' kimenet, EMIRR



4.5. ábra. No.1-es erősítő 'B' kimenet, EMIRR



4.6. ábra. Bemeneti jelamplitúdó - Kimeneti DC offset



4.7. ábra. Bemeneti jelamplitúdó $\left[dB\right]$ - Kimeneti offset $\left[dB\right]$



4.8. ábra. Bemeneti jelamplitúdó [dB] - EMIRR [dB]

Ami szembetűnő a 4.7 és a 4.8 ábrákon, hogy megjelenik a digitzaj, ami az oszcilloszkóp felbontóképessége miatt látható. A jobb felbontás érdekében, illetve az RF generátor (*ROHDE&SCHWARZ SMC100A, vagy SMB100A*) bizonyos funkcióinak hiányában, a méréseket a továbbiakban multiméterrel (*KEYSIGHT 34461A*), valamint frekvenciaponti léptetéssel hajtom végre. Első mérési eredmény szintén ezzel a panellel, az LMV772-es erősítővel történt, azonban még oszcilloszkóppal, ugyanis a legelső nagyfrekvenciás mérésnél nem volt elérhető multiméter. Ez okozza a mért adatok relative nagy zaját (4.9) (4.10).



4.9. ábra. Első nagyfrekvenciás mérés, még oszcilloszkóppal - Kimeneti DC offset



4.10. ábra. Első nagyfrekvenciás mérés, még oszcilloszkóppal - EMIRR

Jól látszik, hogy az erősítő mind a két bemenete, hasonlóan viselkedik a nagyfrekvenciás zavarokra, legnagyobb hibájukat 25-30 MHz környékén mutatják. Ezen kívül látható, hogy az EMIRR meghatározásánál 50 dB fölött csupán zajt látunk, mivel a szkóp ennél pontosabb feszültségmérésre alkalmatlan.

Az ezt követő vizsgálat egy igen hosszú szintén nagyfrekvenciás mérés volt, ahol nagyon jó amplitúdófelbontással léptettem a generátort (5 mV) és ezzel a lépésközzel vettem fel 100 kHz-3 GHz frekvenciatartományban a kimeneti offsetet. Ezzel a méréssel létre tudtam hozni egy háromdimenziós ábrát, ahol az X és Y tengelyek a bemeneti jel frekvenciája, amplitúdója, a Z tengely pedig a mért paraméter. A mérési eredményeket a 4.11, a 4.12, a 4.13 és a 4.14 ábrák tartalmazzák.



4.11. ábra. Bemeneti jel függvényében a kimeneti offset



4.12. ábra. Bemeneti jel függvényében a kimeneti offset - 3D



4.13.ábra. Bemeneti jel függvényében a kimeneti EMIRR



4.14. ábra. Bemeneti jel függvényében a kimeneti EMIRR 3D

Jól látszik, hogy az EMIRR jelen esetben sokkal informatívabb az adott frekvencia demodulálásával kapcsolatban, hiszen az arányt adja vissza, míg az "offset-térkép" alapján azt hihetnénk hogy a kis amplitúdó mellett elhanyagolható a jelenség.

A következő erősítő szintén egy TI termék, az Opa 2314-es műveleti erősítő. Ebből a két tesztpanelre forrasztottam egyet-egyet, majd megvizsgáltam őket. A mérési eredmények az No.1 A oldalából, No.2 A és B oldalából, valamint egy új kísérletből, a bemeneti jel DC-re modulálásával az No.2 A oldalából készültek. Az új vizsgálat lényege, hogy a bemenetre eső valamilyen DC jel-re keveredő AC zavar is hasonló viselkedést mutat-e. Ehhez egy *Bias-Tee* segítségével 1 Vos jelre kevertem 100 mVp szinuszt. Mivel a *Bias Tee* 10 MHz-től működik, így azt csupán 10 MHz - 3 GHz tartományon tudtam megvizsgálni. Ezek mérési eredményét a 4.15 és a 4.16 ábra tartalmazza.



4.15. ábra. Opa 2314 vizsgálata - offset

Amint látjuk, ennél az erősítőnél az EMIRR hatalmas csúcsokat tartalmaz. Ez amiatt van, hogy az erősítő kimenetén mérhető DC jel előjelet vált, amikor is az EMIRR nullával, vagy közel nullával való osztás hatására - divergál. Ekkor jött a következő méréstechnikai szempont ötlete, a mérés megkezdésekor, kikapcsolt zavar mellett megmérem az adott erősítő kimenetén látható offsetet, ezt elmentem, majd a kiértékelésnél vesszem figyelembe. Így a továbbiakban a DC offsetet, valamint az EMIRR-t nem a nulla/föld feszültségszinthez szeretném viszonyítani, hanem az adott erősítő hibáiból adódó már tápfeszültség esetén is jelenlévő minimális DC offsethez. A mérés lefutása úgy történik, hogy tápfeszültség, illetve kikapcsolt generátor mellett ötször mér alap DC szinteltolást, az ötöt átlagolja, majd elmenti az adatsorba. Ezután a mérés menete ugyan az, mint a korábbiakban, frekvenciapontokon megállva multiméterrel feszültségmérés történik.



4.16. ábra. Opa 2314 vizsgálata - EMIRR



4.17. ábra. Opa 2314 vizsgálata - offset



4.18. ábra. Opa 2314 vizsgálata - EMIRR [2]

Jól megfigyelhető hogy amennyiben figyelembe vesszem az adott erősítő alap kimeneti feszültségét, sokkal egybevágóbbak a mérési eredmények, ezzel mutatva, hogy adott típusú OpAmp-ra adott EMIRR görbe jellemző. Továbbá az is látszik, hogy a kompenzáció ellenére is rosszabb mérési eredményeket hoz az asszimetrikus megtáplálású erősítő, tehát a szimmetrikus megtáplálás kedvezőbben hat erre a típusú OpAmp működésére.

5. Összefoglalás és kitekintés

A szakdolgozatomban a modern elektronikában használatos műveleti erősítők nagyfrekvenciás viselkedését, a zajos környezetre való toleranciájukat vizsgáltam. A feladataim közé tartozott, hogy a karakterizáláshoz szükséges eszközöket összeállítsam és a mérési elrendezést kidolgozzam. A tesztpaneleket megterveztem, illetve már létező panel segítségével a jelenség kimérhető volt. Az adott mérési elrendezés megbízhatóan veszi fel a műveleti erősítők sávszélesség fölötti DC kimenet - frekvencia karakterisztikáját. A mérési elrendezés, az eljárás kidolgozása tehát sikeres. Az eredményeken túlmutatóan mindenféleképp érdemes vizsgálni a nem csupán nem invertáló bemenet érzékenységét, mivel ezek feltérképezésére a szakdolgozat keretein belül nem volt lehetőség. Ezen kívül vizsgálni lehet még több meghajtás típust, illetve megtáplálás típust. A mérések során szimmetrikus megtáplálás esetén 0 V DC jelre modulált szinuszt, illetve asszimetrikus megtáplálás esetén 1 V DC jelre modulált szinuszt alkalmaztam. További lehetőségek például a szimmetrikus megtáplálás esetén 1 V-ra modulálás, vagy asszmietrikus megtáplálás esetén a negatív DC-szintre történő modulálás. Érdemes lehet ezeket a konfigurációkat kipróbálni az összes lábán az IC-nek.

Mivel a műveleti erősítőn sikerült megmutatni, hogy a nagyfrekvenciás immunitás vizsgálatnak van létjogosultsága, fontos lehet más komponensek vizsgálata, minősítése is. Érzékeny alkatrészek lehetnek a bonyolultabb felépítésű IC-k, de akár egy egyszerűbb tranzisztor, FET, MOSFET működését is komolyan befolyásolhatja egy a tervezésnél esetlegesen figyelmen kívül hagyott nagyfrekvenciás zavar.

Felhasznált irodalom

- [1] Pozar, D. M., Microwave Engineering 4th ed., John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [2] Texas Instruments, A Specification for EMI Hardened Operational Amplifier, 2007.
- [3] Jim Karki Texas Instruments, Understanding Operational Amplifier Specification, Digital Signal Processing Solutions, 1998., Technical Note
- [4] A. La Rosa, P-N JUNCTIONS, Portland State University Physics Department, 2013., Technical Note
- [5] Mark I. Montrose, Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance -2nd ed., John Wiley & Sons, 2000.
- [6] Alan Herr, Ph.D. RF Consultant, Expert Witness at Cetan Nagin SIGINT/CO-MINT/ABI, GETTING EMC DESIGN RIGHT FIRST TIME, 2014.