

PLAZMA HANGSZÓRÓ

Készítette:

GARAB LÁSZLÓ

Villamosmérnöki (B.Sc.) szakos hallgató

GOMBOS ÁKOS

Villamosmérnöki (B.Sc.) szakos hallgató

Konzulensek:

PROF. DR. HABIL. KUCZMANN MIKLÓS, PH. D.

Egyetemi tanár, tanszékvezető

DR. NAGY SZILVIA, PH. D.

Egyetemi docens, dékánhelyettes

SZÚCS ATTILA

Műszaki alkalmazott

A dolgozat az

Országos Tudományos Diákköri Tanács által szervezett

XXXI. ORSZÁGOS TUDOMÁNYOS DIÁKKÖRI KONFERENCIA

Műszaki Tudományi Szekciójában való részvételre készült

Automatizálási Tanszék
Hardver Technológia Laboratórium
Széchenyi István Egyetem

Győr

2013

„Amikor azt mondod:
„Feladom”, gondoldj arra
Ilyenkor valaki azt mondja:
„Egek, micsoda lehetőség!”

/H. Jackson Brown/

Nyilatkozat

Alulírott, Garab László villamosmérnöki B.Sc. és Gombos Ákos villamosmérnöki B.Sc. szakos hallgatók kijelentjük, hogy a Plazma hangszóró című TMDK feladat kidolgozása a saját munkánk, abban csak a megjelölt forrásokat, és a megjelölt mértékben használtuk fel, az idézés szabályainak megfelelően, a hivatkozások pontos megjelölésével.

Eredményeink saját munkánk, számításokon, kutatáson, valós méréseken alapulnak, és a legjobb tudásunk szerint hitelesek.

Garab László
hallgató aláírása

Gombos Ákos
hallgató aláírása

Kézirat lezárása: 2012. november. 14.

Kivonat

Az emberi kommunikáció korai szakaszában kialakultak különböző hangkeltésre alkalmas eszközök, például dobok és trombiták. A távolság további növelésének szükségessége miatt vizuális kommunikációs módszerek jöttek létre, zászlókkal, füst- és fényjelekkel informálták egymást az emberek, éjszaka pedig jelzőtüzeket használtak.

Napjainkban az elektromos és elektronikus eszközök hihetetlen ütemben fejlődnek. E fejlődés természetes következménye a különböző berendezések teljesítményének növekedése, továbbá méretük folyamatos csökkenése, mely a hangszórókat se kímélte. Korunk kommunikációs berendezéseink elemi része a hangszóró.

Egyre gyakrabban hallani a különböző, hagyományos hangszóróktól eltérő hangkeltési megoldásokról. Ilyen a plazma hangszóró is, melynek TMDK (Tudományos Művészeti Diákköri Konferencia) keretein belüli megvalósítása és továbbfejlesztése volt a célunk, valamint meggyőződni arról, hogy valóban használható ez a fajta módszer hangkeltésre a hétköznapi életben.

Célunk egy olyan stabilan működő hangrendszer kialakítása, amely mérésekkel és szimulációkkal alátámasztva igazolja, hogy látványos eleme lehet az elektrodinamika és a rádiórendszerek előadásának. Emellett egy olyan eszköz megépítése, ami hang és fénytechnika terén is megállja a helyét az érdeklődők körében.

Ennek érdekében megterveztük a meghajtó áramkört, a tápegységet, az áramköri alkatrészek számára a megfelelő hűtést és az ideális elektróda alakját. Továbbiakban megépítésre került a modelleszköz, melyet elektromágneses kompatibilitási szempontból megmértünk és megvizsgáltunk.

Abstract

In the early phase of the human communication also the different sound-making instruments, like drums and trumpets, have been evolved. As the necessity of larger distance communication appeared, , visual communication methods appeared, people informed each other with flags, smoke and light signals, and at night they used beacon.

Nowadays the electrical and electronical devices are developing at an incredible pace. This development's natural consequence is the increment of the different equipment's power, furthermore the continuous decrement of their size, and loudspeakers did not escape this trend. These are fundamental parts of the equipment of our times.

We can often hear about sound-making solutions, which are different from the conventional loudspeakers. The plasma loudspeaker is such an unconventional solution, and our aim was to develop and relize a plasma speaker within the framework of the TMDK, moreover to ascertain that this method can be used to make sounds in everyday life.

Our aim is to develop a stable sound system, which demonstrates, confirmed by measurements and simulations, that it can be a spectacular element of the lecture of electrodynamics and radiosystems. Also a construction of a tool, which cope among the interested in the field of sound and light equipment.

In the interest of that, we designed the driver current circuit, the power supply, the proper cooling for the circuit components and the structure of the ideal electrode. Henceforward the modeldevice was built, which we examined and weighed from electromagnetical compatibility aspects.

Tartalomjegyzék

1.	Bevezetés	3
2.	A plazma hangszóró történelmi áttekintése	4
2.1.	Plazma hangszóró általános ismertetése	6
2.2.	Személyes irányelvek az irodalomkutatás során	7
3.	Plazma hangszóró áttekintése	8
3.1.	A plazma hangszóróról általában	8
3.2.	Hagyományos és a plazma típusú hangszórók összehasonlítása	9
4.	A plazma	10
4.1.	A plazma tulajdonságai	12
4.1.1.	Plazma sűrűsége	12
4.1.2.	A plazma mágnesessége	12
4.1.3.	A plazma elektromos sajátosságai	12
4.2.	Elektromos vezetés gázokban, plazmában	13
4.2.1.	Csúcs hatás, elektromos szél	14
4.2.2.	Koronakisülés	15
4.2.3.	Ívkisülés	15
5.	Plazma hangszóró működési elve	17
5.1.	Az áramkör általános leírása	17
5.1.1.	PWM moduláció	17
5.1.2.	TL 494-es integrált áramkör működési elve	18
5.1.3.	PWM szimuláció	19
5.1.4.	Modulációs áramkör	22
5.1.5.	Kapcsoló egység és áramköri védelem	23
5.1.6.	A tápegység	24
5.2.	Hálózati transzformátor méretezése	25
5.2.1.	Teljesítmények meghatározása	25
5.2.2.	A vasmag keresztmetszetének meghatározása	26
5.2.3.	Az 1 V-ra jutó menetszám meghatározása	26
5.2.4.	A menetszámok meghatározása	27
5.2.5.	Huzalátmérők meghatározása	27
5.2.6.	A toroid vasmag méretének meghatározása	28
5.3.	Hűtőbordák méretezése	29

5.3.1.	Méretezés alapösszefüggései	30
5.3.2.	A termikus ellenállás	30
5.3.3.	Ventilátor szerepe	31
5.3.4.	Számítások	32
5.4.	Nagyfeszültségű transzformátor	35
5.4.1.	Flyback konverter	35
5.4.2.	A push-pull ellenütemű konverter	36
5.5.	Az Elektróda	37
5.5.1.	Elektróda anyagának fontossága	37
5.5.2.	Elektródák méretezése	37
5.5.2.1	Elektródatervezés	37
5.5.2.2	Végeselem-módszer	37
5.5.2.3	A potenciálok közelítése	40
5.5.2.4	Súlyozott maradék elv	41
5.5.2.5	VEM szimuláció	41
6.	EMC	45
6.1.	Az EMC típusai	45
6.2.	Az EMC problémakör összetevői	46
6.3.	Zavarforrások	46
6.4.	Elektromágneses kompatibilitás mérése	46
6.4.1.	A vizsgálat során használt mérőeszközök	47
6.4.2.	Sugárzott zavar mérése	47
6.4.3.	Vezetett zavar mérése	49
6.4.4.	A mérés kiértékelése	52
7.	Konklúzió, jövőbeli tervek	53
8.	Köszönetnyilvánítás	54
9.	Irodalomjegyzék	55
10.	Képjegyzék	57

1. Bevezetés

Tanulmányaink során Dr. Kuczmann Miklós tanár úr feladatkiírására jelentkeztünk az Elektrodinamika című tárgy keretein belül. A cél egy olyan kísérlet bemutatása volt, amellyel az előadás elméleti anyagát gyakorlatias példákkal lehetett reprezentálni, a hallgatótársakhoz közelebbivé varázsolni. A mi választásunk egy különleges hangkeltési eljárásra, az úgynevezett plazma hangszóró megtervezésére és megvalósítására esett.

A végső ihletet egy film hozta meg, melynek hatására még intenzívebb irodalomkutatásba kezdtünk a plazma hangszórók témakörében. A Varázslótanonc című filmben [1] a főszereplő egy véletlennek köszönhetően rájött, hogy az ívkisülések a frekvencia változására hangot adnak ki.

Az elméleti kutatás során eldőlt, hogy a témát több fő részegységre lehetett felbontani:

- plazma,
- hangszóró,
- moduláció,
- szimuláció.

Kutatómunkánk során megismerkedtünk a plazma különféle előállítási módjaival, melyek közül nagy figyelmet fordítottunk a nagyfrekvencián, nagyfeszültséggel előállítható plazmára.

2. A plazma hangszóró történelmi áttekintése

Története [2] már az 1800-as évekre nyúlik vissza, amikor Valdemar Poulsen (1869-1942) bemutatta az énekelő ívet, a plazma hangszóró elődjét. Az elképzelés az volt, hogy az ionizálódó levegő és a mozgó részecskék hatására elektromos mező jön létre.



2.1. ábra Az akusztikus térhez való illesztéshez használt kvarccső [2.1.]

Nagyobb áttörés nem volt egészen 1946-ig, amikor egy német feltaláló, név szerint Siegfried Klein gondolt egyet és elszigetelte a plazma ívet egy kvarc csőbe (2.1. ábra), melyet az akusztikus térhez tölcser segítségével illesztett. Ez volt az úgynevezett Ionophone. Már a kezdeti fázisokban felismerhető volt annak eredménye, hogy közel ideális hangszóró építhető e találmány és ezen elv alkalmazásával. A megfelelő tölcser alkalmazásával szinte a teljes hangfrekvenciás sáv lefedhetővé vált.

A Radio-Electronics főszerkesztői 1951 végén publikálták a találmányt [2]. A kvarccső közepében elhelyezett platinaszál és az azt körülölelő szigetelő között lép fel a nagyfeszültség. Hatása révén az elektromos veszteség csökken. Működése közben a platinaszál környezete 1000 °C körüli hőmérsékletet is elérheti, ezt a terhelést egy-két percig volt képes elviselni. Az ionizált csatornát, vagyis az úgynevezett plazmát, a platinaszálból kilépő elektronok alakítják ki. A hő koncentrálódik, mivel a platinaszálat vákuum veszi körül, ami a hőt nem vezeti el. Másodsorban, a vákuum megakadályozza az elektromos töltések áthaladását az anyagok között. A koncentrált hő hatására az elektromos kisülés ultraibolya sugárzást bocsát ki.

A feltaláló könnyedén modulálta a nagyfrekvenciát az alacsony hangfrekvencia segítségével. Ennek következtében a hangfrekvencia változás

hatására változott a kibocsátott közeg hőmérséklete is. Edison Termofonja majdnem ugyanolyan működési elvű. Edison a találmánya működését az alacsony hangfrekvenciás spektrumra optimalizálta, míg az Ionofon megegyező pontossággal visz át minden hangfrekvenciás jelet a spektrumban.

Egy későbbi modellben 100 kHz-es alaposzcillátor-frekvenciát használtak, és ezt modulálták a hangfrekvenciával. A kvarccsőben előállított kisülés következtében megjelent a plazma „láng” és ezzel egyidőben megjelent a koronakisülés zaja is. A zaj is lecsökkent, amikor az oszcillátor frekvenciáját megemelték 2-3 MHz-re.

Néhány évvel később jónéhány szabadalom jelent meg a témában. A következőkben felsorolt cégek nyújtottak be szabadalmat: Telefunken Nyugat-Németországból, az Audax Franciaországból, DuKane az USA-ból és a Plessey Ltd. Angliából. Mindannyian ugyanazzal a problémával küszködtek, nevezetesen azzal, hogy néhány óra működés elteltével a platina kicsapódott a kvarccső belsejére, ezzel csökkentve a kimenő teljesítményt. Klein először 1954-ben látogatott el DuKane-hez St. Charles-ba William R. Tornnal. DuKane-nél a rendszert alapvetően átalakították Klein eredeti ötlete alapján. További probléma volt, hogy néhány óra üzemidő után a plazma gyakran nem alakult ki a következő bekapcsolás során. A hibát a kvarccső elektromos kapacitása okozta, illetve annak változása. Az oszcillátor kör megváltoztatásával orvosolták a gondokat.

A problémák kiküszöbölése után, a készülék megérett a kereskedelmi forgalmazásra, 1956-ban az Electro-Voice forgalomba hozta Ionovac név alatt. Az akkori ára \$147 volt. Sajnos az élettartam nem volt hosszú, mivel az elhasználódó alkatrészeket 200-300 óra üzemidő után cserélni kellett.

DuKane később felülvizsgálta a szerkezetet és lecsökkentette a méreteit. A plazma hangszóró technológiáját illetően elektroncsöveken alapult. A modulációt egy transzformátorral végezte, valamint egy exponenciális tölcsért alkalmazott az akusztikus illesztéshez. A hangszóró bemenetét közvetlen az erősítő kimenetére lehetett csatlakoztatni. Ezt az eszközt 1958-ban hozták forgalomba, melyet ma már nem lehet kapni, így már múzeális értéknek számít.

A következő cég a Corona Acoustic [3], ugyancsak elektroncsöves technológiát alkalmazott. Hasonló módon, mint az Ionovac, ők is egy tölcsért alkalmaztak az akusztikus térhez való illesztéshez. Erre azért volt szükség, mert a

plazma láng felületéből adódóan kicsi volt, így csak az alacsonyabb hangfrekvenciás tartományban volt képes a hangátvitelre.

A következő típus az Acapella ION TW 1S (2.2. ábra) [4], mely elődjeinél sokkal kifinomultabb, mindegyik, mind elektronika tekintetében. A tervezés során nem csak a legtisztább hangzás elérése volt a céljuk a tervezőknek, hanem a cég hírnevéhez hozzáillő design megtervezése is. A hangzás terén arra törekedtek, hogy reprodukálják az összes harmonikus segítségével a zene lehető legrészletesebb átvitelét.



2.2. ábra Az Acapella ION TW 1S [2.2.]

2.1. Plazma hangszóró általános ismertetése

Az irodalomkutatás [2-6] során fellelt plazma hangszórók többségében elektroncsöveket alkalmaztak. A célkitűzésünk egy, az elektroncsöves technológiát alkalmazó plazma hangszórónál jóval korszerűbb MOSFET-es (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, fém-oxid félvezetős tervezérlésű tranzisztor) áramkör megtervezése, és megépítése volt.

A megoldást egy viszonylag alacsony frekvencián (100 kHz) működő PWM-modulációt (impulzus-szélesség-moduláció) használó áramkör jelentette. A tervezett áramkörön szimulációkat is végeztünk TINA [7] szimulációs környezetben. Napjainkban már rengeteg, kiváló paraméterekkel, például: $0,5\ \Omega$ alatti csatorna-ellenállással rendelkező teljesítmény MOSFET-ek léteznek, melyek használata segítségével egy szinte ideális paraméterekkel rendelkező hangszóró készíthető.

2.2. Személyes irányelvek az irodalomkutatás során

Az irodalomkutatás [2-6] során kialakult, hogy mely irányba kellett elkezdenünk a fejlesztést. Ki kellett választani azt a lehetséges módszert, amivel a folyamatos plazmalángot létre lehetett hozni. El kellett döntenünk, hogy milyen típusú modulációs eljárást alkalmazzunk a plazma lángon.

Az irodalomkutatás során fény derült arra, hogy szinte mindenhol a koronakisülést alkalmazták a plazma előállítására. Kevés megvalósítás született a két csúcselektroda közötti ívkisülés létrehozására. Az említett két kisülési mód közül mi a két csúcselektroda közötti ívkisülést választottuk. A magas működési frekvencia esetén ezzel a módszerrel kevésbé terheljük az áramköri alkatrészeket és a nagyfeszültségű transzformátort, így képes lesz a hangrendszerünk huzamosabb és stabil működésre.

A kutatás során megismert lehetőségek közül a kiválasztott PWM-modulációs áramkörrel vezéreljük a nagyfeszültségű transzformátort kapcsoló teljesítmény-MOSFET-eket. Azért esett erre a megvalósításra a választás, mert a régi eszközök elektroncsöves technológiát háttérbe szorítva egy korszerűbb, félvezetőkön alapuló technológia alkalmazását láttuk célszerűbbnek.

3. Plazma hangszóró áttekintése

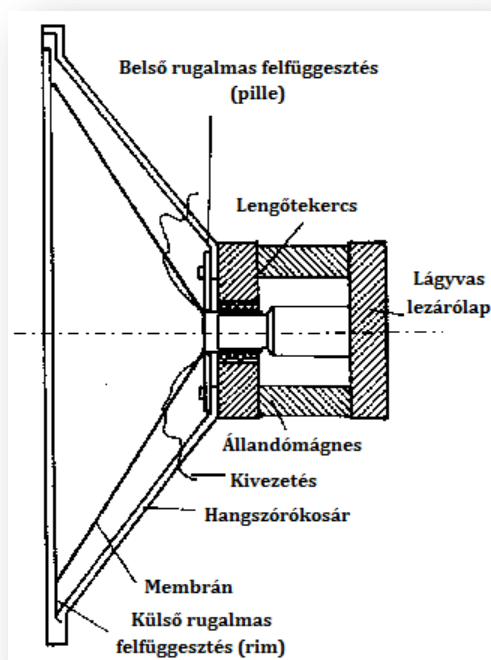
3.1. A plazma hangszóróról általában

Napjainkban egyre többet hallani olyan hangszóróról, amely HIFI feletti hangzást garantál használói számára. Ilyen hangsugárzó lehet például a plazma hangszóró.

A plazma hangszóró működését tekintve nagyon hasonlít a dinamikus [8] hangszórókhoz (3.1. ábra). A dinamikus hangszórókhoz [5,6,8] képest egy számottevő különbség van, hogy a membrán helyett a nyomáshullámokat a levegőben a plazma ív térfogatváltozása hozza létre. Ebből kifolyólag a plazmát tekinthetjük egy membránnak, mely a levegő megrezegtetésével hanghullámokat gerjeszt, ezek a hanghullámok eljutnak a fülünkhöz, és hangként érzékeljük.

Végül is, fel lehet tenni azt a kérdést, hogy létrehozható-e egy viszonylag tökéletes minőségű hangszóró e technológia alkalmazásával. Ahhoz, hogy a dinamikus hangsugárzó eszközök minőségét utolérjék a plazma hangszórók, nagyfokú technológiai újítások szükségesek.

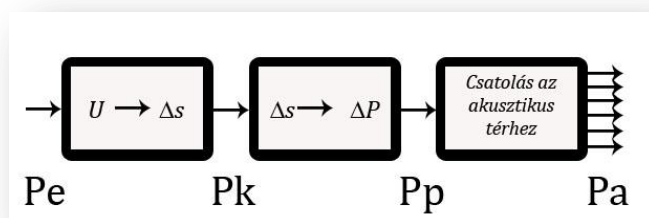
Mindezek ellenére a plazma hangszórók utolérhetik és akár meg is haladhatják a jelenleg létező hangszórók tulajdonságait.



3.1. ábra Dinamikus hangszóró felépítése [3.1.]

3.2. Hagyományos és a plazma típusú hangszórók összehasonlítása

A dinamikus hangszórók [5,6,8] olyan eszközök, amelyek az elektromos energiát hangenergiává alakítják át (3.2. ábra). Az elektromos jel teljesítményéből mágneses teljesítményt, majd a következő lépésben kinematikai teljesítményt állít elő. A keletkező kinematikai energia mozgatja meg a hangszóró membránját, ami lökéshullámokat kelt a levegőben. Ez a légnyomásváltozás arányos az akusztikus teljesítménnyel, melyet fülünkkel hangként érzékelünk. A dinamikus hangszóróknak van fázis- és amplitúdó-torzításuk, melyek a mechanikai, illetve elektromos időállandókból származnak. Ezek kapcsán felmerül az öregedés problémája, illetve viszonylagos kis sávszélesség.



3.2.ábra A dinamikus hangszóró átalakítási mechanizmusa [3.2.]

Ezen felmerülő problémák kiküszöbölésének lehetséges megoldása, ha mechanikai érintkezés nélkül, közvetlenül, az elektromos jelet alakítjuk hanggá. Egy lehetséges megoldás, ha plazmát állítunk elő, melynek térfogatát változtatjuk a hangfrekvencia függvényében. Ez a térfogatváltozás nyomáshullámokat hoz létre a levegőben. Egyszerűbben megfogalmazva ugyanazt a műveletet hajtja végre, mint a dinamikus hangszóró membránja.

A plazma hangszóróknak még egy nagy előnyük van a dinamikus hangszórókhoz képest, hogy az elhasználandó alkatrészek öregedése nem játszik számottevő szerepet. Egyetlen alkatrész kivételével. A plazma fizikájából adódóan a két csúcselektroda melegedésének köszönhetően nagy igénybevételnek van kitéve. A csúcselektroda anyagától függően kisebb-nagyobb mértékben korrodálódhat, vagy akár el is éghet.

4. A plazma

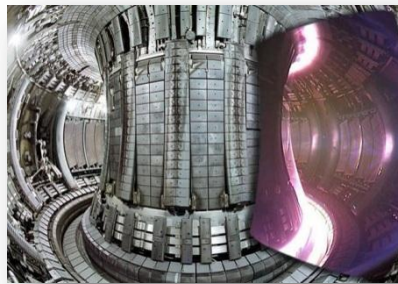
A plazma (4.1. ábra) részben ionizált gáz, ahol az „ionizált” szó azt jelenti, hogy az anyagot alkotó atomokról egy vagy több elektron leszakad. A plazma így semleges gáztatomok, illetve molekulák, ionok és szabad elektronok keveréke lesz [9,10]. Az elektronok a plazmában nincsenek az atomokhoz kötve, hanem szabadon mozoghatnak, így a plazma elektromos vezetővé válik és az elektromágneses terekkel kölcsönhatásba lép. Mivel a plazma és a gázok termodinamikai tulajdonságai nagyban hasonlítanak, sokan még vitáznak azon, hogy a plazma külön halmazállapot-e, viszont a fizikusok legtöbbször a plazmát megkülönbözteti a gázoktól.

A plazmákat először Sir William Crookes írta le 1879. augusztus 22-én a British Association for the Advancement of Science-ben egy előadásában, s Irving Langmuir nevezte el a görög „plazma – alakított, öntött” szó alapján [11]. Mivel a plazma hőmérséklete és részecskesűrűsége széles tartományban változhat (10^4 - 10^9 K; 10^5 - 10^{33} részecske/ m^3), viszont mindenképpen meghaladja a hőmérséklete a szilárd anyagok néhány ezer kelvines hőmérsékletét, nem tárolható szilárd tartályban, egy helyen tartása, kezelése többnyire mágneses vagy elektromos térrel történik. A plazma intenzív elektromágneses sugárzó is, némely esetben intenzív fény kibocsátására is képes, mint például az ívhegesztéskor és villámláskor. A plazma ezzel a sugárzással gyorsan energiát veszít, ezáltal – külső energiaforrás hiányában – a plazmaállapot rövidesen megszűnik.



4.1. ábra Plazmagömb [4.1.]

A plazmát alkotó elektronok és ionok nincsenek egymáshoz kötve, különböző töltésük és tömegük miatt elektromos és mágneses tér hatására máshogy viselkednek, ami további elektromos és mágneses tér forrása lehet. Emiatt a plazma viselkedése igen bonyolult, fizikai tulajdonságait a magnetohidrodinamika írja le [12]. Napjainkban széles körűen kutatják a plazmákat az univerzum, a csillagokban zajló folyamatok mélyebb megismerésének, új gyártási eljárások és műszaki termékek (fényforrások, plazma-kijelzők) kialakításának, illetve magfúziós energiatermelés megvalósításának céljából.



4.2. ábra Fúziós erőmű [4.2.]

Plazmajelenség a csillagok belsején és a fúziós erőművek (4.2. ábra) toroidjain kívül itt a Földön, természetes módon is keletkezhet égéskor, amit lángnak ismerünk, de a villámban (4.3. ábra) is plazma alakul ki. A villámok tipikusan $3 \cdot 10^4$ A-es áramerősséggel rendelkeznek, a feszültségük pedig elérheti a 10^7 V-ot is miközben elektromágneses hullámokat bocsátanak ki (fényt, rádióhullámokat, röntgensugárzást, sőt még gamma-sugárzást is). A plazma hőmérséklete a villámban kb. 28 000 K, az elektronsűrűség pedig akár 10^{24} elektron/ m^3 is lehet.



4.3. ábra Villám [4.3.]

4.1. A plazma tulajdonságai

Bár sok tekintetben nagyon hasonlít a plazma a közönséges gázokra, számos lényeges tulajdonságában eltér tőlük. A plazmában jelenlevő elektromos kölcsönhatás ugyanis nagy hatótávolságú, ezért a plazmában erősen kölcsönható részecskék vannak, így eléggé távol állnak az ideális, kölcsönhatásmentes gázoktól.

4.1.1. Plazma sűrűsége

A „plazmasűrűség” kifejezés alatt valójában a plazmában az elektronsűrűséget, azaz egy egységnyi térfogatban található szabad elektronok számát szokás érteni. A sűrűség nekünk azért is fontos, mert a plazma sűrűségével tudjuk a térfogatát változtatni, ami végül a longitudinális hullámokat kelti.

4.1.2. A plazma mágnesessége

Azt a plazmát, amelyben a mágneses mező elég erős ahhoz, hogy a töltések mozgását befolyásolja, mágneses plazmának nevezzük. Ennek az a feltétele, hogy egy töltött részecske átlagosan legalább egy teljes fordulatot tegyen a mágneses mező körül, mielőtt ütközne egy másik részecskével. Mivel az elektronok szabad úthossza általában nagyobb, tömege pedig jóval kisebb, mint az ionoké, az a leggyakoribb eset, hogy az elektronok mágnesesek, az ionok pedig nem. A mágneses plazma anizotrop, azaz a tulajdonságai eltérnek attól függően, hogy a mágneses mező milyen irányú a plazmát létrehozó elektromos térhez képest.

4.1.3. A plazma elektromos sajátosságai

A plazmában átlagosan a töltések egyenletesen összekeverve oszlanak el, a plazma nagyobb térfogatban semleges (kvázineutrális). Ha az egyenletes eloszlást megzavarjuk, akkor a rendszerben olyan folyamatok indulnak el, amelyek azt a megzavart állapotából az egyenletesen összekevert, kvázineutrális állapotba térítik vissza, így plazmarezgések jönnek létre, amelyeknek frekvenciája (az úgynevezett plazmafrekvencia) a töltések koncentrációjától és tömegétől függ. A rezgések a plazmában terjedni is tudnak, így jön létre a plazmahullám.

A plazmában könnyen elmozdítható töltéshordozók vannak, ezért a plazma jó vezető. A plazma vezetőképességének nagyságrendje 30 000 K-nél kb. $10^2/\Omega^1\text{cm}^1$ (a fémeké $10^5 \Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$, a szigetelőké $10^{-12} \Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$). A vezetőképesség a

hőmérséklet növekedésével nő, ez okozza azt a jelenséget, hogy a gázban folyó áram egy vékony fonallá zsugorodik össze [13], azaz a termikus Pinch-effektust. A magyarázat az, hogy a (pl. elektródák között létrejött) plazmaáramban az árammal átjárt tartomány széléről a hő könnyebben eltávozik, mint a közepéről, ezért középen a plazma melegebb lesz. Így a vezetőképessége is középen lesz nagyobb, s itt megnő az áramsűrűség, ami további melegedést okoz, és így tovább, végül az áram fokozatosan a középső tartományba húzódik össze. Ha a feszültség nem változik, kialakul egy egyensúlyi állapot, amikor is a hőmérséklet-eloszlás és így a vezetőképesség-eloszlás állandósul.

4.2. Elektromos vezetés gázokban, plazmában

Elektromos vezetőképességüket nézve a gázok, s köztük a levegő is, többnyire kiváló szigetelő anyagok. Az átütési szilárdságuk normális légköri nyomáson kisebb, mint a legtöbb folyékony és a szilárd szigetelőanyagé. A gázatomok alapállapotban semlegesek. Ahhoz, hogy vezessenek, töltéshordozókat kell létrehozni bennük, és a gáz így vezetővé válik. Két lehetőséget különböztetünk meg töltéshordozók létrehozására:

- Ha az ionizációt külső hatás (sugárzás, hevítés, stb.) okozza, akkor nem önálló vezetésről van szó.
- Ha az ionizációt a gázrészecskéknek az ütközései okozzák, akkor önálló vezetésről beszélünk.

Ha a hőmérséklet és az elektromos tér nem elég nagy, nem önálló vezetés jön létre. Ekkor az áramerősséget több tényező határozza meg, például a töltéshordozók mozgékonyasága (ami fordítva arányos a nyomással), egyensúlyi koncentrációja. A koncentráció az ionizáció – töltéshordozók keletkezése – és a rekombináció – töltéshordozók találkozása és semlegesítődése – ellentétes hatásának eredményeként alakul ki. Ha az elektromos teret növeljük, akkor a felgyorsított töltéshordozók azáltal, hogy más részecskékkel ütköznek, elveszítik mozgási energiájuk egy részét, további töltéshordozókat tudnak kelteni. Esetleg az új töltéshordozók is fel tudnak annyira gyorsulni, hogy további ionizációt okozzanak, így lavinaszerű töltéshordozó-generálódás indul meg: a gázban önálló vezetés, elektromos kisülés jön létre. Természetesen ez esetben is találkoznak ellentétes töltésű töltéshordozók egymással, s ekkor többnyire semlegesítik egymást, azaz rekombinálnak, csak a két folyamat közül a töltéshordozók

keltése a domináns. A vezetés modellezése bonyolult, mert a hőmérséklet, a külső térerősség és a gáz nyomása egymással kölcsönhatásban állva határozzák meg az áramot.

Az, hogy mekkora térerősségnél következik be a fent felvázolt lavinaszerű töltéshordozó-keltés, azaz hogy mekkora a gázok villamos szilárdsága, nagymértékben függ a nyomástól, hőmérséklettől és az elektródák távolságától. Általában az elektródák közötti távolság csökkentésével egyre kisebb feszültség elegendő a gáz átütéséhez. Levegő esetén például az átütési feszültség laboratóriumi körülmények között körülbelül 20 kV/cm, az elektróda-távolsággal közel lineáris összefüggésben áll. Gázokban a nyomástól, a feszültségtől és áramától függően a kisülések több fajtája különíthető el, pl. ködfénykisülés, szikrakisülés, ívkisülés, koronakisülés. Ezek közül a plazma hangszórók történetében előforduló két utóbbi kisülésfajtaival foglalkozunk kicsit részletesebben.

4.2.1. Csúcs hatás, elektromos szél

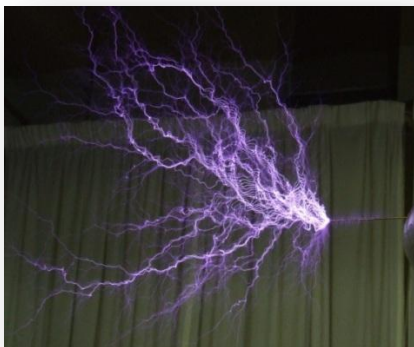
A vezető anyagú testek felületén az elektromos töltések egyensúlyban úgy helyezkednek el, hogy a kis görbületi sugarú felületrészekben, nagy felületi töltéssűrűség alakul ki, a laposabb területeken kicsi, így a környező szigetelőanyagban a csúcsok közelében nagy térerősségű elektromos tér alakul ki. Ez a jelenség a csúcs hatás. Ha ez a térerősség annyira nagy, hogy a csúcs környékén eléri a szigetelő (pl. gáz) átütési szilárdságát, a csúcs közelében a levegő elveszíti a szigetelőképességét és a csúcstről töltések válnak le, melyeket a velük azonos töltéssel rendelkező csúcs magától eltaszít. Így alakul ki a csúcsok közelében az elektromos csúcsszél. Az elektromos szél elfújja a csúcs elé helyezett gyertyalángot, vagy megforgatja a 4.4. ábrán látható elektromos Segner-kereket.



4.4. ábra Segner-kerek [4.4.]

4.2.2. Koronakisülés

A koronakisülés (4.5. ábra) esetén a fent leírt lavinaszerű töltéshordozókeltés következtében töltéshordozókból álló vezető csatorna alakul ki. Azonban az nem terjed ki a másik elektródáig, mert a csúcstól távolodva az elektromos térerősség egyre csökken, így egy bizonyos távolságon túl a töltéshordozók nem gyorsulnak fel annyira, hogy ütközéssel és mozgási energiájuk leadásával ionizálhassanak. A koronakisülést elektromos szél kíséri. Koronakisülés nagy veszteséget tud okozni elektromos távvezetéknek, ez ellen úgy védekeznek, hogy több, egymástól pár deciméter távolságra elhelyezkedő vezetékkel alkalmazva megnövelik az effektív görbületi sugarát a vezetéknek. 220 kV-os távvezeték esetén általában 2, 400 kV-osnál 3, 750 kV-os esetben pedig 4 vezetékcsodronyt alkalmaznak.

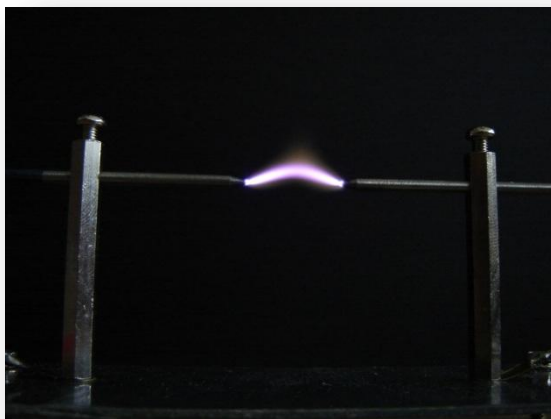


4.5. ábra Koronakisülés [4.5.]

4.2.3. Ívkisülés

A plazma hangszórók fejlesztése során ívkisülést (4.6. ábra) használtunk, mivel a két elektróda közötti ív kevésbé terheli meg a meghajtó elektronikát, mint a koronakisülés. Ezt a kisülésfajtát használja a legtöbb ma létező, illetve fejlesztés alatt álló plazma hangszóró is. Az ívkisülés során a fent felvázolt módon egy vagy több plazmacsatorna keletkezik a két elektróda között, mivel az elektródák közti gáz (többnyire levegő) villamos átütési szilárdságát meghaladja a feszültség. Ha a töltések folyamatos utánpótlással rendelkeznek, az ívkisülés hosszan fenntartható. Az ívkisülésben a nagy sebességű részecskék miatt a gáz belső energiája megnő, azaz a gáz felmelegszik, a gyorsan melegedő gázok gyorsan tágulnak, s a környező gázban lökéshullámot, valamiféle hanghatást indítanak el. Ez hallható a

szikrázáskor tapasztalható sercegésben, illetve a villámlást kísérő égzengésben is. Mint korábban említettük, a nagy energiájú részecskék elég nagy frekvenciatartományban elektromágneses hullámokat bocsátanak ki (rádiófrekvenciától a látható és UV fényen keresztül gamma-sugarzásig), ezért nem tanácsos hosszasan villámokat vagy egyéb ívkisülést nézni. Ha a villamos hálózaton valamilyen okból túlfeszültség jön létre, bekövetkezhet átütés, így ívkisülés a rendszerben, s a hálózat a zárlatvédelem bekapcsolásáig az ívet fenntartja. Ilyenkor az ív árama lehet igen nagy, több tíz vagy száz kiloamper is, ezt a hálózat zárlati teljesítménye határozza meg az adott ponton. A mi plazma hangszórónk esetében az ívkisülés (plazma) két wolfram elektróda között lép fel, melyek távolságát úgy választottuk meg, hogy a fellépő ívkisülés (lavinaeffektus) létrejöhessen és folyamatos maradjon.



4.6. ábra Két csúcselektroda közötti ívkisülés

5. Plazma hangszóró működési elve

A plazma hangszóró működését tekintve nem más, mint két elektróda között létrejövő nagyfeszültségű ívkisülés hatására kialakuló folytonos plazmaállapot. Ennek a plazmaállapotnak, ahhoz, hogy hangszóróként tudjuk használni, a hangfrekvencia függvényében változtatni kell a térfogatát. A plazma térfogatváltozása nyomáshullámokat idéz elő a levegőben, mely rezgéseket fülünk hangként érzékel. Az eszköz lelke a modulációs egység, amely a bemeneti hangfrekvenciával modulálja a nagyfeszültségű transzformátor meghajtó jelét. A modulációs egységet az 5.1.4. fejezetben részletesen taglaljuk.

5.1. Az áramkör általános leírása

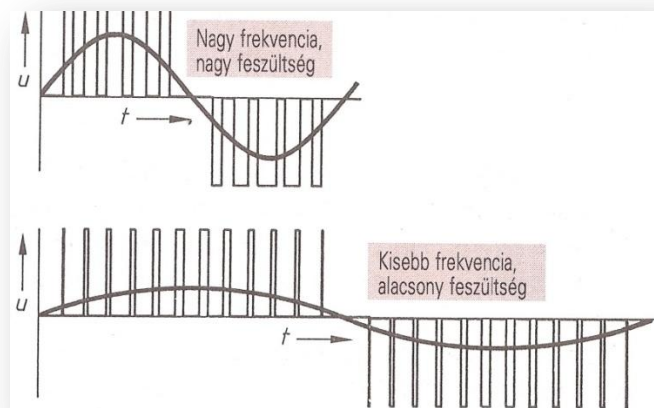
Prioritási szempontból az első, amit figyelembe kell venni az a modulációs áramkör frekvenciája. Minél nagyobb üzemi frekvenciát alkalmazunk, annál jobban csökken a plazmaláng alapzaja.

Ennek a problémának a kiküszöbölése érdekében egy lehetséges megoldás lehet például a többretegű, vagy 1-2 MHz-es tartományban üzemelő egyrétegű öngerjesztő, vasmag nélküli transzformátor. A tervezések során el kellett először dönteni, mely frekvencián akarjuk a plazmát gerjeszteni. Az általunk választott 90 kHz-es üzemi frekvencián a vasmag tulajdonságait figyelembe véve ferritmagos nagyfeszültségű transzformátor alkalmazásával tökéletes működést tudunk biztosítani a rendszer számára.

5.1.1. PWM moduláció

Ha egy feszültség-átalakítónál minden félperióduson belül a maximális amplitúdójú impulzust engedjük át a felhasználói oldalra, miközben az impulzus szélessége a moduláló jelnek megfelelő mértékben változik, akkor impulzusszélesség-modulációról [14] (PWM) beszélünk. A moduláló jel egyes félperiódusán belül az impulzusszélesség folyamatosan változik, vagyis úgy, hogy a nullátmenet környékén az impulzusok szélességei keskenyebbek, mint a jel maximuma környékén (5.1. ábra). A PWM jelerősítőbe bemenő hangfrekvenciás jelet egy általunk választott frekvenciájú háromszögjellel moduláljuk, vagyis mintavételezést végzünk. A moduláló jelnek azt a legkisebb frekvenciáját, amivel még vissza tudjuk állítani az eredeti jelet, Shannon-féle mintavételi törvény alapján

választjuk ki. E törvény alapján, ha a mintavételi frekvencia nagyobb, mint a jel sávszélességének kétszerese ($F_{mv} > 2B$), akkor ezek az időminták tökéletesen leírják a jelet a köztes időszakokban is. Az alakhű visszaállításhoz egy aluláteresztő szűrő szükséges. Ebben az esetben a jel visszaállítása hibátlan lesz.



5.1. ábra impulzus szélesség moduláció [5.1.]

5.1.2. TL 494-es integrált áramkör működési elve

A tervezés során az impulzusszélesség-modulációs eljárás alkalmazását tűztük ki célul. Ez az eljárás viszonylag jó hatásfokot tud biztosítani a hangrendszernek. A plazma hangszóró lelke a TL494 [15] típusjelű integrált áramkör, ami egy impulzus-szélesség-modulációt előállító és szabályzó áramkör. A TL494-et eredetileg kapcsolóüzemű áramkörök működéséhez fejlesztették ki, impulzus szélesség moduláció elvén történő szabályozásra.

Az integrált áramkör tartalmazza a következő egységeket:

- alapjel RC-oszcillátor külső beállíthatósági lehetőséggel (1-300 kHz),
- két hibajel erősítő,
- impulzus-szélesség-moduláció komparátor,
- belső referencia feszültségforrás,
- kimeneti impulzusirányítási logika (két nyitott kollektoros kimeneti tranzisztorral).

Azért esett a választás erre az integrált áramkörösre, mert a külső frekvencia és az impulzus szélességének beállítási lehetősége számunkra megfelelőnek bizonyult és biztosítja a külső moduláció lehetőségét is. Ezt igazolva szimulációt végeztünk a modulációra TINA szimulációs környezetben, melyet az 5.1.3. fejezetben mutatunk be.

5.1.3. PWM szimuláció

A tervezés folyamán meg kellett bizonyosodnunk, hogy a megtervezett moduláló áramkör megfelelően fog-e működni, mint a PWM generátor, mint pedig a moduláló áramkör. Ezt úgy tudjuk megtenni, ha az áramkör működését megvalósítjuk valamely szimulációs környezetben. A szimuláció során több probléma is felvetődött, ami a munkánkat megnehezítette. Probléma volt például, hogy a szimulációs programok többsége nem ismeri, vagy csak teljes verzióval használható a TL 494-es integrált áramköri modell, ami számunkra nem volt elérhető. Így a szimuláció szinte kivitelezhetetlenné vált

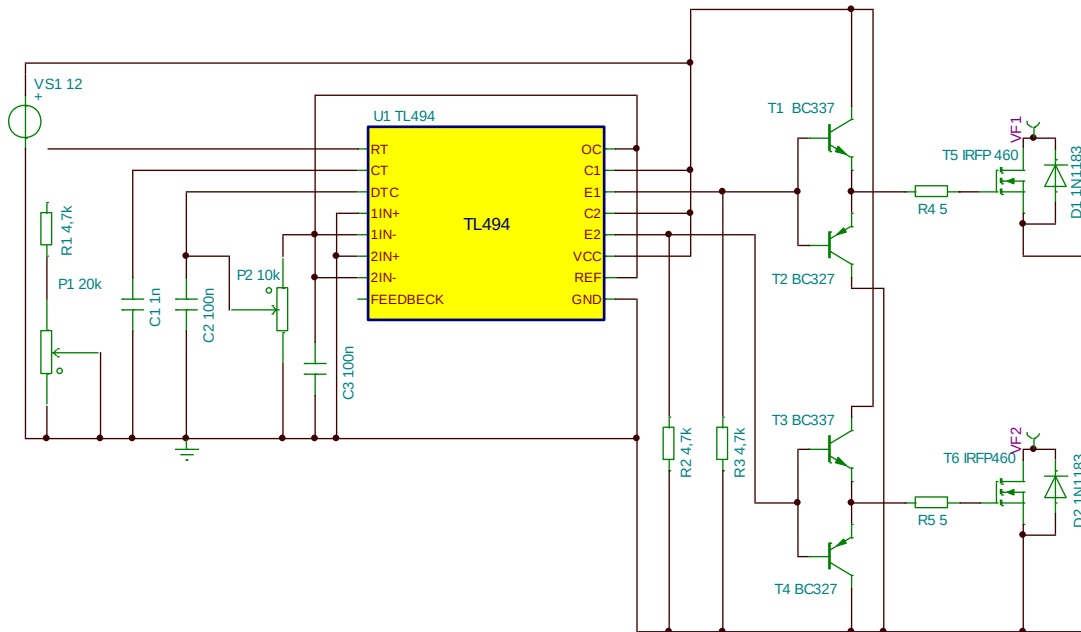
Ahhoz hogy a szimulációt el tudjuk végezni, meg kellett szerkeszteni a TL 494-es integrált áramkör modelljét. A modell megszerkesztéséhez meg kellett ismernünk az IC belső felépítését. Amikor már kapuszínten ismertük a modellt, TINA [7] szimulációs környezetben megterveztük logikai kapuk alkalmazásával az integrált áramkör közel ideális modelljét. Ennek segítségével már kivitelezhetővé vált a szimuláció alkalmazása.

A szimuláció során PWM generátor üzemmódban a hangfrekvenciás bemenetet a földre kötöttük, míg moduláló üzemmódban 1 kHz-es szinusz jellel hajtottuk meg az áramkörünket. Megfigyelhetjük, hogy a komplementer kaszkód(5.2. ábra) és a MOSFET meghajtó IC (5.5. ábra) használata között számottevő az eltérés. A MOSFET meghajtó IC használatával egy közel ideális állapotot tudunk a MOSFET-ek számára biztosítani a moduláció során. Emellett teljes körű védelmet is biztosít a moduláló IC számára az optikai leválasztásnak köszönhetően az esetleges visszahatások ellen.

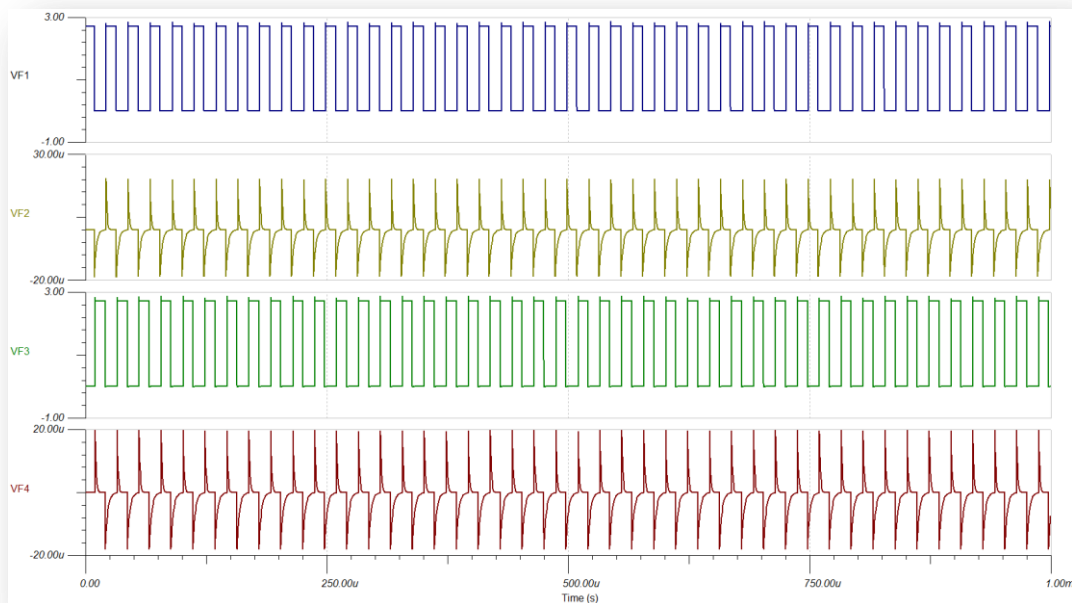
A szimuláció során négy vizsgálati szempontot kellett figyelembe venni. Erre azért volt szükségünk, mert a kimeneti jelet meg kellett vizsgálnunk generátor és modulátor üzemmódban is. A vizsgálati eredményekből látni fogjuk, hogy generátor üzemmódban a vivő jelet, míg moduláló üzemmódban már a modulált jelet látjuk. Ezekből az adatokból megtudjuk állapítani, hogy a számunkra szükséges módon működik-e a moduláció.

- hogy viselkedik az áramkör komplementer kaszkód MOSFET vezérléssel PWM generátor üzemmódban,
- hogy viselkedik az áramkör komplementer kaszkód MOSFET vezérléssel moduláló üzemmódban,

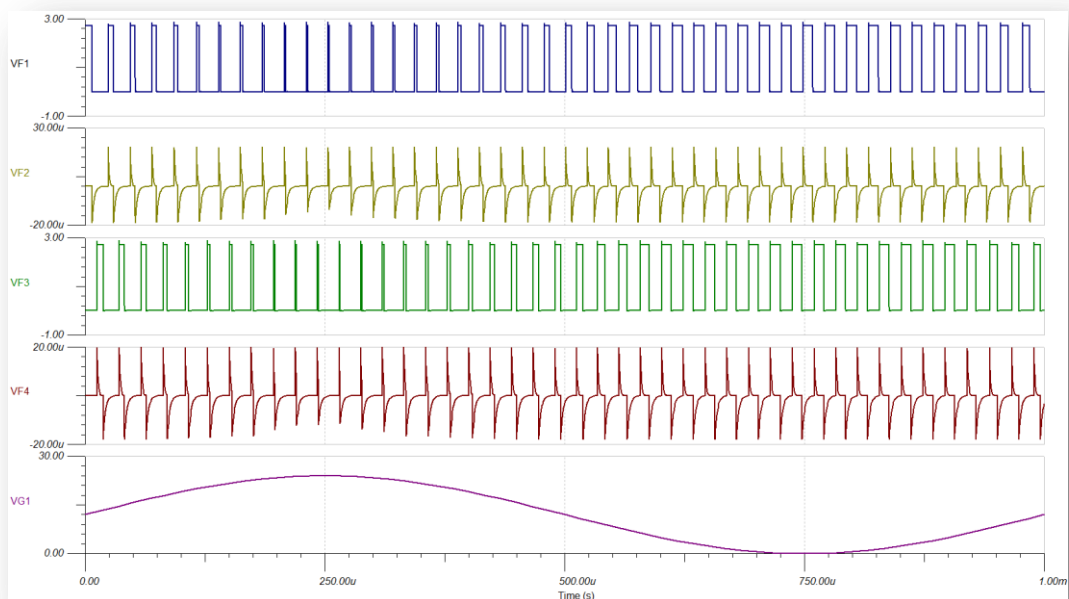
- hogy viselkedik az áramkör MOSFET meghajtó IC használatával PWM generátor üzemmódban,
- hogy viselkedik az áramkör MOSFET meghajtó IC használatával moduláló üzemmódban.



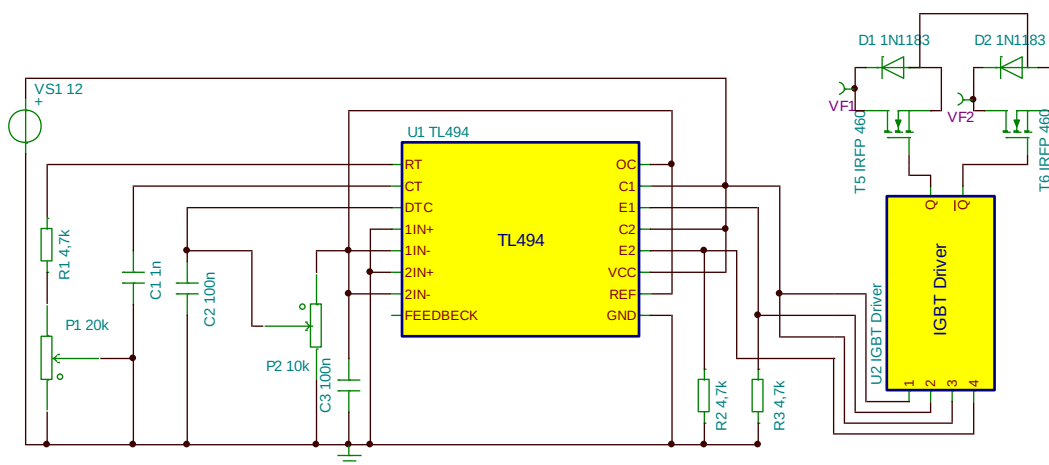
5.2. ábra Moduláló áramkör komplementer kaszkód MOSFET meghajtással



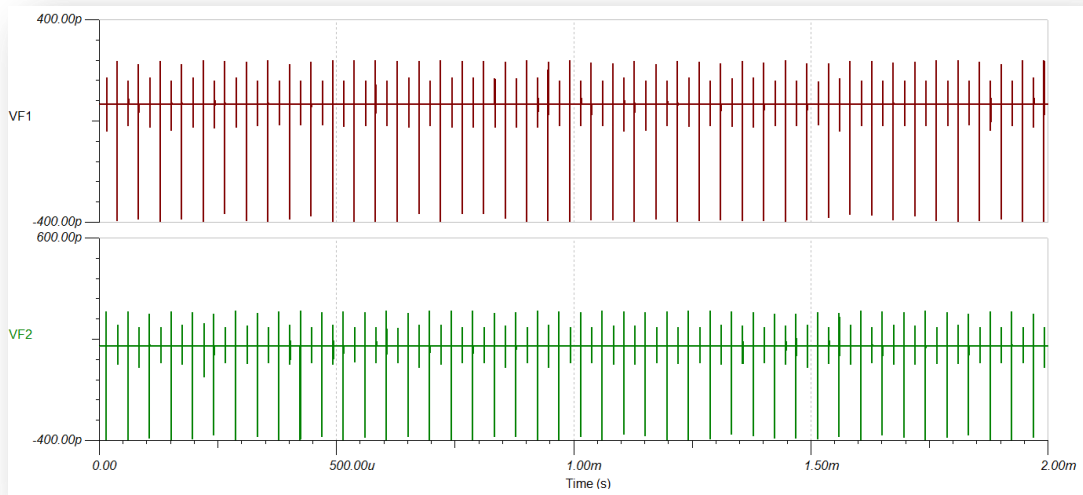
5.3. ábra Az áramkör komplementer kaszkód MOSFET vezérléssel PWM generátor üzemmódban



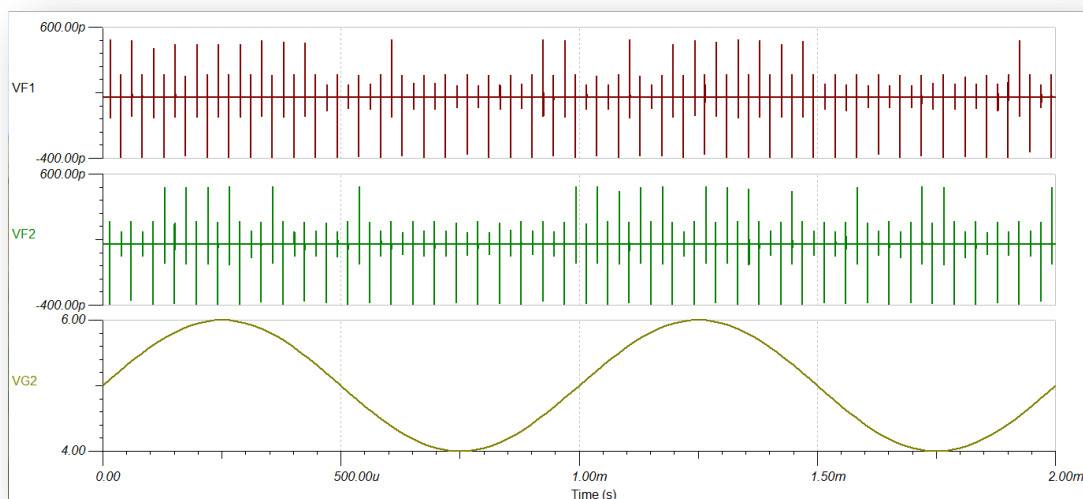
5.4. ábra Az áramkör komplementer kaszkód MOSFET vezérléssel moduláló üzemmódban



5.5. ábra Moduláló áramkör MOSFET meghajtó IC használatával



5.6. ábra Az áramkör MOSFET meghajtó IC használatával PWM generátor üzemmódban



5.7. ábra Az áramkör MOSFET meghajtó IC használatával moduláló üzemmódban

5.1.4. Modulációs áramkör

A modulációs áramkör fő része a TL494-es integrált áramkör, amelynek helyes beállításával lehet a nagyfeszültségű transzformatort úgy vezérelni, hogy az előállított nagyfeszültség ívkisülést hozzon létre a két elektróda között. A beállítást külső alkatrészek segítségével tehetjük meg. Legfontosabb a belső oszcillátor (RC) megfelelő beállítása, melyet az integrált áramkör C_T kivezetésére kötött kondenzátor, illetve az R_T lábára csatlakoztatott ellenállás és vele sorba kapcsolt

potenciométerrel valósítható meg. A potenciométer segítségével az RC oszcillátor frekvenciája szabályozható 26-112 kHz között.

Az integrált áramkörben elhelyezett hibajel erősítőt felhasználva, annak kivezetésére egy potenciométert csatlakoztatva szabályozható az E_1 , E_2 lábakon megjelenő PWM jel kitöltési tényezője. A kitöltési tényező változtatásával csökkenthető, illetve növelhető a nagyfeszültségű transzformátor átlagos áramfelvétele, így a nagyfeszültségű transzformátor szekunder oldalán megfelelő nagyságú feszültség keletkezik a mesterséges ívközön történő ívkisülés (plazma) létrejöttéhez.

A plazma ív megszólaltatásához szükség van egy külső hangfrekvenciás jelre, amellyel az integrált áramkörben beállított alapfrekvenciájú négyszögjel impulzusszélessége változik (modulálódik). A moduláció révén az E_1 , E_2 kivezetéseken egy új, a hangfrekvenciás jellel modulált jel jön létre.

Az így létrejött modulált jellel a kialakuló plazma térfogata folyamatosan változni fog, ezáltal hanghullámokat kelt a levegőben, melyet fülünk hangként érzékel. Jelen esetben a hangfrekvenciás jel az MP3 lejátszó által kiadott jel. Természetesen az MP3 lejátszó helyett használhatnánk bármilyen más hangfrekvenciás jelet szolgáltató eszközt, akár egy mikrofont is. Ebben a fejezetben nem tettünk említést az áramkörben szereplő T_1 - T_4 tranzisztorok szerepéről, ezt a következő fejezet részben tárgyaljuk részletesebben.

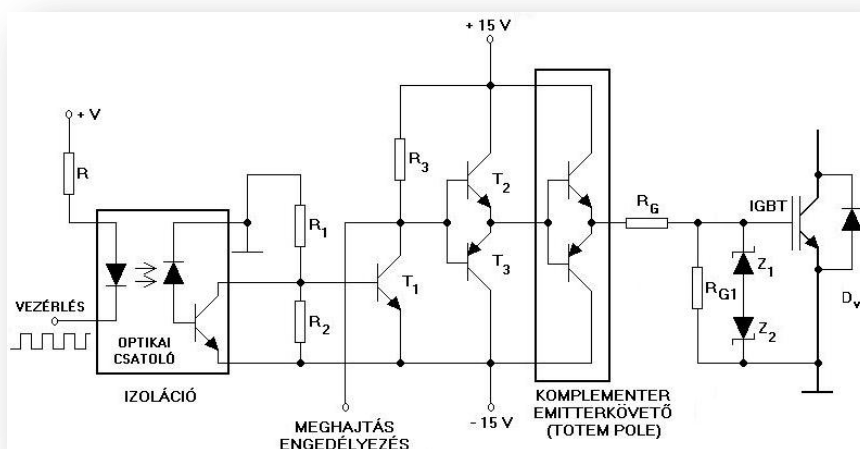
5.1.5. Kapcsoló egység és áramköri védelem

A kapcsoló egység T_5 , T_6 MOSFET tranzisztorokkal van megvalósítva. Ezek a MOSFET tranzisztorok végzik a nagyfeszültségű transzformátor tápfeszültségének szaggatását a vezérlő jel hatására.

A már említett T_1 - T_4 tranzisztorok a vezérlőjelet szolgáltató integrált áramkör védelmére és egyben a MOSFET-ek meghajtására is szolgálnak. A vezérlőjelet előállító integrált áramkör védelme szükséges a káros visszahatások ellen. A védelem egy B-osztályú komplementer kaszkód feszültségkövető áramkörrel van megvalósítva. A vezérlő integrált áramkör kimeneti jele nem szolgáltat elegendő áramot a MOSFET-ek gyors működéséhez, ezért a két részegység közé egy komplementer feszültségkövető áramkör került beépítésre. Ennek feladata a feszültség szint tartása mellett kellően nagy áram biztosítása a MOSFET-ek felé.

A komplementer kaszkód kapcsolás helyettesíthető a HCPL 3120-as [16] integrált áramkörrel, amelyet kifejezetten MOSFET meghajtására fejlesztettek ki.

A 5.8. ábra mutatja az IGBT [16,17] vezérlőáramkört. Előnye, hogy a bemenet egy optocsatolóval le van választva a teljesítmény fokozatról. A nagyfeszültségű működési tartomány használata érdekében biztosítani kell a végfokozat számára a szükséges stabil feszültség szintet a megfelelő működéshez. Az ilyen típusú áramkörök feszültség és áram szempontjából ideális csatolást biztosítanak, illetve teljeskörű védelmet nyújtanak a meghajtó áramkör számára a visszahatások ellen.



5.8. ábra Példa az IGBT vezérlőáramkörére [5.2.]

5.1.6. A tápegység

Többfajta tápegység is használható a plazma hangszóró táplálására. Az egyik a kapcsoló üzemű tápegység, a másik a hagyományos toroid transzformátor a harmadik a nyáklapra forrasztható transzformátor. Ebből kétfajta megoldást használtunk: a nyáklapra forrasztható transzformátort a modulációs áramkör táplálására és toroid transzformátort a nagyfeszültségű transzformátor feszültségének biztosítására.

A nyáklapra forrasztható transzformátor primer oldalára 230 V-ot kapcsolva 12 V váltakozó feszültség jelenik meg a szekunder oldalon. A Greutz-híd egyenirányítja a feszültséget és a szükséges szűrőkondenzátorral felpufferelve 12 V egyenfeszültség jelenik meg, mely feszültségérték tökéletesen megfelel a modulációs áramkör táplálására.

A toroid transzformátor működéséhez 230 V primer feszültségre van szükség, ekkor 110 V jelenik meg a szekunder oldalán. A transzformátornak megfelelő teljesítményűnek kell lennie ahhoz, hogy az áramkör áramát biztosítani tudja. A meglehetősen nagy teljesítményű (400 VA) transzformátoroknak a bekapcsolás pillanatában hirtelen nagy teljesítmény felvétele van a hálózathoz, ami indokoltá teszi a lágyindító használatát.

5.2. Hálózati transzformátor méretezése

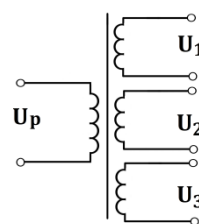
5.2.1. Teljesítmények meghatározása

A villamos energia átalakítására használt transzformátorok [18] méretezését a szekunder oldali teljesítmény meghatározásával célszerű kezdeni.

A plazma hangszóró működtetéséhez a következő feszültségekre lesz szükségünk: 45 V, 45 V és 10 V, melyeket egyetlen transzformátorral érdemes 230 V-os (50 Hz-es) hálózati feszültségből előállítani (5.9. ábra). A két darab 45 V-os tekercsre külön-külön 3 A, míg a 10 V-os tekercsre 1 A terhelést kapcsolhatunk maximálisan.

szekunder oldal feszültsége	szekunder oldal árama	szekunder oldal teljesítménye
$U_1 = 45 \text{ V}$	$I_1 = 3 \text{ A}$	$P_1 = 135 \text{ W}$
$U_2 = 45 \text{ V}$	$I_2 = 3 \text{ A}$	$P_2 = 135 \text{ W}$
$U_3 = 10 \text{ V}$	$I_3 = 1 \text{ A}$	$P_3 = 10 \text{ W}$

1. táblázat Szekunder tekercsek feszültsége, árama és teljesítménye



5.9. ábra A példához tartozó transzformátor [5.3.]

A három tekercs összege adja a szekunder oldal teljesítményét:

$$P_{SZ} = P_1 + P_2 + P_3 = 135 + 135 + 10 = 280 \text{ W}. \quad (5.1)$$

A transzformátoron veszteségek lépnek fel, ezért a primer és szekunder teljesítmény nem azonos. Ilyen például a vasveszteség és a huzalveszteség.

A transzformátor kihasználásának mértékétől a hatásfok nagymértékben függ. Tanácsos a teljes terheléskor fellépő hatásfokkal számolni, mely tapasztalati adatok alapján teljesítménytől függően 60-99% lehet. Esetünkben számolhatunk 90%-os hatásfokkal, ekkor a primer oldal teljesítménye:

$$P_p = \frac{P_{SZ}}{\eta} = \frac{280}{0,9} = 311 \text{ W}. \quad (5.2)$$

5.2.2. A vasmag keresztmetszetének meghatározása

A transzformátor teljesítménye [18] szorosan összefügg a vasmag méretével, és ez határozza meg a tekercsek menetszámát, N -et is. A vasmag keresztmetszetét A_v -vel jelöljük.

Az indukciós törvény értelmében, a transzformátor tekercseiben $U = \frac{2\pi \cdot f}{\sqrt{2}} \cdot N \cdot A_v \cdot B_{max}$ nagyságú feszültség indukálódik, ahol B_{max} a mágneses indukció, f pedig a frekvencia, ennek teljesítménye:

$$P = U \cdot I = 4,44 \cdot N \cdot A_v \cdot B_{max} \cdot f \cdot I. \quad (5.3)$$

A tekercsek elkészítéséhez a vasmagon meghatározott nagyságú hely szükséges. Ennek keresztmetszetét A_t -vel jelöljük. Tegyük fel, hogy ideális huzalunk van, és minden helyet ki tudunk használni. A két ideális tekercs helyszükséglete:

$$A_t = N_1 \cdot A_1 + N_2 \cdot A_2, \quad (5.4)$$

ahol A_1 a primer, A_2 a szekunder tekercshez használt huzal keresztmetszete, N_1 és N_2 pedig a menetszámuk. A túlmelegedés elkerülése érdekében a huzalokban csak J áramsűrűség lehet.

$$J = \frac{I_1}{A_1} \text{ és } J = \frac{I_2}{A_2}. \quad (5.5)$$

Az A_t és P összefüggésekbe behelyettesítve, leegyszerűsítve megkapjuk, hogy:

$$P = \frac{J}{2 \cdot k} \cdot 4,44 \cdot A_v^2 \cdot B_{max} \cdot f. \quad (5.6)$$

A P most P_p -nek felel meg, az áramsűrűség, a frekvencia és a maximális indukció egy transzformátornál adott érték, ezért konstansba összevonhatók:

$$P_p = K \cdot A_v^2, \text{ amelyből } A_v = \sqrt{\frac{P_p}{K}}, \text{ és } K = \frac{J}{2 \cdot k} \cdot 4,44 \cdot B_{max} \cdot f. \quad (5.7)$$

Az f -et, B_{max} -ot, k -t, valamint a J -t SI-egységben helyettesítjük be, akkor K értéke 0,9 VA/cm⁴ és 1,2 VA/cm⁴ között van. Válasszunk $K = 0,83$ VA/cm⁴-as értéket!

$$A_v = \sqrt{\frac{P_p}{K}} = \sqrt{\frac{311}{0,83}} = 19,36 \text{ cm}^2. \quad (5.8)$$

5.2.3. Az 1 V-ra jutó menetszám meghatározása

A tekercsekben $U = 4,44 \cdot N \cdot A_v \cdot B_{max} \cdot f$ feszültség [18] indukálódik. Ha U -t 1 V-nak választjuk és N -re rendezzük az egyenletet, akkor megkapjuk az 1 V-hoz tartozó menetszámot:

$$N_{1V} = \frac{1}{4,44 \cdot A_v \cdot B_{max} \cdot f}, \quad (5.9)$$

ahol A_v a vasmag keresztmetszete m^2 -ben.

Hálózati frekvencia esetén $f = 50$ Hz, B_{max} pedig a mágnesezési görbéből olvasható le, ha ismert. Lemezmagok esetén $B_{max} = 0,8 - 1,2$ Vs/ m^2 , hiperszil magoknál $1,3 - 1,8$ Vs/ m^2 . A fenti képletbe a mi rendszerünk adatait, $B_{max} = 1,5$ Vs/ m^2 -t, $f = 50$ Hz-et és $A_v = 19,36$ cm^2 -t helyettesítve az 1 V-hoz tartozó menetszám:

$$N_{1V} = 1,55. \quad (5.10)$$

5.2.4. A menetszámok meghatározása

A primer és szekunder tekercsek menetszámát [18] az 1 V-ra jutó menetszám és a tekercs feszültségének szorzatából kapjuk. Ezt az értéket korrigálni kell a tekercs ohmos ellenállása miatt, különben terhelt állapotban a vártnál kisebb feszültséget kapunk. Ennek a feszültség csökkenésnek a mértéke körülbelül 10%-os, melyet a primer és szekunder oldalra arányosan elosztva korrigálni kell. A primer oldal menetszámát 5%-al csökkenteni, míg a szekunderét ennyivel növelni kell.

$$N_p = 0,95 \cdot U_p \cdot N_{1V}, \quad (5.11)$$

$$N_{sz} = 1,05 \cdot U_{sz} \cdot N_{1V}. \quad (5.12)$$

Esetünkben így a primer oldal menetszáma:

$$N_p = 0,95 \cdot 230 \cdot 1,55 = 328, \quad (5.13)$$

a szekunder oldal menetszámai pedig:

$$N_1 = 1,05 \cdot 45 \cdot 1,55 = 74, \quad (5.14)$$

$$N_2 = 1,05 \cdot 45 \cdot 1,55 = 74, \quad (5.15)$$

$$N_3 = 1,05 \cdot 10 \cdot 1,55 = 16. \quad (5.16)$$

5.2.5. Huzalátmérők meghatározása

A huzalátmérők meghatározása [18] tekercsek esetén az áramsűrűség alapján történik. A $J = \frac{I}{A}$ összefüggésből $A_h = \frac{I}{J}$ huzalkeresztmetszet adódik. A legtöbbször használt $J = 2,5$ A/ mm^2 -es érték most is megfelelő.

A primer áram $\frac{P_p}{U_p} = \frac{311}{230} = 1,35$ A, ebből adódóan a keresztmetszet pedig:

$$A_p = \frac{1,35}{2,5} = 0,54 \text{ mm}^2. \quad (5.17)$$

A szekunder oldal tekercseinek huzalkeresztmetszete:

$$A_1 = \frac{3}{2,5} = 1,2 \text{ mm}^2, \quad (5.18)$$

$$A_2 = \frac{3}{2,5} = 1,2 \text{ mm}^2, \quad (5.19)$$

$$A_3 = \frac{1}{2,5} = 0,4 \text{ mm}^2. \quad (5.20)$$

A huzalátmérőket többféleképpen is meghatározhatjuk, kikereseshetjük táblázatból, vagy a következő összefüggésből kiszámolhatjuk:

$$A_h = \frac{d^2 \cdot \pi}{4} \rightarrow d = \sqrt{\frac{4 \cdot A_h}{\pi}}. \quad (5.21)$$

A huzalátmérők az utóbbi módszerrel:

$$d_p = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,54}{\pi}} = 0,8 \text{ mm}, \quad (5.22)$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,2}{\pi}} = 1,2 \text{ mm}, \quad (5.23)$$

$$d_2 = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,2}{\pi}} = 1,2 \text{ mm}, \quad (5.24)$$

$$d_3 = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,4}{\pi}} = 0,7 \text{ mm}. \quad (5.25)$$

5.2.6. A toroid vasmag méretének meghatározása

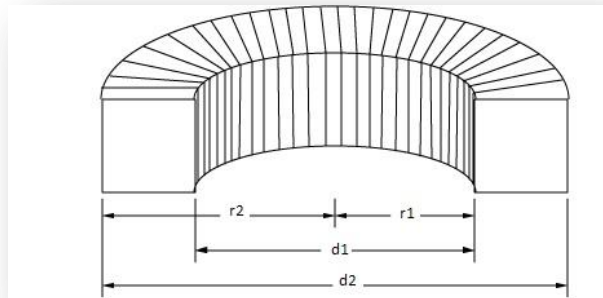
A toroid vasmag [18] méretét tulajdonképpen a tervező határozza meg, mivel bármekkora méretű vasmagot le lehet gyártatni. A toroid vasmag méretének meghatározásához tulajdonképpen már csak a belső átmérőre van szükségünk, a többi adatot már az előzőekben meghatároztuk. A vasmag belső átmérőjét többféle tényező is befolyásolja, ilyen például a tekercsek helyszükséglete és a rögzítő elem mérete. A tekercs helyszükségletét befolyásolja a huzalok átmérője, menetszáma, továbbá a rétegek közötti szigetelés is.

A huzalátmérőket már az előzőekben meghatároztuk, azokat felhasználva meg tudjuk határozni a szükséges menetszámot. A toroid tekercs (5.10. ábra) belső átmérőjét $d_1 = 60 \text{ mm}$ -re választottuk. A $k = 2 \cdot \pi \cdot r$ képletet felhasználva kiszámoltuk a kerületet, ami $188,5 \text{ mm}$. A primer huzal átmérője $0,8 \text{ mm}$, ebből egy sorba $188,5 / 0,8 = 236$ menet fér el, azaz $328 / 236 = 1,39$ sor, vagyis 2 sorra lesz szükség, és $2 \cdot 0,8 \text{ mm} + 2 \cdot 0,05 \text{ mm} + 2 \cdot 0,01 \text{ mm} = 1,72 \text{ mm}$ helyet foglal le a d átmérőből. Feltételeztük, hogy a sorok közé $0,05 \text{ mm}$, a primer tekercs fölé pedig $0,01 \text{ mm}$ vastag szigetelő anyagot teszünk.

Mindezek alapján a szekunder tekercs helyszükséglete a következő:

1. tekercs: egy sorba: $177,6 / 1,2 = 148$ menet fér,
a sorok száma: $74 / 148 = 0$, azaz 1 sorban elfér,
a rétegek vastagsága: $1,2 + 0,05 + 0,01 = 1,26$ mm.
2. tekercs: egy sorba: $169,7 / 1,2 = 141$ menet fér,
a sorok száma: $74 / 141 = 0$, azaz 1 sorba elfér,
a rétegek vastagsága: $1,2 + 0,05 + 0,01 = 1,26$ mm.
3. tekercs: egy sorba: $161,8 / 0,7 = 231$ menet fér,
a sorok száma: $16 / 231 = 0$, azaz 1 sorba elfér,
a rétegek vastagsága: $0,7 + 0,05 + 0,01 = 0,76$ mm.

Ekkor a tekercs: $1,72 + 1,26 + 1,26 + 0,76 = 5$ mm helyet foglal. Mivel 30 mm a belső sugár, így minden gond nélkül elférnek a tekercsek.



5.10. ábra Toroid tekercs keresztmetszete [5.4.]

5.3. Hűtőbordák méretezése

Komoly és fontos feladat a nagyteljesítményű tranzisztorok és integrált áramkörök megfelelő hűtése [19]. Vannak analitikus számítási módszerek, melyek segítségünkre lesznek a számításban. Nyilván nem lehet teljesen pontosan megállapítani az adatlap vagy mérés útján, mennyi hőt termel az adott alkatrész, de viszonylagosan meghatározhatjuk.

Az alkatrész hűtése kisebb igénybevétel során megoldható passzív hűtés alkalmazásával. Nagyobb igénybevétel esetén viszont már szükséges ventilátor alkalmazása a hűtőborda hőelvezetésének javítása érdekében. A következőkben összefoglaljuk a hőtechnikai tervezés során használatos fogalmakat és alapösszefüggéseket.

5.3.1. Méretezés alapösszefüggései

A hővezetési Ohm-törvény (5.26) értelmében a hőmérséklet [19] különbség egyenesen arányos a disszipált teljesítmény és a termikus ellenállás szorzatával:

$$\vartheta = P \cdot \kappa. \quad (5.26)$$

Az alkalmazott paraméterek jelölése és mértékegysége:

- T - a hőmérséklet °C-ban,
- ϑ - a hőmérséklet különbség °C-ban, vagy K-ban,
- T_E - a környezet (E: environment) hőmérséklete °C-ban,
- P - a hőáram (a disszipált hőteljesítmény) W-ban (φ -vel is jelölik),
- K - a tokozott alkatrész eredő (belső+külső) termikus ellenállása K/W-ban,
- F - a hűtőfelület m²-ben,
- A - a felületi hőátadási tényező W/Km²-ben.

A „hővezetési Ohm-törvényt” a könnyebb számítás érdekében használjuk. A hőszugárzás K -ben értelmezett hőmérsékletkülönbség változás. Jelen esetben vezető hőközlési forma, a hőáramlás esetén a κ hőellenállás nemlineáris, mert függ a hőmérsékletkülönbségtől. A hővezetési Ohm-törvény használata során közelítő eredményeket kapunk. Az eredő hőmérséklet:

$$T = P \cdot \kappa + T_E. \quad (5.27)$$

5.3.2. A termikus ellenállás

A hűtőbordára [19] helyezett alkatrész termikus ellenállása:

$$\kappa = \kappa_B + \kappa_I + \kappa_H + \kappa_K, \quad (5.28)$$

ahol κ_B az alkatrész tokozásán belüli, termikus ellenállása, mely adatot a katalógusból olvashatunk ki.

κ_I - a tokhoz legközelebbi helyen mért maximális megengedett hőmérséklet K/W-ban

κ_H - vezetőképességből adódó termikus ellenállás K/W-ban

κ_K - a hűtőborda felületének maximális megengedett hőmérséklete K/W-ban

Izotermikus hűtőborda felületéről eldisszipált hőteljesítmény:

$$P_K \approx \alpha \cdot F \cdot \vartheta, \quad (5.29)$$

$$\alpha \approx \alpha_0 \cdot k \cdot \sqrt[4]{\vartheta}, \quad (5.30)$$

ebből a termikus ellenállás:

$$\kappa_K = \frac{\vartheta}{P_K} = \frac{1}{\alpha_0 \cdot k \cdot \sqrt[4]{\vartheta} \cdot F}. \quad (5.31)$$

5.3.3. Ventilátor szerepe

A hűtőborda [19] felületének csökkentése érdekében, alkalmazhatunk ventilátorokat (5.11. ábra). Ennek érdekében korrekciós számítások szükségesek.

A ventilátor légszállításából következő korrekciós számításai:

$$M = \frac{c}{c'}, \quad (5.32)$$

$$\frac{\Delta M}{\Delta t} = \gamma \cdot V, \quad (5.33)$$

$$P_v = \vartheta_v \cdot \gamma \cdot c \cdot V. \quad (5.34)$$

A helyiség hőmérsékletéhez viszonyított hőmérsékletnövekedés:

$$\vartheta_v = \frac{P_{összes}}{\gamma \cdot c \cdot V} \quad (5.35)$$

A levegő fajhőjének c és sűrűségének γ értékei kerekítve jönnek ki az eredmények:

$$\vartheta_v = 0,05 \frac{P_{összes}}{V} \quad (5.36)$$

Ha a teljesítményt W -ban, a légszállítás pedig $m^3/percben$ helyettesítjük be a képletbe, az eredményt $^{\circ}C$ -ban kapjuk meg. A levegő fajhője nem állandó értékű, nagymértékben befolyásolhatja a páratartalom is. A (5.36) összefüggésében szerepelő konstans átlagos értékűnek tekinthető.

A (5.36)-os összefüggéssel kiszámított hőmérsékletnövekedés a bordák közül kiáramló, maximális hőmérsékletű levegőre vonatkozik. Az alkatrész belső hőmérséklete:

$$T_j = P\kappa + \vartheta_v + T_E. \quad (5.37)$$

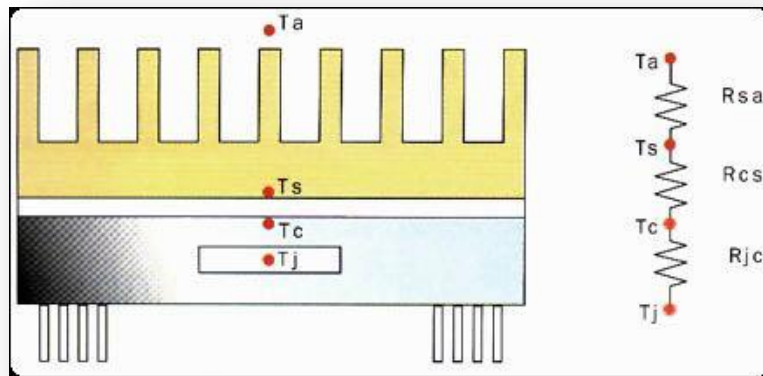


5.11. ábra Ventilátor [5.5.]

5.3.4. Számítások

A modulációs áramkör aránylag nagy bemeneti áramokkal dolgozik, ami a MOSFET-ek csekély kimeneti ellenállása mellett is jóval nagyobb teljesítményvesztést eredményez, amely hő formájában távozik a MOSFET-ek felületéről [20]. Annak elérése érdekében, hogy folyamatos működést produkáljanak a MOSFET-ek, hűtőborda alkalmazására van szükség. Erre azért van szükség, hogy a keletkezett hőt minél hatékonyabban és gyorsabban el tudjuk vezetni.

A hőelvezetés eltérő hőellenállású anyagok segítségével történik. A hőellenállás áramkörét a következő 5.12. ábra mutatja.



5.12. ábra A hőellenállás áramköre [5.6.]

Alkalmazott paraméterek jelölése és mértékegysége:

- Q (P_{ch}) - a hőmennyiség Ws-ban,
- T_j (T_{ch}) - a félvezető maximálisan megengedett hőmérséklete °C-ban,
- T_c - a félvezető tokjánál maximálisan megengedett hőmérséklete °C-ban,
- T_s - a hűtőborda maximálisan megengedett hőmérséklete °C-ban,
- T_a - a környezeti hőmérséklet °C-ban,
- R_{jc} - a félvezető és a tok közötti hőellenállás, értéke adott, a félvezető adatlapja tartalmazza,
- R_{cs} - a tok és a hűtőborda közötti hőellenállás, értéke attól függ, hogy hogyan érintkezik a tok a hűtőborda felületével,
- R_{sa} - a hűtő és a környezet közötti hőellenállás.

A hűtőborda kiválasztásánál első lépésként az R_{sa} értékét kell meghatározni a következő képlettel, mely erre az analitikus formára egyszerűsödik:

$$R_{sa} = \left(\frac{T_j - T_a}{Q} \right) - R_{jc} - R_{cs}, \quad (5.38)$$

az (5.38) összefüggésben a T_j , a Q és az R_{jc} a gyártó által meghatározott paramétereket alkalmazzuk, a T_a -t és az R_{cs} -t viszont meg kell határozni.

A T_a értéke tipikusan 25-35 °C között van, ha a hűtőfelület a szabad levegővel érintkezik és 40-50 °C közötti, ha valamilyen más, hőt termelő készülék van a közelében.

A felületi ellenállás (R_{cs}) értéke az érintkező felületek szabályosságától, az alkalmazott szerelési nyomástól (amit a rögzítő csavar feszítése határoz meg), az érintkező felületek nagyságától és értelemszerűen a közvetítő anyag fajtájától és vastagságától függ. A pontos értékét nehéz meghatározni, de a hűtőborda adatlapján levő értékekkel kiszámíthatók.

Kiszámíthatjuk a maximális R_{sa} értéket, amellyel megegyező értékű vagy annál kisebb értékű a hűtőborda hőellenállása.

A számítások folyamán egy IRFP 460 típusú MOSFET-et, vettünk alapul, amelyet alkalmaztunk a meghajtó áramkörben.

Az adatlap alapján szükséges értékek a számítások során:

A Q (P_{ch}) értéke: 35 W,

A T_j (T_{ch}) értéke: 150 °C,

Az R_{jc} értéke: 0,5 °C/W,

Az R_{cs} értéke: 0,1 °C/W.

A környezet hőmérséklete (T_a): 25 °C

Ezek alapján a hűtőborda maximálisan hőellenállása:

$$R_{sa} = \left(\frac{T_j - T_a}{Q} \right) - R_{jc} - R_{cs}, \quad (5.39)$$

$$R_{sa} = \left(\frac{150 - 25}{35} \right) - 0,5 - 0,1, \quad (5.40)$$

$$R_{sa} = 2,9714 \text{ °C/W}. \quad (5.41)$$

Ha az érintkező felületeket elválasztjuk valamilyen közvetítő anyag alkalmazásával, akkor a hőellenállás (R_{jc}) növekedhet akár 0,5 °C/W-ra is. Erre azért van szükség, hogy az eszközöket villamosan elszigeteljük a hűtőbordától.

A hűtőborda maximálisan megengedett hőellenállása 0,5 °C/W csillám esetén:

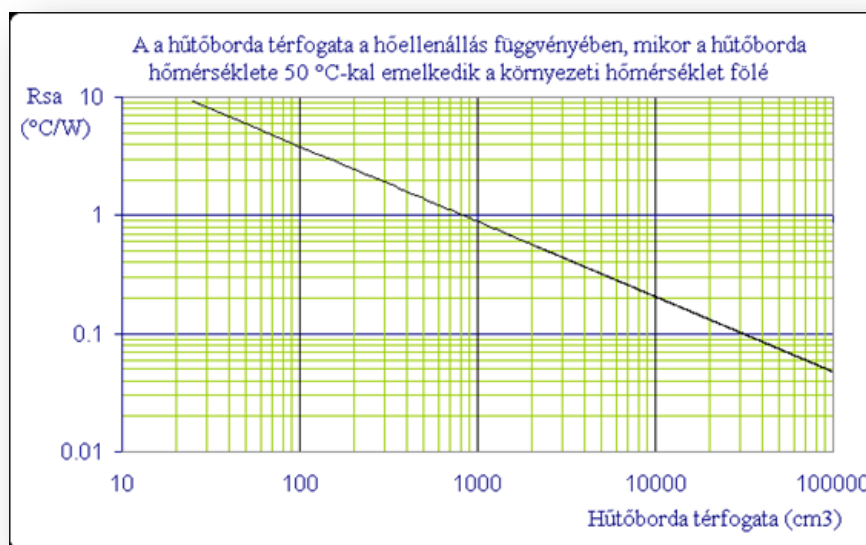
$$R_{sa} = \left(\frac{T_j - T_a}{Q} \right) - R_{jc} - R_{cs}, \quad (5.42)$$

$$R_{sa} = \left(\frac{150 - 25}{35} \right) - 0,5 - 0,5, \quad (5.43)$$

$$R_{sa} = 2,5714 \text{ °C/W}. \quad (5.44)$$

Ennek kiküszöbölése érdekében alkalmaztunk minden egyes MOSFET-nek külön hűtést, így a hőellenállást minimális szinten lehetett tartani, és a hőátadás jóval magasabb hatásfokkal volt megoldható.

A hűtőbordát túlnyomórészt a hűtőfelületének nagyságával definiáljuk, mely szintén az adatlapjáról olvasható le. Viszont van még egy gyakori mód is, méghozzá a szükséges térfogat kiszámítása. Az 5.13. ábra azt mutatja, hogy hogyan aránylik a hőellenállás (R_{sa}) a hűtőborda térfogatához.

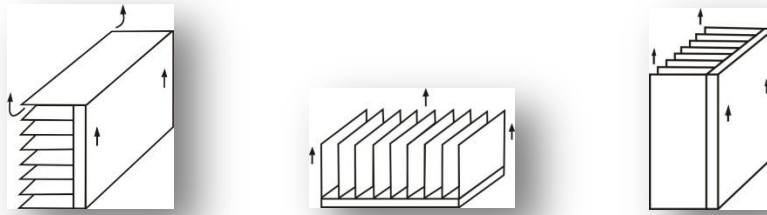


5.13. ábra A hőellenállás arányának függvénye a hűtőborda térfogatának meghatározásához [5.6.]

A térfogat az adott test magasságának, szélességének és hosszúságának a szorzata. Ezek alapján, ha tudjuk a hűtőborda szélességét és magasságát, akkor kiszámíthatjuk a hosszúságát is.

Az grafikonból leolvashatjuk, hogy az általunk kiszámított $R_{sa} = 2,9714$ °C/W maximális hőellenállást megközelítőleg 150 cm³-es hűtőborda térfogattal disszipálhatjuk el. Ha a hűtőbordánk szélessége 10 cm, a magassága pedig 3 cm, akkor a hosszúságának $150 / (10 \cdot 3) = 5$ cm-nek kell lennie.

Ezeket a paramétereket az ötödére csökkenthetjük, ha ventilátorokat alkalmazunk. Ilyenkor figyelembe kell venni a borda elhelyezkedését, mert ez határozza meg a hő ideális elvezetését, mely elhelyezkedéstől függően 60-100%-os is lehet (5.14. ábra).



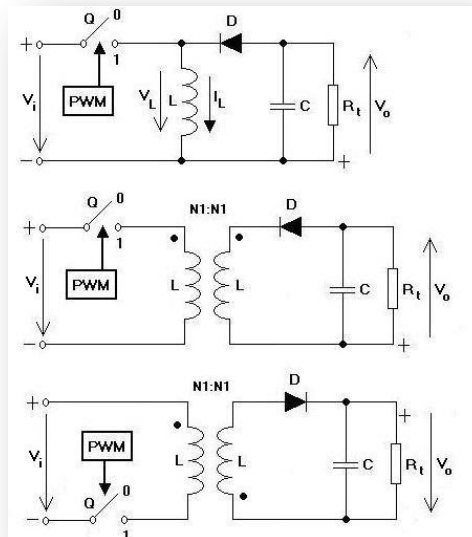
5.14. ábra Hőáramlás [5.6.]

5.4. Nagyfeszültségű transzformátor

A nagyfeszültségű transzformátorok többfajta kapcsolóüzemű működési alapelvvel is megvalósíthatók, ilyen például a flyback konverter [17] és a push-pull ellenütemű konverter [17], melyeket a következő fejezetekben tárgyalunk.

5.4.1. Flyback konverter

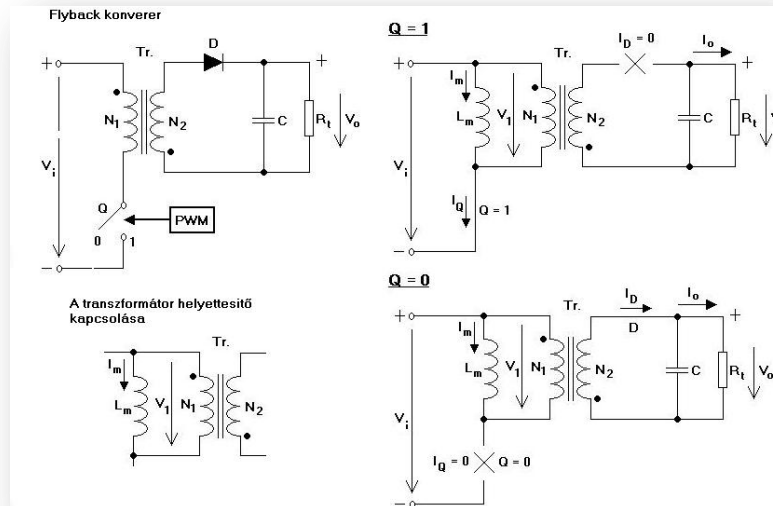
A flyback konverter [17] (záróüzemű konverter) nem más, mint a polaritásváltó konverter (buck-boost) transzformátoros változata. Az 5.15. ábrán látható, hogy a polaritásváltó konverter hogyan alakítható át egyszerűen flyback konverterré.



5.15. ábra A transzformátoros konverter kialakításának lépései [5.2.]

Az 5.15. ábra utolsó kapcsolásán jól látható, a gyakorlati megvalósítása a flyback konverternek. A kapcsoló MOSFET a primer oldal földjére van kötve. Ez nagy előnyt jelent és nagyon megkönnyíti a MOSFET vezérlést. A pontok jelölik a

transzformátor tekercselési irányát, azaz a tekercsek kezdőpontjait. A szekunder tekercs fordított tekercselési iránya azért szükséges, mert így egyszerűbb kialakítani a közös földpontot, amely leginkább zavarvédelmi szempontból igen jelentős.

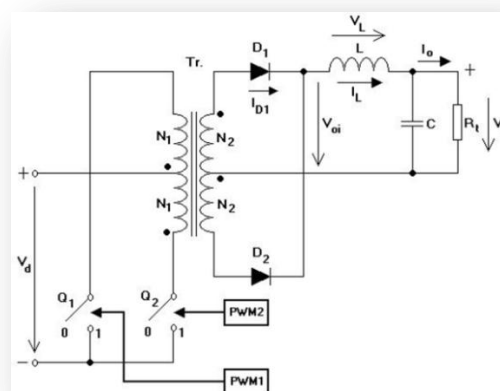


5.16. ábra A flyback konverter kapcsolási rajza és működése [5.2.]

Mi csak a folytonos üzemmóddal foglalkozunk, ami annyit jelent, hogy a fluxus jelenléte folyamatos a transzformátorban.

5.4.2. A push-pull ellenütemű konverter

Az ellenütemű konvertereket [17] nagy teljesítmények átvitelére fejlesztették ki. Működésének lényege, hogy a Q_1 és Q_2 kapcsolókat felváltva kell kapcsolni megegyező kitöltési tényezővel. A transzformátor két megegyező menetszámú primer és szekunder tekercssel kell, hogy rendelkezzen.



5.17. ábra A push-pull konverter kapcsolási rajza [5.2.]

5.5. Az Elektróda

5.5.1. Elektróda anyagának fontossága

A csúcselektroda anyagának megválasztásakor figyelembe kellett venni a plazma hőmérsékletét. Az elektromos ívkisülés 3000 °C környékén ionizálja a levegőt és ebből alakul ki a plazma állapot. Az 2. táblázatba gyűjtöttük össze a különböző fémek olvadáspontját, mely alapján csak a wolfram elektróda jöhet számításba, kimagasló olvadáspontja miatt.

Megnevezés	Sűrűség, g/cm ³	Olvadáspont, °C
Ólom	11,3	32
Magnézium	1,7	649
Alumínium	2,7	660
Ezüst	10,5	962
Arany	19,3	1064
Réz	8,96	1085
Nikkel	8,9	1453
Vas	7,9	1535
Titán	4,5	1668
Platina	21,4	1772
Króm	7,2	1890
Wolfram	19,2	3410

2. táblázat Fémek sűrűsége és olvadáspontja

5.5.2. Elektródák méretezése

5.5.2.1 Elektródatervezés

A wolfram elektróda geometriája kétféle testből állítható össze: egy hengerből és egy kúpból, mely az elektróda csúcsa lesz.

A tervezés során az elektróda pontos alakjának meghatározása érdekében az analitikus képletek helyett egy jóval többértűen alkalmazható szimulációs technológiát, a végeselemes-eljárást alkalmaztuk. A szimuláció során megállapításra került az elektróda geometriai alakjának szerepe, hogy az ívkisülés legjobb hatásfokon jöjjön létre.

5.5.2.2 Végeselem-módszer

A végeselem-módszer (VEM) [21,22] a parciális differenciálegyenletek numerikus, közelítő megoldására szolgál. Az elektrodinamika alapegyenleteiből, azaz a Maxwell-egyenletekből kiindulva olyan bonyolult rendszerek behatóbb vizsgálata és tervezése lehetséges, mint például az elektródák, transzformátorok,

különféle motorok és villamos gépek, mérőberendezések, antennák, csőtápvonalak és üregrezonátorok stb.

A probléma leírására a Maxwell-egyenletek és a megfelelő peremfeltételek ismeretében a meghatározandó potenciálfüggvény megválasztása során a vizsgált feladatkör parciális differenciálegyenletei felírhatók. Ezek a parciális differenciálegyenletek és peremfeltételek képezik a vizsgálat tárgyát.

Léteznek bizonyos speciális geometriájú problémák megoldására analitikus képletek, de ezek a geometriák igen egyszerűek, a mai alkalmazásokhoz nem illeszkednek. A folytonos differenciálegyenleteket ezért diszkretizálni szokták: mind térben, mind pedig időben véges sok ponttal reprezentálják a végtelenül sűrűn elhelyezkedő tér és időpontokat. A térbeli diszkretizálás többféle módszer segítségével megoldható, melyre a leggyorsabban fejlődő végeselem-módszer alkalmazásának használatára hagyatkoztunk. Ennek ellenére léteznek a megállapított problémára más numerikus technikák is.

A Maxwell-egyenletek egyetemes alakjának megoldása meglehetősen nehéz feladat. Különféle egyszerűsítő feltételekkel az egyenletek azonban formailag nagymértékben leegyszerűsödnek. A továbbiakban néhány megszokott egyszerűsítési módot mutatunk be.

Vizsgáljuk meg azt az esetet amikor minden elem időben állandónak tekinthető, vagyis a töltések sincsenek mozgásban, ekkor áram sem folyik át a rendszeren. A mi esetünkben ez az ív kialakulása előtti pillanatnak feleltethető meg.

Mindent összevetve $\partial/\partial t = 0$ és $\vec{J} = 0$ behelyettesítésével a Maxwell-egyenletek ilyenkor két független egyenletcsoportra bonthatók szét. Mi ebből csak az elektróda elektromos terének számítása során az elektrosztatika egyenleteit használtuk fel. A három alapegyenlet mellé még peremfeltételek is társulnak, amelyek a feladat esetleges szimmetriáit illetve lezárásait reprezentálják számunkra.

Az alkalmazott paraméterek megnevezése:

- $\vec{E}$ - elektromos térerősség,
- $\vec{D}$ - elektromos fluxussűrűség,
- ρ - térfogati töltéssűrűség,
- ε - permittivitás,
- φ - potenciál.

A három alapegyenlet tehát a következő:

$$\text{rot} \bar{E} = 0, \quad (5.45)$$

$$\text{div} \bar{D} = \rho, \quad (5.46)$$

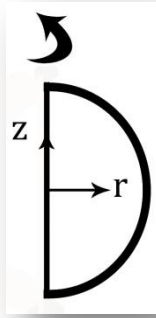
$$\bar{D} = \varepsilon \bar{E}. \quad (5.47)$$

Ahol a térerősség és elektromos eltolásvektorokat a következő alakban írjuk fel, mivel az elektródáink forgásszimmetrikusak:

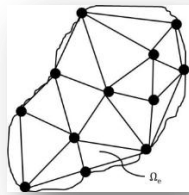
$$\bar{E} = E_r(r, z) \bar{e}_r + E_z(r, z) \bar{e}_z, \quad (5.48)$$

$$\bar{D} = D_r(r, z) \bar{e}_r + D_z(r, z) \bar{e}_z. \quad (5.49)$$

A VEM programban (COMSOL) [23] két dimenzióban forgásszimmetrikusan ábrázoljuk (5.18. ábra) és írjuk le a problémát, majd felosztjuk a felületet tetszőleges háromszögekre (5.19. ábra). Erre azért van szükség, mert az általunk alkalmazott elrendezés olyan egyszerű, hogy forgásszimmetrikusan sokkal célszerűbb ábrázolni, mint 3D-ben.



5.18. ábra Forgásszimmetrikus ábrázolás 2D-ben



5.19. ábra A tartomány felosztása tetszőleges háromszögekre [5.7.]

(5.45)-ből:

$$\bar{E} = -\text{grad } \varphi, \quad (5.50)$$

(5.47)-ből pedig:

$$\bar{D} = -\varepsilon \text{ grad } \varphi. \quad (5.51)$$

A negatív előjelre azért van szükség, mert $\bar{E}$ az alacsonyabb potenciálú pont felé mutat.

Az (5.46)-be behelyettesítve a fentieket, kapjuk a problémát leíró Laplace-Poisson egyenletet, de fontos megjegyeznünk, hogy a mi esetünkben nincs térbeli töltéssűrűség, és csupán az átütés előtti közvetlen pillanatot tudjuk szimulálni.

$$-\operatorname{div} \varepsilon \operatorname{grad} \varphi = \rho, \quad (5.52)$$

A feladatot a végeelem-módszerrel oldjuk meg, amelynek alapja, hogy az (5.52) egyenletet egy N súlyfüggvénnyel szorozzuk, s az így kapott úgynevezett súlyozott maradékot integráljuk a teljes Ω tartomány felett, így a hibát „elkenjük”.

$$\int_{\Omega} N \operatorname{div} \varepsilon \underbrace{\operatorname{grad} \varphi}_{\bar{v}} d\Omega \cong \int_{\Omega} N \rho d\Omega. \quad (5.53)$$

Így, mivel bármilyen skalár és vektor mennyiségre igaz az alábbi összefüggés

$$\operatorname{div} \varphi \bar{v} = \operatorname{grad} \varphi \bar{v} + \varphi \operatorname{div} \bar{v}, \quad (5.54)$$

azaz

$$-\varphi \operatorname{div} \bar{v} = \operatorname{grad} \varphi \bar{v} + \operatorname{div} \varphi \bar{v}, \quad (5.55)$$

a következő úgynevezett gyengealakot kapjuk:

$$\int_{\Omega} \varepsilon \operatorname{grad} N \operatorname{grad} \varphi d\Omega - \underbrace{\oint_{\Gamma} N \varepsilon \operatorname{grad} \varphi \bar{n} d\Gamma}_0 = \int_{\Omega} N \rho d\Omega, \quad (5.56)$$

ez tovább egyszerűsíthető a felületi integrál elhagyásával:

$$\int_{\Omega} \varepsilon \operatorname{grad} N_j \operatorname{grad} \varphi d\Omega = \int_{\Omega} N_j \rho d\Omega, \quad (5.57)$$

a potenciálfüggvényt pedig a következő módon közelítjük, és benne a Dirichlet-féle peremfeltételt különvesszük:

$$\varphi \cong \varphi_D + \sum_{i=1}^n N_i \varphi_i. \quad (5.58)$$

5.5.2.3 A potenciálok közelítése

A végeelem-módszer [22] alkalmazása során a szóban forgó differenciálegyenletekben jelenlévő potenciálokat az egyes elemekre meghatározott közelítő polinomok segítségével lehetséges megadni, melyeket formafüggvényeknek neveznek. Jelen fejezetben a forma függvény értékének közelítésére próbálunk egyszerűbb függvényeket felírni. Ezt nevezzük approximációnak.

A skalár súlyfüggvény és az approximáció folyamán alkalmazott közelítő formafüggvényt a későbbiek során N a vektor súlyfüggvényét jelöli.

„A $\varphi = \varphi(\bar{r})$ reprezentatív skalár potenciálfüggvények m számú lineárisan független függvény lineáris kombinációjával közelíthetők:

$$\varphi \cong \varphi_a = \varphi_D + \sum_{i=1}^m N_i \varphi_i, \quad (5.59)$$

ahol φ_a jelöli a φ potenciál közelítését. Az $N_i = N_i(\vec{r})$ az approximáció formafüggvénye, φ_i , jelen esetben az ismeretlen együtthatókat jelöli.” [22] Dirichlet-féle peremfeltételek biztosítására szolgál,

$$\varphi_D = g, \text{ a } \Gamma_D \text{ peremen,} \quad (5.60)$$

ahol g egy előre meghatározott érték. Ezek hatására teljesülnie kell annak a feltételnek, hogy Γ_D peremen a második összeg összes tagja zérus legyen, vagyis

$$N_i = 0, \text{ a } \Gamma_D \text{ peremen } (\forall i, i = 1, \dots, n). \quad (5.61)$$

5.5.2.4 Súlyozott maradék elv

A súlyozott maradék elven belül mi a Galjorkin-technikával, azon belül pedig a végeselem-módszerrel foglalkozunk a munkánk során. („A módszert Borisz Grigorjevics Galjorkin [21] publikálta 1915-ben, a Galjorkin-módszer a súlyozott maradékok hibaelven alapul.”) A végeselem-módszer (VEM, avagy, Finite Element Method, FEM) manapság a leggyakrabban és legjobban használható numerikus technika a parciális differenciálegyenletek közelítő eredményének meghatározására.

A súlyozott maradék elv lényegében nem törekszik sem a parciális differenciálegyenletek, sem a peremfeltétel hibátlan teljesítésére. Ennek ellenére a parciális differenciálegyenletek és a peremfeltételek maradékának egy valamiféle szabadon választott súlyfüggvénnyel vett belső szorzatát egyenlővé teszi a zérussal. Ennek a súlyozott maradéknak az eredménye szolgáltatja a hiba egyik lehetséges megoldását. Direkt alakot eredményez a belső szorzatban jelenlevő integrál változatlan formában való alkalmazása. Abban az esetben, ha a szorzatfüggvényre vonatkozó integrálási tézis kerül használatra, akkor a gyenge alakot kapjuk eredményül.

5.5.2.5 VEM szimuláció

A végeselem-módszer [21,22] egy numerikus technika parciális differenciálegyenletek közelítő megoldása. A lényege az, hogy a felvetődő probléma geometriáját alapul véve létrehozunk több egyszerű geometriájú elemet, melynek felhasználásával diszkretizáljuk és emellett egyszerű egyenletek felírásával megoldjuk a problémát. Munkánk során a COMSOL Multiphysics [23,24] szoftvert használtuk, mely tökéletesen alkalmas a gyenge alakkal leírt problémák leírására.

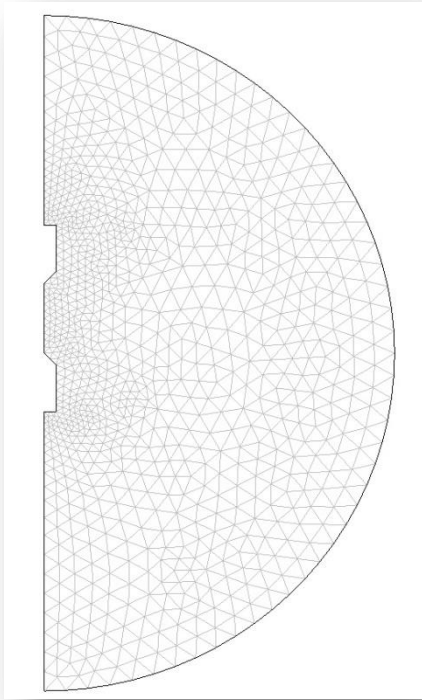
A felső feladat a megfelelő modell létrehozása, ami egyrészt az analizált geometria CAD-rendszerben (Computer Aided Design, CAD, azaz számítógépes tervezés) való leképezéséből történik, másrészt a hozzá illő fizikai képből elindulva, a kiszámítandó parciális differenciálegyenletek és peremfeltételek felírásából. A soron következő lépésben ki kell dolgozni a diszkretizálás eredményeként kapott megoldandó egyenleteket, melyeket a súlyozott maradék elméletének megfelelően lineáris vagy nem lineáris algebrai egyenletek.

Az előfeldolgozási egységben a feladat a különböző anyagi jellemzők és a gerjesztés egzakt definiálása, továbbá a geometria végeselemes ráccsal megvalósuló diszkretizálása. A végeselem egy egyszerű alakzatot takar, például két dimenzióban háromszög vagy négyszög a legelterjedtebb formák egyike, melyek a geometriai szabályokkal egyszerűen felbonthatók. Az így létrejövő háló határozza meg a megoldandó egyenletrendszert, mivel a háló csomópontjaiban vagy a háló mentén helyezkednek el az ismeretlen potenciálok közelítésére alkalmazott polinomok együtthatói. A felsoroltak közül az első esetben csomóponti, vagy másik esetben vektoriális vagy élelemes közelítésről beszélünk. Végezetül a súlyozott maradék elv gyenge alakjára hagyatkozva egyetlen végeselemre felírható a lokális egyenletek (elemegyenlet) alapján.

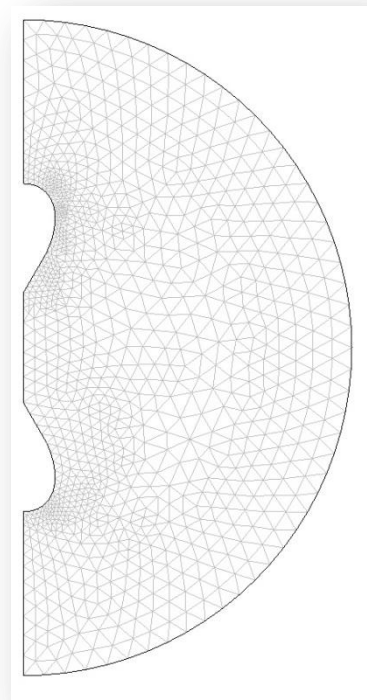
Az irodalomkutatás során fellelt információk alapján berajzoltuk a könnyen megvalósítható, illetve az ideális alakú elektróda alakját és paramétereit. Felosztottuk a körülötte levő dielektrikumot háromszög alapú tartományokra, majd lefutattuk a szimulációt. A szimuláció során két esetet vizsgáltunk meg.

- csúcsban végződő hengeres elektróda – könnyen előállítható,
- csúcsban végződő „csepp” alakú elektróda – közel ideális alakú, fölösleges élektől mentes alakzat.

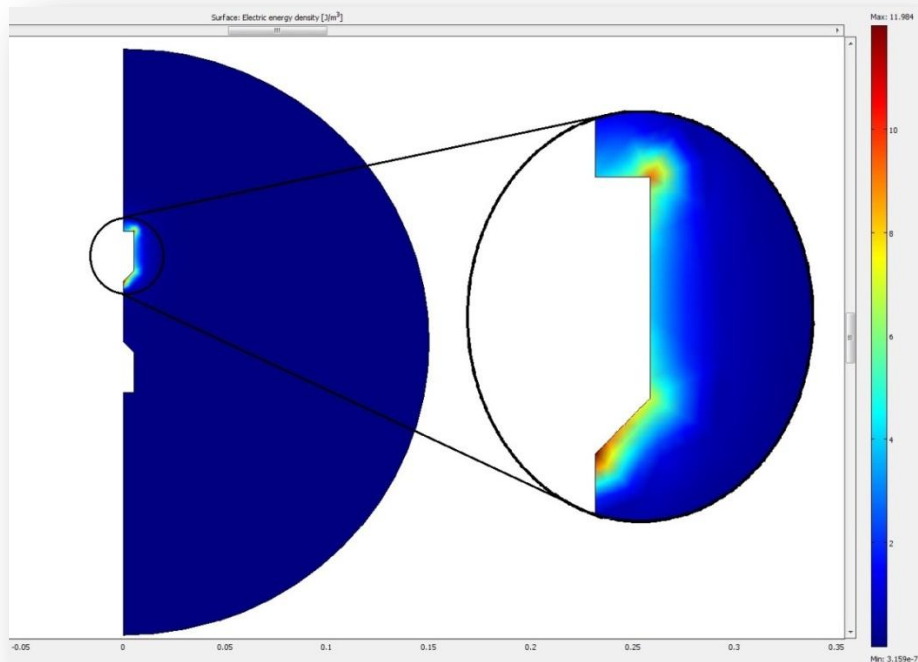
A potenciálok kiszámítása után meg tudtuk határozni a számunkra ideális elektróda alakját. Fény derült arra, hogy a csúcsban végződő „csepp” alakú elektróda számunkra a megfelelő.



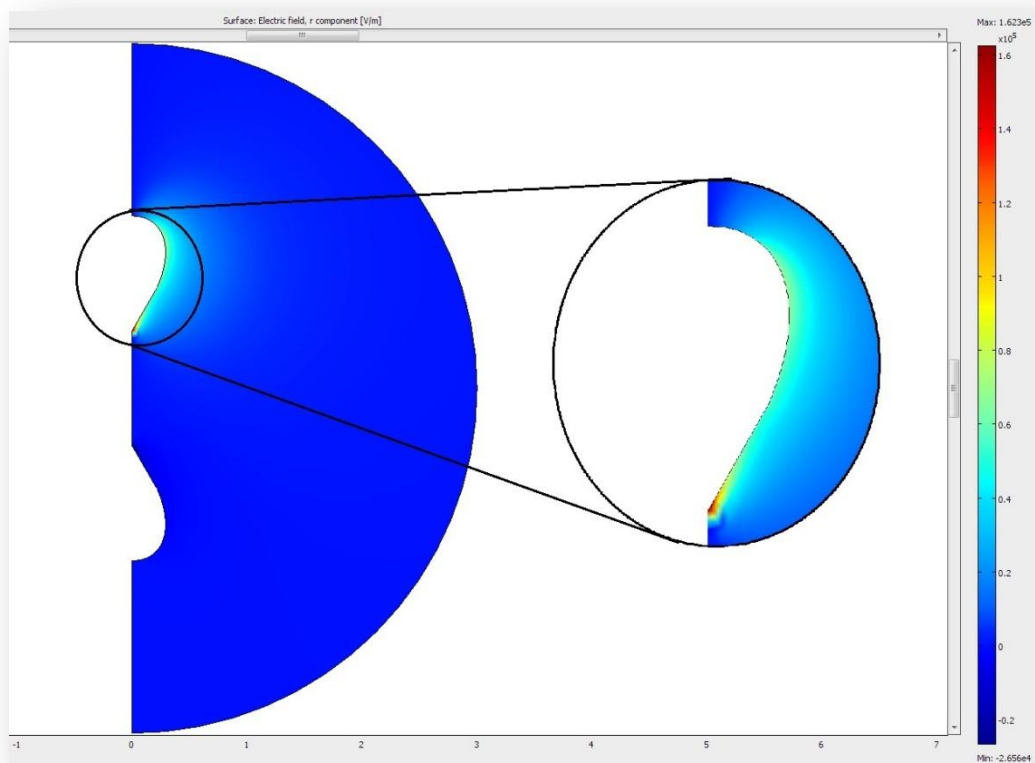
5.20 ábra Csúcsban végződő
hengeres elektróda tartományának
felosztása tetszőleges háromszögekre



5.21. ábra Csúcsban végződő
„csepp” alakú elektróda tartományának
felosztása tetszőleges háromszögekre



5.22. ábra Csúcsban végződő hengeres elektróda által létrehozott elektromos
térerősség



5.23. ábra Csúcsban végződő „csepp” alakú elektróda által létrehozott elektrosztatikus térerősség

6. EMC

Az elektromágneses összeférhetőséget [25] EMC-nek (ElectroMagnetic Combpatibility) nevezzük. Az EMC alatt értjük azt a műszaki tudományt, illetve jogi szabályozást, amely azzal foglalkozik, hogy a villamos rendszerek és készülékek hogyan képesek a hibátlan működésre egymás zavaró elektromágneses környezetében, illetve hogyan lehet biztosítani, hogy egymásra a legkisebb zavarással hassanak.

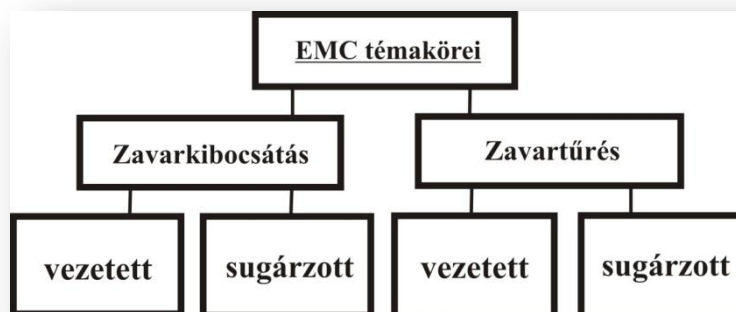
A Nemzetközi Elektrotechnikai Bizottság (IEC, International Electrotechnical Commission) határozta meg az EMC fogalmát [MSZ IEC 50 (161-01-07)] szabványrendelet alapján, ami úgy szól, hogy: „Valamely berendezésnek vagy rendszernek az a képessége, hogy a saját elektromágneses környezetében kielégítően működik, anélkül, hogy környezetében bármi számára elviselhetetlen elektromágneses zavarást idézne elő.”

6.1. Az EMC típusai

Az EMC-nek a célja [25] az, hogy a berendezés végleges alkalmazása során létrejövő zavarási környezetet vizsgálja és szabályozza. Az EMC témának a felosztását a 6.1. ábrán láthatjuk, melyből látszik, hogy a zavarkibocsátás és a zavartűrés lehet vezetett és sugárzott zavar is.

Két fő típusa van az EMC-nek:

- I: Zavartűrés (immunity)
- E: Zavarkibocsátás (emission)



6.1. ábra Az EMC témakörei [6.1.]

6.2. Az EMC problémakör összetevői

A zavarás [25] forrását nézve lehet belső zavarás, amikor a rendszer önmagát zavarja és lehet külső, amikor más környező berendezések, tárgyak vagy természeti hatások okozzák zavarást.

A zavar terjedésének módjai:

- vezetett (kis- és nagy frekvenciás),
- kibocsátott (kisfrekvenciás),
- sugárzott (nagyfrekvenciás),
- egyéb (közvetlen villámcsapás).

6.3. Zavarforrások

A zavarforrások [25] olyan elektromágneses jeleket sugároznak ki, melyek zavarhatják az elektromos készülékeket, berendezéseket. Lehetnek természetes és mesterséges eredetűek.

- Természetes zavarforrás: légköri jelenségek, napkitörések, kozmikus események, stb.
- Mesterséges zavarforrás: elektromos készülék üzemszerű működése, vagy meghibásodása során keletkező és a környezetbe kijutó sugárzás.

6.4. Elektromágneses kompatibilitás mérése

A Nemzeti Média és Hírközlési Hatóság mérőlaboratóriumának labormérnökei felajánlották a hangrendszerünk díjmentes vizsgálatát sugárzott és vezetett zavar megismerése érdekében. A mérés menetét, a vizsgálati szabványokat és a mérési eredményeket az alábbi alfejezetekben részletesen ismertetjük. A vizsgálat a „Rádióműsor- és televízióműsor-vevőkészülékek és a kapcsolódó készülékek Rádiózavar- és Rádiófrekvenciás- jellemzők MSZ EN 55013:2001 szabvány szerinti vizsgálattal” történt.

A zavart az elektromos berendezéseknél azért kell megvizsgálni, hogy megtudjuk, az adott berendezés a külső hatásoknak képes-e ellenállni. Abban az esetben, ha meghibásodás nélkül képes elviselni a zavart a berendezés, szükséges tudni, hogy nem okoz-e a zavar változást a működésében, például zúgást, zajt, hibaarány-növekedést, jeltévesztést. Ha azonban a készülék meghibásodik, akkor

azt kell megállapítani, hogy milyen mértékű a meghibásodás, vagyis milyen a berendezés veszélyeztetési mértéke.

6.4.1. A vizsgálat során használt mérőeszközök

A vizsgálatokat, a következőekben felsorolt, kalibrált mérőeszközökkel végeztük el, az NMHH mérőlaboratóriumának labormérnökei segítségével:

- mérővevő. R & S gyártmányú, ESH 3, vagy ESU 8 típusú,
- mérővevő. R & S gyártmányú, ESCS 30, vagy ESIB7, vagy ESU 26 típusú,
- antenna. EMCO gyártmányú, 3142 típusú,
- impulzus határoló. R & S gyártmányú, ESH 3-Z2 típusú. Az ESH-3 mérővevő kiegészítő egysége.

A mérőeszközökön kívül az alábbi kalibrált segédberendezéseket használjuk:

- műhálózat. R & S gyártmányú, ESH 2-Z5 típusú,
- csatolóhálózat. R & S gyártmányú, ENY22 típusú,
- reflexiómentes mérőszoba. T-Network Kft. gyártmányú,
- kettős táphíd. NOVOFON gyártmányú, KTH-003 típusú,
- ismert csillapítású koaxiális kábelek az antennák, vagy a műhálózat, vagy a csatolóhálózat csatlakoztatásához a mérővevőre,

A vizsgálat során alkalmazott egyéb segédberendezések:

- forgatóasztal. EMCO gyártmányú, 2088-1.53 típusú. 2090 típusú vezérlőegységgel,
- antenna állvány. MINI MAST gyártmányú, 2075-2 típusú,
- vezérlőegység, EMCO gyártmányú, 2090 típusú.

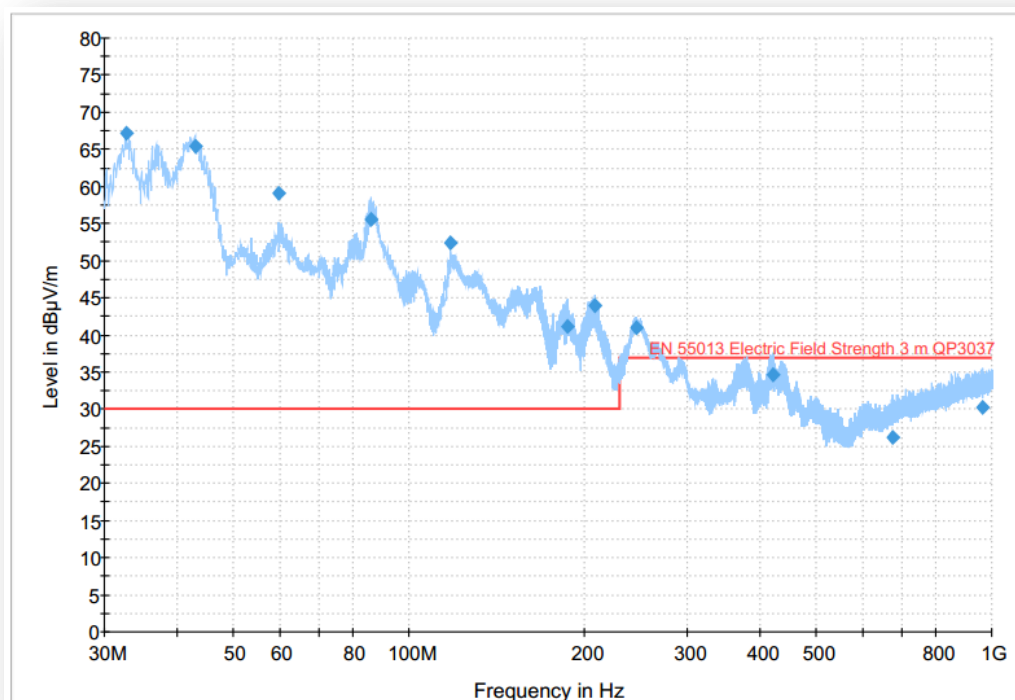
6.4.2. Sugárzott zavar mérése

Az mérések során 1 m-es antennamagassággal, vízszintes polarizációval és a plazma hangszóró, avagy a mérési jegyzőkönyv szóhasználatát követve az Equipment Under Test – EUT előlapját az antenna felé fordítva csúcsértékmérést végzünk az előre meghatározott frekvenciatartományban. Felosztottuk a vizsgált tartományt 10 egyenlő részre, s minden részben megvizsgáltuk az adott tartományon belüli maximális zavarjelszintet, mind az antenna vízszintes mind pedig függőleges polarizációjában. A mérés közben az antenna magasságát 1-4 m között állítottuk, a hangszórót pedig körbeforgattuk, s így mért értékek maximumát tároltuk el úgy, hogy a mérést a mérővevő kvázicsúcsdetektoros

beállításában végeztük el. Az eredmények a két különböző polarizációs állapotú antennával, generátor és modulátor üzemmódban végzett mérés esetére a 6.2.-es és a 6.3.-as ábrákon tekinthetők meg. Kék vonallal az eszközünk maximális kibocsátott zavara látható, piros vonallal a szabvány szerinti határérték. A kék ♦ ábrázolja, hogy mindkét polarizációs állapotú antennával végzett mérés esetén 300 MHz alatt a zavarkibocsátásunk jóval meghaladja a határértéket.

Frequency (MHz)	QuasiPeak (dB μ V/m)	Height (cm)	Polari-zation	Azimuth (deg)	Corr. (dB)	Margin (dB)
32.70	67.2	250.0	H	242.0	18.5	-37.2
42.90	65.4	100.0	V	34.0	13.0	-35.4
59.76	59.1	315.0	H	270.0	9.4	-29.1
85.98	55.5	350.0	H	186.0	9.6	-25.5
118.08	52.4	169.0	H	230.0	9.2	-22.4
187.14	41.2	144.0	H	167.0	12.3	-11.2
208.86	44.0	119.0	H	284.0	12.6	-14.0
245.34	40.9	100.0	H	197.0	14.6	-3.9
420.78	34.7	125.0	V	163.0	19.0	2.3
676.20	26.2	100.0	V	23.0	24.9	10.8
962.88	30.2	119.0	H	315.0	28.5	6.8

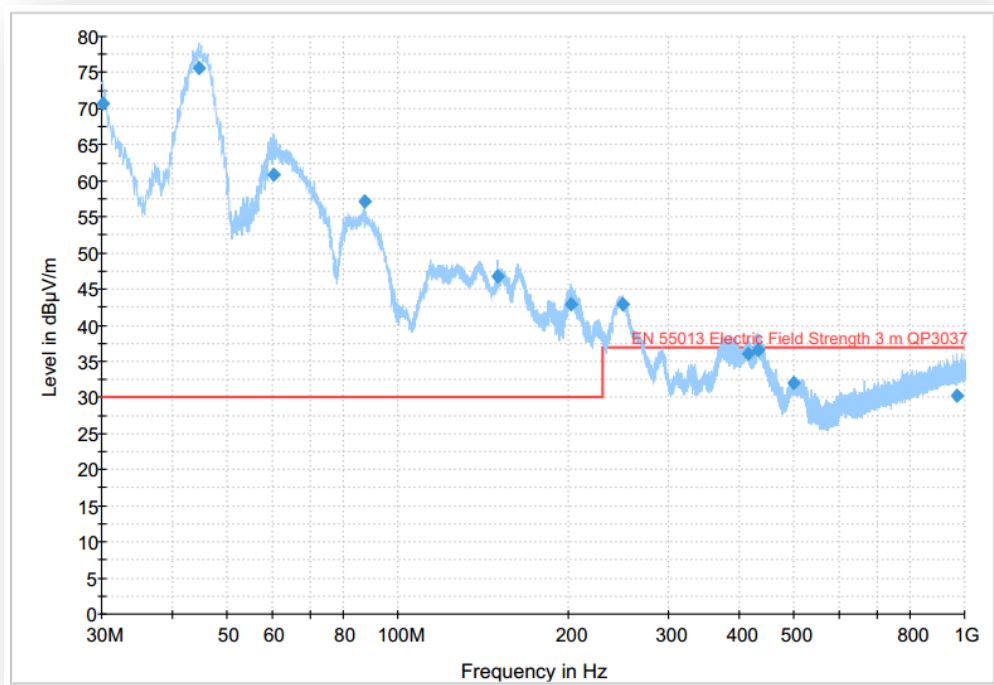
3. táblázat Sugárzott zavar mérése moduláció nélkül



6.2. ábra Sugárzott zavar mérése moduláció nélkül

Frequency (MHz)	QuasiPeak (dB μ V/m)	Height (cm)	Polarization	Azimuth (deg)	Corr. (dB)	Margin (dB)
30.18	70.6	170.0	V	60.0	19.9	-40.6
44.46	75.6	100.0	V	241.0	12.6	-45.6
60.36	60.8	100.0	V	186.0	9.2	-30.8
87.48	57.2	350.0	H	274.0	9.8	-27.2
149.64	46.9	129.0	H	245.0	10.7	-16.9
201.96	42.9	141.0	H	177.0	12.4	-12.9
248.94	42.9	100.0	H	173.0	14.6	-5.9
415.56	36.0	100.0	V	197.0	18.9	1.0
431.94	36.6	100.0	V	182.0	19.3	0.4
499.50	32.0	150.0	H	167.0	21.2	5.0
967.14	30.2	340.0	V	-33.0	28.5	6.8

4. táblázat Sugárzott zavar mérése 1 kHz-es modulációval



6.3. ábra Sugárzott zavar mérése 1 kHz-es modulációval

6.4.3. Vezetett zavar mérése

A plazma hangszóró a hálózati kábel segítségével a műhálózaton (AMN) át kapcsoltuk az elektromos energiahálózatra. A műhálózat a hangszórótól 80 cm távolságra lett elhelyezve. A tápkábelen vezetett zavart mértük a fázisvezeték és a földvezeték között, illetve a nulla vezeték és a vonatkoztatási földvezeték között. A mérés során a vizsgálandó frekvenciasávot, a sugárzott vizsgálathoz hasonlóan 10 egyenlő szakaszra osztottuk. Az adott szakaszon belül először csúcsmérést

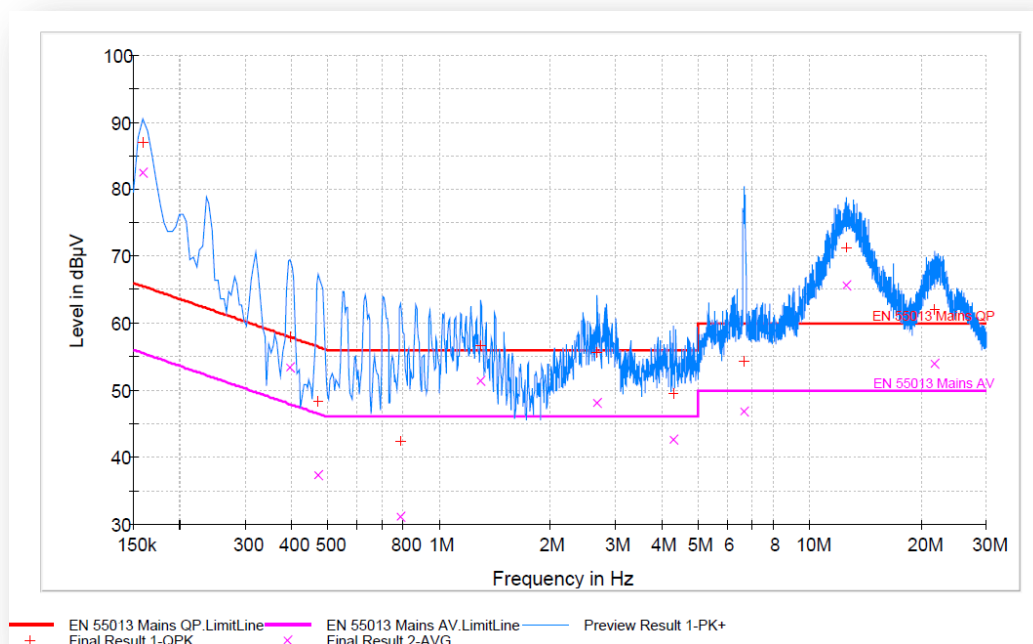
végeztünk 10 kHz-es lépésközzel. Ezek után a megmért szakaszon megkerestük azt a frekvenciát, ahol a csúcserő a legnagyobb és legmesszebb van a határértéktől. Meghatároztuk a zavar pontos frekvenciáját, csúcs-, és átlagszintjét. Az eredményeket a 6.4.-es és 6.5.-ös ábrákon és az 5-ös, 6-os, 7-es, 8-as táblázatokban foglaltuk össze. A folytonos lila, illetve piros vonalak mutatják a szabvány szerinti határértékeket, „kvázicsúcs”, illetve „átlag” mérési üzemmódra. A kék folytonos vonal az előzetes kvázicsúcs üzemmódú mérés eredménye. A piros + és a lila × jelek az adott szakaszok legnagyobb zavarainak a pontos frekvenciáján a csúcserőket és az átlagértéket jelölik. Látható, hogy az optikai leválasztásunk és a gondos transzformátortervezés ellenére is több helyen átlépi a zavar a megengedett határértéket.

Frequency (MHz)	QuasiPeak (dBμV)	Line	Margin (dB)	Limit (dBμV)
0.159000	87.0	L1	-21.5	65.5
0.397500	58.0	L1	-0.1	57.9
0.474000	48.2	N	8.2	56.4
0.789000	42.4	N	13.6	56.0
1.297500	56.7	N	-0.7	56.0
2.679000	55.5	N	0.5	56.0
4.290000	49.5	L1	6.5	56.0
6.652500	54.3	N	5.7	60.0
12.538500	71.3	N	-11.3	60.0
21.696000	61.9	L1	-1.9	60.0

5. táblázat Vezetett zavar mérése moduláció nélkül

Frequency (MHz)	Average (dBμV)	Line	Margin (dB)	Limit (dBμV)
0.159000	82.4	L1	-26.9	55.5
0.397500	53.3	L1	-5.4	47.9
0.474000	37.3	L1	9.1	46.4
0.789000	31.0	N	15.0	46.0
1.297500	51.4	N	-5.4	46.0
2.679000	48.1	N	-2.1	46.0
4.290000	42.6	L1	3.4	46.0
6.652500	46.8	N	3.2	50.0
12.538500	65.6	N	-15.6	50.0
21.696000	54.0	L1	-4.0	50.0

6. táblázat Vezetett zavar mérése moduláció nélkül



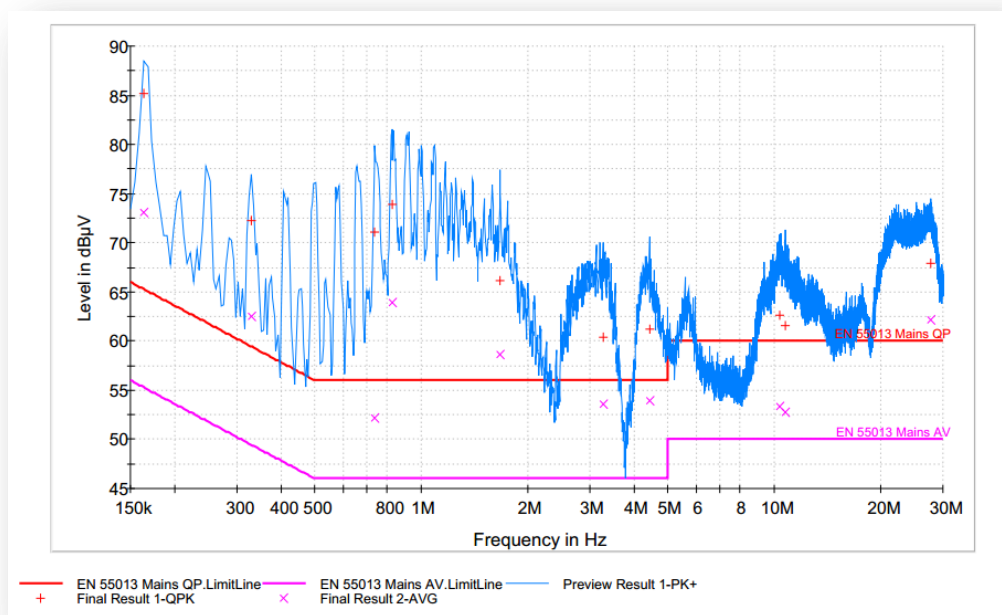
6.4. ábra Vezetett zavar mérése moduláció nélkül

Frequency (MHz)	QuasiPeak (dBμV)	Line	Margin (dB)	Limit (dBμV)
0.163500	85.2	L1	-19.9	65.3
0.330000	72.3	N	-12.9	59.5
0.735000	71.1	N	-15.1	56.0
0.825000	73.9	N	-17.9	56.0
1.671000	66.2	N	-10.2	56.0
3.264000	60.4	N	-4.4	56.0
4.425000	61.2	L1	-5.2	56.0
10.369500	62.6	L1	-2.6	60.0
10.711500	61.5	N	-1.5	60.0
27.789000	67.9	L1	-7.9	60.0

6. táblázat Vezetett zavar mérése 1 kHz-es modulációval

Frequency (MHz)	Average (dBμV)	Line	Margin (dB)	Limit (dBμV)
0.163500	73.1	L1	-17.8	55.3
0.330000	62.5	N	-13.1	49.5
0.735000	52.2	N	-6.2	46.0
0.825000	63.9	N	-17.9	46.0
1.671000	58.6	N	-12.6	46.0
3.264000	53.6	N	-7.6	46.0
4.425000	53.9	N	-7.9	46.0
10.369500	53.4	L1	-3.4	50.0
10.711500	52.8	N	-2.8	50.0
27.789000	62.2	L1	-12.2	50.0

7. táblázat Vezetett zavar mérése 1 kHz-es modulációval



6.5. ábra Vezetett zavar mérése 1 kHz-es modulációval

6.4.4. A mérés kiértékelése

A mérési eredményekből látszik, hogy a szabványoknak nem felelt meg jelen állapotában a hangrendszerünk. Az eddigi tervezés majd a megvalósítás során nem a zavarok (vezetett és sugárzott) kiküszöbölése volt a fő szempontunk, pusztán egy működőképes modell megtervezése és megvalósítása volt eddig a célunk.

Ezekből az eredményekből következik, hogy még számos megoldásra váró probléma felvetődik a hangrendszerrel kapcsolatban (árnyékolási és hálózati zavorszűrési), melyeknek megoldását a jövőben tervezzük.

7. Konklúzió, jövőbeli tervek

A feladat során sikerült egy olyan audio eszközt megterveznünk, és a tervek alapján megépítenünk, mely stabil működés mellett igen szép látványeleme lehet a felhasználójának. Mint, ahogy az irodalomkutatás során kiderült, Amerikában ma is értékesítenek hasonló hangszórókat azok számára, akik HIFI feletti minőségben akarják élvezni a zenét és fontos számukra a látványos megjelenés.

Jelen formájában a megvalósított plazma hangszóró gyakorlati felhasználásra még nem teljesen tökéletes a következők miatt:

- a szikraközre veszélyes nagyságú feszültséget kell rávezetni a plazma létrehozásához,
- a hangfrekvenciás terjedelem közel sem fedi le a hallható tartományt (20 Hz-20 kHz),
- jelentős a szélessávú zavarsugárzása.

Ezen hiányosságok megléte mellett is úgy gondoljuk, hogy maga a készülék, az elv demonstrálásához megfelel, és továbbfejlesztésre is alkalmas.

Számunkra a feladat nagyon érdekes volt, mivel a plazma hangszóró gyakorlati megvalósítása során nagyon sok tapasztalatot szereztünk a műszaki problémák megoldása során, és az elméleti háttér áttekintése folyamán rengeteg új tudást sajátítottunk el.

A jövőbeni terveink között szerepel a konstrukció tökéletesítése, az alapsávi audió zavar teljes kiküszöbölése, valamint a sugárzott és vezetett zavar megszüntetése. Terveink között szerepel a csúcselektrodák tökéletesítése, az elektróda körül kialakuló koronakisülések folyamán keletkezett veszteségek csökkentése érdekében. Emellett a csúcselektrodák tartó konzoljának lecserélése szigetelő anyagra (kerámia) az előbb említett veszteség csökkentésének érdekében. Így a befektetett energiát a teljesítmény növelésére tudjuk fordítani. Ezen kívül a terveink között szerepel egy akusztikus tölcser tervezése közel a teljes hangfrekvenciás sáv átvitelének érdekében.

8. Köszönetnyilvánítás

Ezúton szeretnénk megköszönni konzulenseinknek, Prof. Dr. habil Kuczmann Miklós Ph.D. tanár úrnak, Dr. Nagy Szilvia tanárnőnek és Szűcs Attilának, az elmúlt hónapokban nyújtott folyamatos segítséget, tanácsokat, építő kritikákat és útmutató tanácsokat, amelyek nélkül ez a dolgozat nem készült volna el. Hasonló köszönettel tartozunk tanárainknak, Dr. Borbély Gábor, Dr. Puklus Zolán, Vári Péter tanár uraknak, tanulmányainkban nyújtott önzetlen segítségükért, tanácsaikért.

Ezen kívül szeretnénk köszönetet mondani a Nemzeti Média és Hírközlési Hatóság (NMHH) dolgozóinak az önzetlen segítségnyújtásért és a mérések elvégzésében nyújtott segítségért, nem utolsósorban szeretnénk köszönetet mondani szüleinknek és barátnőinknek a támogatásért és megértésért.

9. Irodalomjegyzék

- [1] A varázslótanonc (online: http://www.port.hu/a_varazslotanonc_the_sorcerer_s_apprentice/pls/fi/films.film_page?i_film_id=108185, utolsó látogatás: 2012. október 18).
- [2] Roger Russell's Page (online: <http://www.roger-russell.com/ionovac/ionovac.htm>, utolsó látogatás: 2012, október 18).
- [3] The Plasma speaker (online: <http://www.plasmatweeter.de>, utolsó látogatás: 2012, október 18).
- [4] Acapella (online: http://www.acapella.de/en/hornspeakers/ionic_tweeter.php, utolsó látogatás: 2012, október 18).
- [5] Györök G. Kísérleti magashang-sugárzó. *Rádiótechnika*, 2000. július, pp. 333-335.
- [6] Györök G. Kísérleti plazma hangszóró, *Gépgyártástechnológia*, 1999. október 10, pp. 170-175.
- [7] www.tina.com
- [8] Wersényi Gy. *Telekommunikáció*, Szécheni István Egyetem, Győr, 2010.
- [9] Peter A. Sturrock: *Plasma Physics: An Introduction to the Theory of Astrophysical, Geophysical & Laboratory Plasmas*. Cambridge University, 1994. ISBN 0-521-44810-7
- [10] D. A. Gurnett, A. Bhattacharjee: *Introduction to Plasma Physics: With Space and Laboratory Applications*. Cambridge, UK: Cambridge University, 2005. ISBN 0-521-36483-3
- [11] Langmuir: *Oscillations in ionized gases*. Proc. Nat. Acad. Sci. U.S. 14 (8): 628, 1928.
- [12] R. O. Dendy: *Plasma Dynamics*. Oxford University Press, 1990. ISBN 0-19-852041-7.
- [13] Jean-Pierre Boeuf, Bhaskar Chaudhury, and Guo Qiang Zhu: *Theory and Modeling of Self-Organization and Propagation of Filamentary Plasma Arrays in Microwave Breakdown at Atmospheric Pressure*. Phys. Rev. Lett. 104 (1): 015002, 2010.
- [14] Juhász G., Nagy I. *Informatika és Ipari Elektronika*, Műszaki könyvkiadó, Budapest, 1997, ISBN: 963-16-1311-9.
- [15] TL 494, (online: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>, utolsó látogatás: 2012. október 28.).
- [16] HCPL 3120 (online: http://www.100y.com.tw/pdf_file/HCPL-3120.PDF, utolsó látogatás: 2012. október 28.).
- [17] Puklus Z., *Teljesítményelektronika*, Szécheni István Egyetem, Győr, 2007
- [18] Gergely I., *Elektrotechnika*, General Press kiadó, Budapest, 2004, ISBN: 963-9076-33-3.
- [19] Farkas G., Processzorhűtők méretezése, *Híradástechnika*, február 2011, pp. 39-42.

- [20] An introduction to Heatsinks and Cooling, (online: <http://homepages.which.net/~paul.hills/Heatsinks/HeatsinksBody.html>, utolsó látogatás: 2012. november 05.)
- [21] Bojtár I., Gáspár Zs., *A véges elem-módszer matematikai alapjai*, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Budapest, 2009.
- [22] Kuczmann M., Ivanyi A., *The Finite Element Method in Magnethics*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 2008.
- [23] www.comsol.com
- [24] COMSOL. *COMSOL Multiphysics User's Guide*. COMSOL AB, 2007.
- [25] Nemes L., Németh J., Az EMC-vel foglalkozó szervezetek szabvány- és előírás-rendszerei, vizsgálati módszerei, *Elektrotechnika*, pp. 261-262, május 1995.

10. Képjegyzék

- [2.1.] Roger Russell's Page (online: <http://www.roger-russell.com/ionovac/ionovac.htm>, utolsó látogatás: 2012, október 18).
- [2.2.] Acapella (online: http://www.acapella.de/en/hornspeakers/ionic_tweeter.php, utolsó látogatás: 2012, október 18).
- [3.1.] Wersényi Gy. *Telekommunikáció*, Szécheni István Egyetem, Győr, 2010.
- [3.2.] Györök G. Kísérleti plazma hangszóró, *Gépgyártástechnológia*, 1999. október 10, pp. 170-175.
- [4.1.] Mobilis, Győr, 2012.
- [4.2.] Magyar tudományos akadémia, (online: http://mta.hu/mta_hirei/magyar-kutatok-is-reszt-vesznek-az-uj-franciaorszagi-fuzios-reaktor-epiteseben-129053, utolsó látogatás: 2012. november 10.).
- [4.3.] köpönyeg.hu (online: <http://köpönyeg.hu>, utolsó látogatás: 2012. november 7.).
- [4.4.] Fizipédia, (online: http://fizipedia.phy.bme.hu/index.php/Elektromos_cs%C3%BACshat%C3%A1s_I, utolsó látogatás: 2012. november 2.).
- [4.5.] Wikipédia, Tesla-tekercs, (online: <http://hu.wikipedia.org/wiki/Tesla-tekercs>, utolsó látogatás: 2012. november 2.).
- [5.1.] Juhász G., Nagy I. *Informatika és Ipari Elektronika*, Műszaki könyvkiadó, Budapest, 1997, ISBN: 963-16-1311-9.
- [5.2.] Puklus Z., *Teljesítményelektronika*, Szécheni István Egyetem, Győr, 2007
- [5.3.] Gergely I., *Elektrotechnika*, General Press kiadó, Budapest, 2004, ISBN: 963-9076-33-3.
- [5.4.] NESS ENGINEERING TECHNICAL DATA TOROID FORMULAS (online: <http://www.nessengr.com/techdata/toroid/toroid.html>, utolsó látogatás: 2012. november 2.).
- [5.5.] Ipon, (online: http://ipon.hu/hir/cooler_master_excalibur_kulonleges_ventilator/9877, 2012. november 2.).
- [5.6.] An introduction to Heatsinks and Cooling, (online: <http://homepages.which.net/~paul.hills/Heatsinks/HeatsinksBody.html>, utolsó látogatás: 2012. november 05.)
- [5.7.] An introduction to Heatsinks and Cooling, (online: <http://homepages.which.net/~paul.hills/Heatsinks/HeatsinksBody.html>, utolsó látogatás: 2012. november 05.)
- [6.1.] Nemes L., Németh J., Az EMC-vel foglalkozó szervezetek szabvány- és előírás-rendszerei, vizsgálati módszerei, *Elektrotechnika*, pp. 261-262, május 1995.