Új metaheurisztikus optimalizációs eljárások és sugárzott emisszió szimulációs technikák fejlesztése

Írta:

FRIEDL GERGELY
Okleveles Villamosmérnök

Témavezető:
PROF. DR. KUCZMANN MIKLÓS, D.SC.
Egyetemi tanár
Széchenyi István Egyetem, Teljesítményelektronika és Villamos Hajtások Tanszék

PH.D. DOKTORI ÉRTEKEZÉS

SZÉCHENYI ISTVÁN EGYETEM
INFRASTRUKTÚRÁLIS RENDSZEREK MODELLEZÉSE ÉS FEJLESZTÉSE
MULTIDISZCIPLINÁRIS MŰSZAKI TUDOMÁNYI DOKTORI ISKOLA
Győr
2022

Köszönetnyilvánítás

Első köszönet örökös konzulensemet és témavezetőmet, Prof. Kuczmann Miklóst illeti, aki még BSc tanulmányaim során meglátta bennem az érdeklődést (és talán a potenciált is) az elektrodinamika iránt, ezzel elindítva egy olyan tudományterület művelésére, mely a mai napig meghatározza az akadémiai és ipari karrieremet. További köszönet illeti meg a már nem létező Elektromágneses Terek Laboratórium egykori személyzetét, hiszen nap-mint-nap egymást segítettük elméleti és gyakorlati kérdésekben. Köszönöm mindenkori kollégáimnak és munkahelyi vezetőimnek, hogy mindig és mindenhol nem pusztán megtűrt, hanem támogatott is volt törekvésem a kutatások folytatására, s disszertációm elkészítésére.

Végül, de természetesen nem utolsó sorban köszönetemet szeretném kifejezni családom felé a folyamatos támogatásukért és türelmükért, hiszen végső soron a velük töltött időből vesz el egy tudományterületen végzett kutatás és a létrejött eredmények publikálása.

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés ... 1
2. Metaheurisztikus optimalizáció ... 3
2.1. Metaheurisztika általánosan ... 4
2.2. Optimalizációelmélet ... 5
2.2.1. Alapfogalmak ... 5
2.2.2. Optimalizációs módszerek ... 9
2.2.2.1. Lokális kereső módszerek ... 9
2.2.2.2. Globális kereső módszerek ... 12
2.3. Optimalizációs feladatok ... 16
2.3.1. Klasszifikációs lehetőségek ... 17
2.3.1.1. Komplexitás ... 17
2.3.1.2. Értelmezési tartomány folytonosság ... 18
2.3.1.3. Célfüggvény-folytonosság ... 18
2.3.2. Nehézségek ... 19
2.3.2.1. Lokális minimumok ... 19
2.3.2.2. Szűk minimumhelyek ... 19
2.3.2.3. Gyenge gradiens ... 20
2.3.3. Tesztfüggvények ... 20
2.3.3.1. Gömbfüggvény ... 20
2.3.3.2. *Ackley*-függvény ... 22
2.3.3.3. *Rosenbrock*-függvény ... 22
2.4. Optimalizáció alkalmazása a gyakorlatban ... 23
3. Súlyozott vonzás módszere ... 25
3.1. Motiváció ... 25
3.2. A módszer bemutatása ... 26
3.2.1. Inicializálás ... 27
3.2.2. Vonzási érték számítás ... 27
3.2.3. Részecskemozgás ... 28
3.2.4. Robbantás ... 29

3.3. A módszer elhelyezése a metaheurisztikák világában ... 31
3.4. Módszer alkalmazása tesztfüggvényeken ... 32
3.5. Metaheurisztika alkalmazása mérnöki gyakorlatban ... 35
3.5.1. Optimalizációs módszerek ... 35
3.5.2. Jiles-Atherton hiszterézismodell paramétereinek meghatározása ... 37
3.5.2.1. Jiles-Atherton hiszterézismodell ... 37
3.5.2.2. Skaláris hiszterézis mérése ... 41
3.5.2.3. Hiszterézismodell paramétereinek meghatározása ... 42
3.6. Emberi látás, mint ihlet metaheurisztikára ... 45
3.6.1. Elosztás ... 47
3.6.2. Kiértékelés ... 48
3.6.3. Frissítés ... 48
3.6.4. Eredmények ... 49
4. Elektromágneses kompatibilitás ... 53
4.1. Elméleti áttekintés ... 54
4.1.1. Elektromágneses terek ... 54
4.1.2. Elektromágneses zajforrások ... 56
4.1.3. Csatolási mechanizmusok ... 58
4.1.4. Zavar detektálás ... 60
4.2. Automotív EMC ... 62
4.2.1. SAC ... 63
4.2.2. Automotív sugárzott emisszió mérési összeállítás ... 64
5. DC-DC buck konverter ... 66
5.1. Buck konverterek elmélete ... 66
5.2. EMC jellemzők ... 67
5.2.1. Kapacitív csatolás ... 68
5.2.2. Kapcsolási hurok rezonancia ... 68
5.2.3. Áramkör rajzolat rezonanciák ... 70
6. Szimulációs technikák ... 71
6.1. Elméleti összefoglaló ... 71

6.1.1. Áramköri szimuláció ... 71
6.1.2. „Full wave” szimuláció ... 71
6.1.3. Koszimuláció ... 72
6.2. Konvencionális szimulációs technikák ... 72
6.2.1. Tranziens koszimuláció ... 73
6.2.2. Mérés alapú kisjelű analízis ... 73
7. Kétlépéses kombinált kisjelű analízis ... 75
7.1. A vizsgált eszköz ... 76
7.2. A módszer bemutatása ... 77
7.2.1. A gerjesztési karakterisztika ... 77
7.2.2. Szimulációs módszertan ... 79
7.2.3. Méréstechnika ... 80
7.3. Nagyfrekvenciás sugárzott emisszió kvalitatív vizsgálata ... 81
7.4. Kisfrekvenciás sugárzott emisszió kvantitatív vizsgálata ... 85
7.4.1. A szimulációs modell ... 85
7.4.1.1. Teszt elrendezés modellezése ... 86
7.4.1.2. Kamrafal modell ... 87
7.4.1.3. A mérési elrendezés szimulációs modellje ... 90
7.4.2. Szimuláció folyamata ... 91
7.4.3. Eredmények ... 93
8. Összefoglaló ... 96
9. Tézisek összegzése ... 98
10. Irodalomjegyzék ... 100

Ábrajegyzék

1. ábra A metaheurisztikus algoritmusok osztályozása [121]. 5
2. ábra Minimum keresés a legmeredekebb lejtő módszerrel [40]. 10
3. ábra Egy pontos keresztezés [40]. 13
4. ábra Mutáció genetikus algoritmus esetén [40]. 13
5. ábra Mutáció bakteriális evolúciós algoritmus esetén [40]. 15
6. ábra Optimalizációs problémák egy lehetséges klasszifikációja [101]. 17
7. ábra 2D gömbfüggvény x = [-1, 1] y = [-1, 1] tartományon. 21
8. ábra Példa algoritmusok tesztelésére a gömbfüggvényen [104]. 22
9. ábra 2D *Ackley*-függvény ábrázolása (a) kontúrvonalakkal; (b) 3D ábrázolás 22
10. ábra 2D *Rosenbrock*-függvény: (a) ábrázolás kontúrvonalakkal; (b) 3D ábrázolás. ... 23
11. ábra Példa nemlineáris vonzási függvényre. 28
12. ábra Optimalizáció *Ackley*-függvényen, a) eset. 33
13. ábra Optimalizáció *Ackley*-függvényen, b) eset. 34
14. ábra Optimalizáció *Rosenbrock*-függvényen, a) eset. 34
15. ábra Optimalizáció *Rosenbrock*-függvényen, b) eset. 34
16. ábra Példa egy kereső részecske trajektóriájára optimalizáció során. Bal oldalon 35
17. ábra Többértékű nemlineáris kapcsolat illusztrációja [119]. 37
18. ábra Skaláris hiszterézis kapcsolat a mágneses térerősség és a mágnesezettség között [119]. 38
19. ábra A modellparaméterek hatása a létrejövő hiszterézis karakterisztikára [41]. 40
20. ábra Hiszterézis mérés elvi felépítése. 41
21. ábra Skaláris hiszterézis mérésére alkalmas LabVIEW program [43]. 41
22. ábra Kezdeti részecskeeloszlás által meghatározott hiszterézisgörbék. 43
23. ábra A paraméter optimalizáció konvergenciája. 43
24. ábra A legjobb paraméterkészlet által meghatározott hiszterézisgörbe illeszkedése a mért karakterisztikához. 44
25. ábra Optimalizációs eredmények összevetése a) esetben. (a): *Rosenbrock*-függvény; (b): *Ackley*-függvény 50
26. ábra Optimalizációs eredmények összevetése b) esetben. (a): *Rosenbrock*-függvény; (b): *Ackley*-függvény 50
27. ábra EMC fejlesztési lehetőségek és azok költsége a termékfejlesztés előrehaladtával. 54

28. ábra Galvanikus csatolás szemléltetése. ... 58
29. ábra Induktív csatolás illusztrációja. ... 59
30. ábra Kapacitív csatolás illusztrációja. ... 59
31. ábra PK, AVG és QP detektorok működési elve. ... 61
32. ábra Mérési elrendezés sugárzott emisszió vizsgálatához a 300 MHz – 1 GHz frekvenciatartományon [83]. ... 64
33. ábra Buck konverter áramkör, és a működési állapotai [37][38]. ... 67
34. ábra Kapcsolási hurok nagyfrekvenciás helyettesítőképe. ... 69
35. ábra Szemléltetés a *high-side* kapcsolóelemen mérhető kapcsolási jelalakra. ... 69
36. ábra Kapcsolási hurok rezonancia útvonalai. ... 70
37. ábra Példa koszimulációs elrendezésre. ... 72
38. ábra TPS54560 kapcsoló IC referencia PCB áramkör. ... 76
39. ábra TPS54560 kapcsoló IC referencia PCB. ... 76
40. ábra Egy tipikus kapcsolási jelalak (folytonos vonal), és annak trapéz közelítése. ... 77
41. ábra Tetszőleges trapézjel spektrumának közelítési lehetőségei. ... 78
42. ábra Gerjesztés a *high-side* kapcsoló pozíciójában. ... 79
43. ábra Gerjesztés a *freewheeling* dióda pozíciójában. ... 79
44. ábra Kapcsolóelemeken egyidejűleg mért kapocsfeszültség. ... 81
45. ábra A mért kapcsolójelek *Fourier*-sora. ... 81
46. ábra A bemutatott módszer alkalmazásának folyamata nagyfrekvenciás analízis esetén. ... 82
47. ábra A vizsgált *buck* konverter nyers emissziója két antennapolarizációval mérve. ... 83
48. ábra A szimulált áramkör felülnézete. ... 84
49. ábra Szimulált nyers emisszió két polarizációban vizsgálva. ... 84
50. ábra A reflexiómentes kamra falának rétegelt felépítése [38]. ... 88
51. ábra A ferritcsempék permeabilitásának frekvenciamenete. ... 89
52. ábra A szimulált sugárzott emissziós mérési elrendezés. A kamra fala az ábrán rejtve van. ... 91
53. ábra A szimulált topológia 3D modellje a kamramodellbe illesztve. ... 91
54. ábra A bemutatott módszer alkalmazásának folyamata kisfrekvenciás analízis esetén. ... 92
55. ábra A mért és szimulált sugárzott emisszió összevetése. ... 93

Rövidítésjegyzék

Rövidítés	Jelentés
EMC	***E**lectro**M**agnetic **C**ompatibility* – Elektromágneses kompatibilitás
dB	**d**eci**B**el
WAM	***W**eighted **A**ttraction **M**ethod* – Súlyozott vonzás módszere
EYE	***E**xplore with **Y**our **E**yesight*
GA	***G**enetic **A**lgorithm* - genetikus algoritmus
BEA	***B**acterial **E**volution **A**lgorithm* - bakteriális evolúciós algoritmus
PSO	*Particle Swarm Optimization* – részecskesereg optimalizáció
NP	***N**ondeterministic **P**olynomial time* – polinom időben nem meghatározható
CST	***C**omputer **S**imulation **T**echnology*
DC	***D**irect **C**urrent* - egyenáram
CW	***C**ontinuous **W**ave* – egyfrekvenciás jel
AM	***A**mplitude **M**odulation* - amplitúdó moduláció
FM	***F**requency **M**odulation* - frekvencia moduláció
PWM	***P**ulse **W**idth **M**odulation* – pulzus szélesség moduláció
GND	***G**rou**nd*** – földpotenciál
PK	**P**eak – csúcs(detektor)
QP	**Q**uasi-**P**eak – kvázicsúcs(detektor)
AVG	**Av**era**g**e – átlag(detektor)
RBW	***R**esolution **B**and**W**idth* – felbontási sávszélesség
CISPR	***C**omité **I**nternational **S**pécial des **P**erturbations **R**adioélectriques*
ISO	***I**nternational **O**rganization for **S**tandardization*
MIL-STD	***Mil**itary **St**andar**d***
ESD	***E**lectro**S**tatic **D**ischarge* – elektrosztatikus kisülés
SAC	***S**emi-**A**nechoic **C**hamber* – részben reflexiómentesített kamra
FAC	***F**ully-**A**nechoic **C**hamber* – teljesen reflexiómentesített kamra
IC	***I**ntegrated **C**ircuit* – integrált áramkör
PCB	***P**rinted **C**ircuit **B**oard* – nyomtatott áramkör
LISN	***L**ine **I**mpedance **S**tabilization **N**etwork* – vonalimpedancia stabilizáló hálózat

1. Bevezetés

Az új mérnöki tervezési módszerek fejlesztése, azok pontosságának és hatákonyságának növelése egy olyan kutatási terület, mely jelenleg végeláthatatlannak tűnik. Ennek oka, hogy az ipari termékfejlesztésben a profitábilitás növelése mindig az egyik legfontosabb szempont volt, s várhatóan az is marad a jövőben. A fejlesztési folyamat minél nagyobb szelete végezhető számítógépen prototípusgyártás és validáció nélkül, a fejlesztés annál rövidebb és költséghatékonyabb. Disszertációmban részben az általánosabb műszaki fejlesztési módszerekkel – nevezetesen a metaheurisztikus optimalizáció témakörével – kapcsolatos, részben pedig a szűkebb villamosménöki – virtuális elektromágneses kompatibilitás tesztelés – kutatási tevékenységemet, és eredményeimet mutatom be. Mindkét területen végzett kutatásom célja a termékfejlesztési folyamat támogatása, a különböző már meglévő technikákkal szemben bizonyítottan versenyképes alternatívák nyújtása.

A metaheurisztikus algoritmusokkal kapcsolatos kutatások – melyek ma lágyszámítás tudományterületének egyik ágát képezik – már a 70-es években megkezdődtek J.H. Holland által bemutatott genetikus algoritmus bevezetésével, s azóta számos további módszer látott napvilágot, melyeket nagy mértékben természeti jelenségek ihlettek. Segítségükkel olyan feladatokra lehet úgynevezett kvázi-optimális (elvárásoknak megfelelő, de nem abszolút legjobb) megoldást találni, melyekre nem létezik zárt alakban felírható összefüggés az optimum pont meghatározására. A metaheurisztikákkal a műszaki gyakorlatban különböző tervező szoftverek használata során lehet találkozni, azok kész funkcióként alkalmazhatók, hogy adott struktúra tetszőleges szempontú karakterisztikáján fejlesztést lehessen végrehajtani. Ezen módszereket gyakran általános optimalizációs megoldásként kezelnek, azonban a gyakorlatban az egyes technikák alkalmazhatósága függ az optimalizálni kívánt rendszert leíró célfüggvény karakterisztikájától.

Disszertációmban kísérletet teszek olyan metaheurisztikus algoritmus kifejlesztésére, mely kifejezetten mérnöki problémák optimalizálására alkalmazható. A bemutatásra kerülő módszert a gravitációs mozgás ihlette, melyet olyan – a szakirodalomban gyakran alkalmazott – célfüggvényeken tesztelem, melyek karakterisztikája hasonló a műszaki gyakorlatban előforduló optimalizálási feladatokhoz, s összevetem más széleskörben alkalmazott metaheurisztikus. A módszer hatékonyságát bemutatom a *Jiles-Atherton* hiszterézismodell paramétereinek meghatározása segítségével is, mely optimalizációs szempontból egy egzakt optimum nélküli feladat. A bemutatott módszer egy továbbfejlesztett és átdolgozott változatát

ismertetem első tézisem zárásaként, mely egy – az emberi látás által ihletett – könnyedén implementálható és testreszabható módszer.

Bár napjainkban az iparban már általánosan elterjedt, hogy a termékfejlesztés során az elektromágneses kompatibilitás is meghatározó szempont, ez azonban nem volt mindig így. Bár az elektromágneses kompatibilitás fogalma szinte azóta foglalkoztatja a tudósokat és mérnököket, amióta az elektromosság is, igazán nagy figyelmet azonban csak a 80-as évektől kapott ez a tudományág, amikor rohamtempóban kezdtek el elterjedni a különböző mobilkommunikációs eszközök. A szűrő és árnyékolástervezés mellett az EMC központú nyomtatott áramköri rajz készítés is szempont lett termékfejlesztés során. Míg a szűrőtervezés számítási igénye meglehetősen csekély, hiszen az akár papíron ceruzával is számítható, úgy egy fémes ház árnyékolási hatékonysága, vagy az áramköri rajz módosításának hatása már modern számítási módszerek alkalmazását igényli. Idővel az elektronikai eszközök méretei csökkentek, az áramköri rajzuk pedig a méretcsökkenés következményeként egyre bonyolultabbá váltak. Ennek a folyamatnak a melléktermére volt az elektromágneses kompatibilitásbeli problémák egyre gyakoribb előfordulása. A termékfejlesztésnek lépést kellett tartani a változások következményeivel, így a technológia fejlődésével például az elektromágneses kompatibilitás problémák megoldására alkalmazható eszközöket is fejlesztették. Napjainkban ez a tendencia már odáig jutott, hogy egyszerűbb eszközök esetében már virtuális tesztelésről is beszélhetünk.

Második tézisem az elektromágneses kompatibilitás szimulációjának témájában kíván egy olyan megoldást nyújtani, mely a jelenleg elérhető technikákkal szemben talán kompromisszumos, ugyanakkor gyakorlati szempontból az alkalmazhatósága sokkal széleskörűbb, elektromágneses kompatibilitás fejlesztés szempontjából jóval könnyebben alkalmazható. A pontosság, a szimulációs idő, valamint a szimuláció paraméterezhetősége egyaránt szempont egy EMC szimulációs technika alkalmazhatósága szempontból. A konvencionális technikákkal szemben a második tézis olyan módszert mutat be, mely egyszerre képes gyors megoldást nyújtani egy paraméterezhető környezetben, míg a pontossága a vizsgált frekvenciatartomány függvényeként hol kvalitatív, hol pedig kvantitatív. Bemutatom a módszer alkalmazhatóságát DC-DC konverterek 30 MHz feletti sugárzott emissziójának kvalitatív, majd 30 MHz alatti kvantitatív analízisre. A 30 MHz alatti sugárzott emisszió szimulációval kapcsolatosan a részfeladatok és azok megoldása is részletes bemutatásra kerül.

2. Metaheurisztikus optimalizáció

Metaheurisztikus optimalizáció a sztochasztikus optimalizációs módszerek egy speciális fajtája [1][2][3][4][6][22][62]. Maga a metaheurisztika megnevezés kissé félrevezető lehet, hiszen nem arról van szó, hogy heurisztikus módszert alkalmazunk arra, mely heurisztikát alkalmazzuk a célfüggvényen. Sokkal inkább úgy érdemes megfogalmazni a metaheurisztikus módszereket, mint kötetlenebb, természeti jelenségek ihlette heurisztikus módszerek gyűjtőneve.

A metaheurisztikus optimalizációk olyan problématípusokra alkalmazandók, melyek esetében tulajdonképp semmilyen előzetes információ nincs arról, milyen is lehet az optimális megoldás. Ezek a problémák „*Majd ha látom, akkor tudni fogom*” problémaként is körülírhatók, lényegtelen ugyanis, hogy milyen bemeneti paraméterkombináció adódik az optimalizáció eredményeképp, ha „látom”, mi az eredmény, „tudni fogom” az optimális-e [1].

Metaheurisztikus optimalizációs módszerek a lágyszámítási technikák családjának tagjai. A fuzzy módszerek és a neurális hálózatok mellett metaheurisztikus optimalizációs algoritmusok (egyes irodalmak a genetikus algoritmust tartják a lágyszámítási módszerek harmadik csoportjának, s ez alá sorolják a metaheurusztikákat [7], míg mások a genetikus algoritmust a metaheurisztikus módszerek egy fajtájának tekintik [8][9]). Lágyszámítási technikák alapvető tulajdonsága, hogy semmilyen problémakörre nincs egzakt válasz, a hiba egyfajta mértékkel tolerálható. Optimalizáció esetén nem fontos az abszolút optimum ismerete, elegendő egy „elég jó” – kvázi optimális – eredmény.

Villamosmérnöki gyakorlatban akár elektromágneses kompatibilitásról [47], paraméteridentifikációról [42], vagy speciális elektrodinamikai problémáról van szó, a feladat optimuma általában nem meghatározható, tehát ha ismert is egy megoldás, nem lehet egyértelműen kijelenteni, hogy az optimális, vagy szuboptimális megoldás-e. Tegyük fel, hogy egy mobil alkalmazáshoz szükséges egy többfrekvenciás antenna. Egy ilyen antenna egyszerre több frekvencián képes rezonáns viselkedést mutatni, ugyanakkor minden egyes frekvencián ideálisan illesztett a táphálózat 50 Ω-os impedanciájához [81]. A többfrekvenciás viselkedést gyakran több rezonáns ággal vagy réssel lehet megvalósítani. Bár úgy tűnhet, hogy ezen rezonáns utak külön tervezhetők és optimalizálhatók, a gyakorlatban azonban ez így nem igaz. Minden sugárzó elem hatással van a többi, közvetlen környezetében található másik sugárzó elemre. Ezen a ponton már nyilvánvaló, hogy az elméleti optimum, mely az egyes sugárzó elemekre külön érvényes volna, ezen összetett rendszerben nem optimális. Az

antennák viselkedését továbbá jelentősen befolyásolja annak környezete, ezáltal teljesen alkalmazásfüggő, hogy milyen antennastruktúra optimális, a számos környezeti hatásnak köszönhetően ez nem is becsülhető. A fenti okok miatt nem is elvárás egy antenna felé a tökéletes illesztettség. Gyakran csupán egy célszámot határoznak meg egy „elég jó” antennához, s ez a bemeneti reflexió értéke decibel-ben (dB) megadva. Amint a design teljesíti azon feltételt, hogy az antenna reflexiója a kívánt viselkedési frekvenciatartományban kisebb, mint a megadott célérték, az optimalizációs iteráció megáll, a feltételeket teljesítő design pedig mint kvázi-optimális eredmény alkalmazható.

A fenti példa csupán egy a számtalan, metaheurisztikus optimalizációt igénylő problémák közül, azonban a példán keresztül már könnyű elképzelni, miért is akkora a jelentősége olyan optimalizációs módszereknek, melyek teljesen ismeretlen problématéren is képesek optimális megoldást találni.

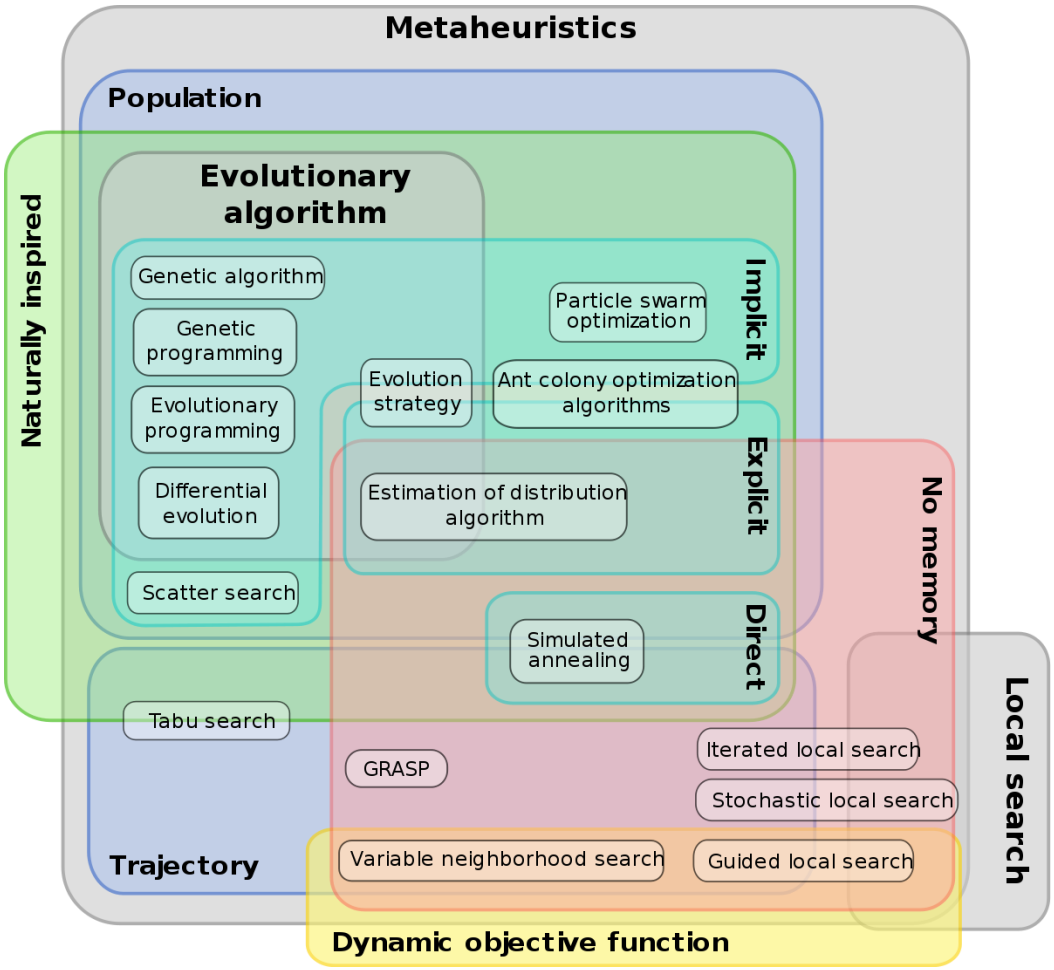
2.1. Metaheurisztika általánosan

A metaheurisztikus optimalizáció fogalma számos különböző technika ötvözeteként jött létre. Ezen technikák rendszertani besorolására ad egy példát az 1. ábra. Ez a fajta rendszerezés csupán egy példa, számos más rendszerezési szempont alapján tovább bonthatók az ábrán látható halmazmetszetek.

Amint az a lenti ábrából is kitűnik, a metaheurisztikus módszerek számos szempont szerint megkülönböztethetők, ezek közül néhány, az 1. ábra is feltüntetett rendszerezési szempont a következő:

- Inspiráció: természet ihlette a módszert, vagy más megfontolás.
- Kereső módszer: populáció, trajektória alapú vagy helyi keresés.
- Memória: az aktuális keresésre hatással van az optimalizáció előélete, vagy sem.

Az azonban közös ezekben a módszerekben, hogy az optimumkeresés dinamikáját mindig valamilyen látszólagosan sztochasztikus folyamat hajtja. Ezeket részletezve a 2.2 fejezetben mutatom be.



1. ábra A metaheurisztikus algoritmusok osztályozása [121].

2.2. Optimalizációelmélet

Ebben a fejezetben bemutatásra kerülnek általános optimalizációs mechanizmusok. Hangsúlyosan a metaheurisztikus algoritmusokra vonatkozó fogalmakról lesz szó, ugyanakkor az optimalizáció tudományterület itt tágabb értelemben kerül ismertetésre.

2.2.1. Alapfogalmak

Célfüggvény

A célfüggvény az optimalizálandó problémát reprezentálja. A célfüggvény dimenziója a problématér optimalizálni kívánt bemeneti változóinak mennyisége. Adott bemeneti paraméterekhez a célfüggvény egy valós számértéket rendel hozzá az

$$f : \boldsymbol{x} \longmapsto \mathbb{R} \tag{1}$$

összefüggés szerint, ahol f a célfüggvény maga, $\boldsymbol{x}$ vektor pedig a bemeneti paraméterkészletet jelöli. A célfüggvény önmagában azonban nem ad utalást arra, hogy egy adott érték az

optimalizáció szempontjából milyen jósággal bír, ezt a későbbiekben taglalt jósági függvény (szakirodalomban *fitness function*) adja meg.

Vannak olyan feladatok is, melyek egyszerre több célfüggvény együttes optimumát igénylik. Az ilyen problémák a többcélú (vagy *multi-objective*) problémák [7][63][64]. Több, egymástól független célfüggvény optimuma ritkán esik pontosan ugyanarra a bemeneti paraméterkészletre, s így az optimalizáció eredménye csupán kompromisszumos optimumot képes adni. Azt a megoldást, amelyre érvényesül, hogy nincs olyan megoldás, amely minden célfüggvényhez rendelt jósági függvény értéke jobb eredményt mutat, *Pareto* optimálisnak nevezzük [1][19].

Jósági függvény

A jósági függvény a célfüggvényhez rendel egy olyan számértéket, amelynek segítségével megállapítható egy adott bemeneti paraméterkészlet minősége. A legtöbb esetben a jósági függvény megegyezik a célfüggvénnyel, de könnyű találni ellenpéldát is. Tegyük fel, hogy egy antenna optimalizációja során a bemeneti paraméterek az antenna geometriai paraméterei, a számítás kimenete, tehát a célfüggvény az antenna bemeneti impedanciája. A bemeneti impedancia értékét se minimalizálni, se maximalizálni nem célravezető, mivel a tökéletes illesztettséghez általában az 50 Ω-os tisztán valós impedancia elérése a cél. A jósági függvény ebben az esetben könnyedén generálható az alábbi összefüggés szerint:

$$f_{fitness}(\boldsymbol{x}) = |f(\boldsymbol{x}) - 50|. \tag{2}$$

Az optimalizáció célja ebben az esetben $f_{fitness}$ függvény minimalizálása. Az egyszerűség kedvéért mostantól a jósági függvény $f_{fitness}$ csak f-ként jelölöm. Ez a minimalizálás formálisan a következő összefüggés szerint írható le:

$$\begin{array}{lll} \text{minimalizálni} & f(\boldsymbol{x}), & \boldsymbol{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{R}^n, \\ \text{feltételezve} & g_l(\boldsymbol{x}) \leq 0, & l = 1,2,\dots,r, \\ & h_l(\boldsymbol{x}) = 0, & l = 1,2,\dots,s. \end{array} \tag{3}$$

Itt g_l az úgynevezett egyenlőtlenségi kényszer, h_l az egyenlőségi kényszert, míg r és s az egyenlőtlenségi és egyenlőségi kényszerek számát jelöli. A fenti összefüggés egy teljesen általános leírása a minimalizálás célú optimalizációs feladatoknak. Az optimum vektor $\boldsymbol{x}^*$, mely kielégíti (1) kifejezést formálisan az alábbiak szerint fejezhető ki:

$$\boldsymbol{x}^* = \arg\min_{x} f(\boldsymbol{x}). \tag{4}$$

A maximalizálás lényegében semmiben sem tér el a minimalizálástól, így azt külön nem mutatom be.

Egyed

Az egyed az egy darab próbát jelent a célfüggvényen, az $\boldsymbol{x}$ paraméterkészlet egy konkrét behelyettesítési értéke az f függvényen. Evolúciós ihletésű algoritmusok esetében $\boldsymbol{x}$ vektorra, mint kromoszómára hivatkoznak.

Populáció / raj

A legtöbb metaheurisztikus algoritmus az optimalizációt úgynevezett populációk/rajok segítségével, és ezek interakciójával vizsgálja. Maga a populáció megnevezés a genetikus algoritmus elméletéből ered, melyet az evolúciós fejlődés jelensége ihlette [1][7][70]. A problémateret egy populáció vizsgálja. A populáció véges számú, egymástól független egyed, tehát egyidejű próba a célfüggvényen. A populáció szerepe itt véget is ér, a populáció által gyűjtött mintákat a célfüggvényen a később ismertetett technikák használják fel.

Raj (egyes esetekben seregként is nevezik) tulajdonképpen azonos a populációval. A különbség csupán annyi, hogy az újabb keresési iterációban nem külön egyedekként tekintünk a kereső próbákra, hanem a korábbi iterációk ismereteit alapul véve kerülnek új próbapozícióba. Ennek jelentősége az optimalizáció szempontjából nincs, a megnevezés pusztán jobban illeszkedik az algoritmust ihlető jelenséghez. Abban az esetben szokás a populációt raj vagy sereg jelzővel illetni, amikor a természeti jelenség, mely az algoritmust ihlette, valamilyen fizikai jelenség, s nem az evolúció elmélet. Erre példa az egyik legszélesebb körben alkalmazott módszer, a részecskesereg optimalizáció [14][15][16].

Szelekció

Főképp evolúció ihlette algoritmusok esetén lehet a szelekció fogalmával találkozni. Az új populáció létrehozásához egyes egyedek a jósági érték függvényében súlyozott valószínűséggel kiválasztásra kerülnek. A populáció szelekciója során kiválasztott egyedek vesznek részt az új populáció létrehozásában.

Keresztezés

A szelekció során kiválasztott egyedek párokba rendeződnek. Ezen párokba rendezett egyedek kromoszómái alapján egy új kromoszóma készül, az eredeti paraméterek keveréséből. A keresztezés célja, hogy a relatív jó tulajdonságokat mutató egyedek a kromoszómáikat továbbadják, és az új populáció feltételezhetően már jobb egyedekkel végezze a keresést.

Utód

Két egyed keresztezéséből létrejövő új egyed. Ezen utódok alkotják az új populációt a következő optimalizációs iterációban.

Mutáció

Az egyedet jellemző paraméterkészlet egy (vagy több) paraméterének véletlenszerű értékre történő megváltoztatása. Célja, hogy folyamatosan új paraméterértékek jelenjenek meg a

populációban, és ne csupán az eredeti paraméterkészlet értékeiből lehessen válogatni keresztezés során az utódok létrehozásához.

Véletlenszerű keresés

Lokális keresés a célfüggvényen a keresési pont környezetének ismerete nélkül. A lokális véletlenszerű keresés lényege, hogy a kiválasztott pont környezetében véletlenszerűen, de a pont közvetlen környezetéhez ragaszkodva. Ennek egyik leghatékonyabb módja a normális eloszlás alapú véletlenszerű paraméterérték választás, az úgynevezett *Box-Muller-Marsaglia* polár módszer [99], melynek pszeudokódja a következő:

Algoritmus 1. Box-Muller-Marsaglia polár módszer

1: **Procedúra** BMM(μ, σ) ►Normális eloszlású véletlenszám generálás
2: $\mu \leftarrow x_{j,i}$ ►Várható érték az kiválasztott egyed paraméterértéke
3: $\sigma \leftarrow \alpha\left(\max(\mathbf{X}_{all,i}) - \min(\mathbf{X}_{all,i})\right)$ ►Variancia formula
4: **DO**
5: $p, q \leftarrow [-1, 1]$ ►Egyenletes eloszlású véletlenszerű szám választás
6: $z \leftarrow p^2 + q^2$
7: **WHILE** $0 < z < 1$ ►Elkerülni későbbi negatív szám gyökvonását
8: $x_{j,i_1} \leftarrow \mu + p\sigma\sqrt{-2\frac{\ln z}{z}}$
9: $x_{j,i_2} \leftarrow \mu + q\sigma\sqrt{-2\frac{\ln z}{z}}$
10: **RETURN** x_{j,i_1} és x_{j,i_2} ►Visszatérés két véletlenszerű számmal
11: **Procedúra vége**

A fent részletezett algoritmusban μ a normális eloszlás várható értékét (ami keresés alapját jelentő egyed paramétere), σ a szórást, α egy szórást súlyozó paramétert, mely segítségével szűkíthető a keresési tartmány, $\mathbf{X}_{all,i}$ pedig az összes aktuális egyed paraméterkészletének *i*-edik paraméterét jelöli.

Koevolúció

Koevolúcióról olyan algoritmusok esetében lehet beszélni, melyek több, párhuzamosan létező populációval dolgoznak [72][100]. Ezen populációk evolúciója egymástól függetlenül zajlik, majd meghatározott mennyiségű független iteráció után a populációk találkoznak. Ekkor ugyanazokat a lépéseket kell végrehajtani (szelekció, kombináció stb.), mint egyébként egy, vagy több párhuzamos populáció evolúciója során. A közös iteráció után természetesen lehetőség van a populációk újraosztására, s így további koevolúciós lépések végrehajthatók.

Megbízhatósági régió

A megbízhatósági régió a célfüggvény azon tartománya, melynek viselkedése nagy pontossággal közelíthető (pl. kvadratikus approximáció segítségével). Ezen tartományon belül nem indokolt további keresés, s így a vizsgálandó tartomány szűkíthető.

Mohóság

A mohóság (*greedy algorithm*) egy optimalizációs algoritmus esetén azt jelenti, hogy a helyi optimumokat tekinti potenciális globális optimum tartománynak, és onnan mindenképpen csak a helyileg legjobb irányba halad tovább a keresés. Várhatóan sok lokális optimummal rendelkező célfüggvény esetén a mohó algoritmusok nem célravezetők.

Elitizmus

Az elitizmus lényege csupán annyi, hogy a legjobb megoldásokat az algoritmus átmenti a következő generációs populációkba, így azok tulajdonságai tovább öröklődnek. Ezzel biztosítható, hogy az algoritmus a következő iterációban legalább olyan jó eredményt mutat, mint korábbi iterációk során.

There is no free lunch

A *There is no Free Lunch* (nincs ingyen ebéd) elmélet hipotézise optimalizáció szempontjából annyit jelent, hogy tekintve minden elképzelhető célfüggvényt azok fixált keresési tartományán eredően minden optimalizációs eljárás egyformán teljesít. Ez annyit jelent, hogy nincs olyan optimalizációs eljárás, amely bármilyen probléma esetén egyformán a többi eljárásnál jobban teljesít, s ezáltal egy univerzálisan alkalmazható módszer volna. Egy lokális keresésre kiválóan használható módszer például nem célravezető egy rengeteg lokális optimummal bíró célfüggvényen, míg például egyszerűbb, analitikusan is leírható függvények esetén sokkal gyorsabb megoldás várható gradiens alapú módszerek használatával [17][18].

2.2.2. Optimalizációs módszerek

Az optimalizációs eljárások a keresési tartományt tekintve két csoportra bonthatók:

- Lokális kereső módszerek,
- Globális kereső módszerek.

Egy optimalizáció során ezen módszerek akár keverve, egymást támogatva is használhatók. Azon algoritmusok, melyek globális és lokális kereső módszerek ötvözetéből alakultak ki, memetikus algoritmusoknak nevezik [70][101].

2.2.2.1. Lokális kereső módszerek

A keresés módszerét tekintve két típust lehet megkülönböztetni a lokális optimalizációs eljárások csoportban [1]:

- Gradiens alapú módszerek,
- Sztochasztikus módszerek.

Mindkét módszercsalád alkalmazható tetszőleges célfüggvény esetén, ugyanakkor változó, hogy melyik biztosít kevesebb számítással eredményt.

Gradiens módszerek

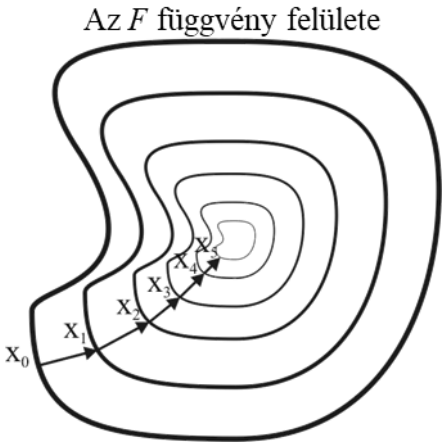
Gradiens alapú módszerek a legközelebbi lokális optimum pont keresésére alkalmasak. A leggyakrabban alkalmazott három módszer a következő.

- Legmeredekebb emelkedő/lejtő módszer
- Newton-módszer
- Sztochasztikus módszerek

Angolszáz irodalomban *steepest descent/ascent* néven ismert módszerek elsőrendű gradiens alapú keresésre képesek [26][40]. Adott egy potenciálisan jó pozíciót vizsgáló $\boldsymbol{x}_i$ egyed, s ennek környezetében érdekes a lokális optimumhoz kötődő bemeneti paraméterkészlet. A következő vizsgálandó pozíciót az alábbi összefüggés szerint lehet meghatározni:

$$x^{(i+1)} = x^{(i)} - \gamma \nabla f\left(x^{(i)}\right). \tag{5}$$

A fenti összefüggésben γ az úgynevezett bátorsági faktor. A függvény $\boldsymbol{x}^{(i)}$ pontjából az $\boldsymbol{x}^{(i)}$ pontban felvett gradiense irányába, γ súllyal lép tovább az algoritmus. Amennyiben a bátorsági faktor értékét túlságosan nagy, úgy az algoritmus a lokális optimum helyét átugorhatja, ennek eredménye pedig legrosszabb esetben oszcilláció jön létre az optimum körül. A legmeredekebb lejtő módszerét szemlélteti működés közben a 2. ábra.



2. ábra Minimum keresés a legmeredekebb lejtő módszerrel [40].

A klasszikus *Newton*-módszer [73][75] egy másodfokú függvények minimumhelyének meghatározására szolgáló technika, mely a

$$\boldsymbol{x}^{(i+1)} = \boldsymbol{x}^{(i)} - \frac{\nabla f(\boldsymbol{x}^{(i)})}{\mathbf{H}_f(\boldsymbol{x}^{(i)})} \tag{6}$$

összefüggés alapján számítja a következő keresési pontot. A fenti összefüggősben $\mathbf{H}_f$ az f függvény *Hesse*-mátrixa

$$\mathbf{H}_f = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n x_2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n^2} \end{bmatrix}. \tag{7}$$

A tisztán másodfokú függvények esetén a kezdő keresési ponttól függetlenül a *Newton*-módszer egy lépésből biztosan a globális minimumhelyre jut.

A *Levenberg-Marquardt*-módszer a négyzetes hiba minimalizálására kifejlesztett technika, emiatt a célfüggvény is ilyen formában írandó fel:

$$f(\boldsymbol{x}) = \frac{1}{2}\sum_{j=1}^{m} r_j^2(\boldsymbol{x}) \tag{8}$$

ahol $r_j(\boldsymbol{x})$ a hibafüggvény $\boldsymbol{x} = (x_1, \mathrm{x}_2, \dots, x_n)$ paraméterkészletre. A módszer a hibafüggvény *Jacobi*-mátrixát alkalmazza a hiba minimalizálására, amely *Jacobi*-mátrix a

$$\mathbf{J}(r) = \frac{\partial r}{\partial \boldsymbol{x}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_1}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial r_m}{\partial x_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial r_1}{\partial x_n} & \cdots & \frac{\partial r_m}{\partial x_n} \end{bmatrix} \tag{9}$$

alakban írható fel. A *Levenberg-Marquardt*-módszer lépése a következő összefüggés szerint számítható:

$$\Delta \boldsymbol{x} = -(\mathbf{J}\mathbf{J}^{\mathrm{T}} + \lambda \mathbf{I})^{-1}\mathbf{J}^{\mathrm{T}} r. \tag{10}$$

A fenti összefüggésben λ egy csillapítási paraméter. Az új keresési pozíció így a fentiek alapján a

$$\boldsymbol{x}_{i+1} = \boldsymbol{x}_i + \Delta \boldsymbol{x}. \tag{11}$$

Nagy λ esetén a módszer lépései közel megegyeznek a legmeredekebb lejtő módszer trajektóriájával, míg kis értékek esetén a módszer közelít a *Gauss-Newton* módszer viselkedéséhez [24][25].

Gyakran nem kifizetődő a célfüggvény *Hesse*- és *Jacobi*- mátrixainak számítása, különösen, ha a célfüggvény egy értékének számítása is hosszas számításokat igényel (például, ha egy szimuláció eredménye adja a jósági függvény értékét adott paraméterkészlet mellett). Ilyen esetekben számítástechnikai szempontból kifizetődőbb lehet sztochasztikus módszerekkel keresni a célfüggvényen. Akár a *Hill Climbing* akár a *Greedy Descent*

módszerről van szó, mindegyik sztochasztikus lokális kereső eljárás lényege egy véletlenszerűen, de az aktuális keresési hely közelében választott pontban/pontokban vizsgálja meg a célfüggvényt, majd lép tovább annak függvényében, hogy az jobb-e a kiindulási pontnál [20][2].

2.2.2.2. Globális kereső módszerek

Számos globális optimalizációs eljárás létezik a szakirodalomban, disszertációmban csak a metaheurisztikus technikák, azon belül is a leginkább elterjedtek bemutatására szorítkozom:

- Genetikus algoritmus;
- Bakteriális evolúciós algoritmus;
- Részecskesereg optimalizáció.

Ezen algoritmusok bemutatásának a célja a metaheurisztikus technikák változatos természetének ismertetése. A 3. fejezetben bemutatásra kerülő, saját fejlesztésű optimalizációs algoritmus ezen technikákkal kerül összehasonlításra különböző optimalizációs feladatok megoldásán keresztül.

A genetikus algoritmus (GA) talán a legismertebb és legelterjedtebb metaheurisztikus algoritmus, melyet még a 70-es években mutatta be J.H. Holland. Az algoritmust maga az evolúció, és annak genetikai sajátosságai ihlették. Általánosan használható algoritmusról van szó, melynek számos módosulatát használják világszerte [10][11], kiegészíthető lokális kereséssel, elitista stratégiával stb. Az elitista genetikus algoritmus pszeudokódja a következő:

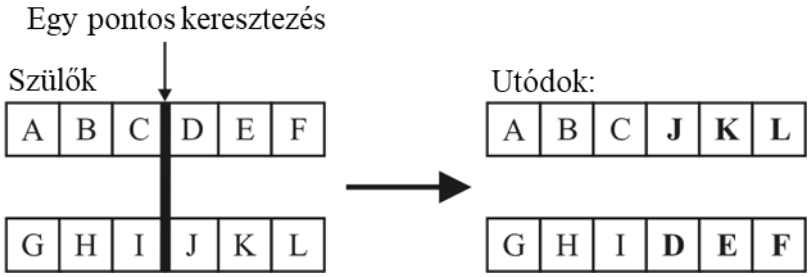
Algoritmus 2. Elitista genetikus algoritmus

```
Procedúra GA(N_gen, N_ind)
    Inicializálás                    ►Kezdeti populáció véletlenszerű létrehozása
    FOR g = 1 : N_gen                ►Ciklus N_gen számú generációhoz
        FOR i = 1 : N_ind            ►Ciklus N_ind számú egyedhez
            f(x_i)                   ►Jósági érték számítás
        END
        Elitizmus                    ►Legjobb egyed g+1 generációba mentése
        FOR i = 2 : N_ind            ►Ciklus N_ind-1 számú egyedhez
            Szelekció                ►0 fejezet szerint
            Keresztezés              ►0 fejezet szerint
            Mutáció                  ►0 fejezet szerint
            Új populáció             ► Utódokból populáció következő generációba
        END
    END
Procedúra vége
```

Genetikus algoritmus esetén a keresztezésre az úgynevezett egy pontos keresztezés a leggyakrabban alkalmazott módszer. Ez a gyakorlatban annyit jelent, hogy a két szülő egyed

kromoszómáját egy ponton szétválasztja az algoritmus (részletek a 3. ábra láthatók), majd ezen ponton a két egyed a leválasztott részt felcseréli egymás között, s így jönnek létre a már kevert kromoszómájú utódok. Természetesen ez a keresztezés megvalósítható több pontos keresztezéssel is, nincs korlátja annak, hogy mely változók cserélnek értéket a két egyed között.

Tegyük fel, hogy a 3. ábra bal oldalán található két egyed kromoszómáikkal, illetve ezek tetszőlegesen felcserélt variánsaival indul az optimalizáció. Könnyen belátható, hogy így pusztán csak véges számú egyed jöhet létre, mivel véges számú a gén készlet (pl. x_1 vagy *A* vagy *G*, x_2 pedig vagy *B* vagy *H* stb. értéket vehet fel), így folytonos optimalizáció nem valósulhat meg. Szükség van tehát a gének mutációjára, hogy ebből a zárt térből az algoritmus kiszabadulhasson.



3. ábra Egy pontos keresztezés [40].

A mutáció művelete genetikus algoritmus esetén nagyon egyszerűen csupán annyi, hogy egy bizonyos mutációs valószínűséggel kiválasztásra kerül egy egyed, ennek a kromoszómájának egy vagy több tetszőleges génjét pedig véletlenszerűen megváltoztatja az algoritmus (lásd 4. ábra). Ez az új gén a teljes populáció génfrissítését is tudja eredményezni a következő generációkban, s így valóban folytonos keresést lehet megvalósítani.

4. ábra Mutáció genetikus algoritmus esetén [40].

A genetikus algoritmusok hatékonyan derítik fel a teljes problémateret, ugyanakkor a klasszikus lépések az optimum közelében már nem képesek biztosítani a gyors progressziót, ezért javasolt kombinálni helyi kereső eljárással.

A genetikus algoritmushoz hasonló evolúcióelmélet ihlette metaheurisztikus algoritmus a bakteriális evolúciós algoritmus (BEO). Az eljárás elméleti alapjait a mikrobiális evolúció adja [12][13][23]. A genetikus algoritmus *Kiválasztás* és *Szelekció* lépései helyett az úgynevezett *Génátadás* műveletet alkalmazza a módszer. További eltérést jelent, hogy

bakteriális evolúciós algoritmus esetén a mutáció művelete eltér a genetikus algoritmus esetén alkalmazottaktól. A bakteriális evolúciós algoritmus pszeudokódja az alábbi:

Algoritmus 3. Bakteriális evolúciós algoritmus

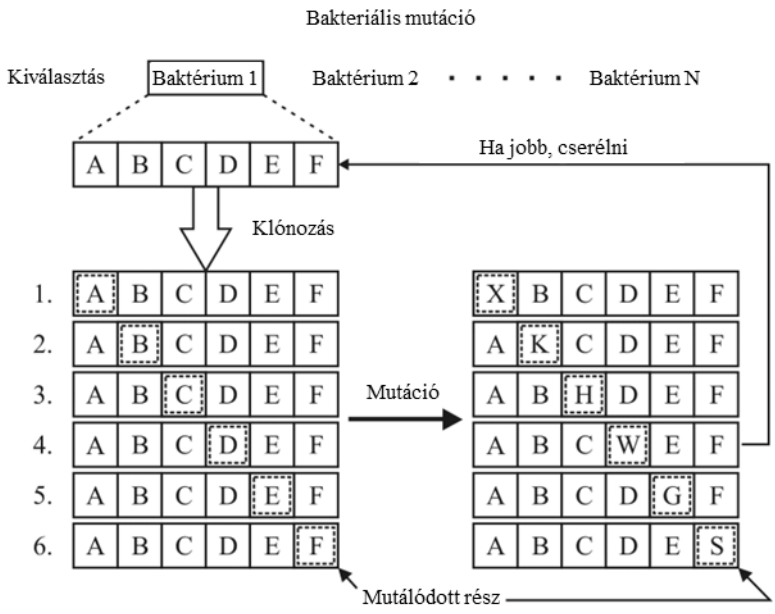
```
1:  Procedúra BEA(N_gen, N_ind, N_var)
2:      Inicializálás                          ►Kezdeti populáció véletlenszerű létrehozása
3:      FOR g = 1 : N_gen                      ►Ciklus N_gen számú generációhoz
4:          FOR i = 1 : N_ind                  ►Ciklus N_ind számú egyedhez
5:              f(x_i)                         ►Jósági érték számítás
                FOR j = 1 : N_var              ►Ciklus minden változó mutálásához
                    Mutáció                    ►Magyarázat: 5. ábra
                    f(x_i,j)
                END
                Csere
6:          END
8:          FOR i = 1 : N_ind/2                ►Ciklus N_ind /2 számú egyedhez
9:              Génátadás                      ►Magyarázat az algoritmus alatt
12:             Új populáció                   ►Utódokból populáció következő generációba
13:         END
14:     END
11: Procedúra vége
```

A *génátadás* lépés során a populációt az algoritmus két részre – felsőbbrendű és alsóbbrendű – választja azok jósági értéke szerint. Ezek után az algoritmus párokba rendszerezi az egyedeket úgy, hogy egy felsőbbrendű egy alsóbbrendű számára géneket ad át, tehát az alsóbbrendű néhány bemeneti paraméter értékét a felsőbbrendűtől megkapja. Természetesen ez egyáltalán nem biztosítja azt, hogy az alsóbbrendű egyedek a génátadás után biztosan nagyobb jósági értéket fognak mutatni, a cél az, hogy legalább néhány esetben fejlődést sikerüljön elérni. Minél nagyobb a populáció átlagos jósági tényezője, annál nagyobb valószínűséggel lehet a populáció a globális optimum közelében.

Bakteriális evolúciós algoritmus esetében a mutáció lépése több pontban is eltér a genetikus algoritmus esetében tapasztaltakkal. A bakteriális evolúciós algoritmus esetén

- Minden generációban bekövetkezik a mutáció;
- Minden egyed átesik a mutáción;
- Az egyedek összes génje egyesével mutálódik;
- Csak a legjobb egyed lép tovább a következő generációba (ha az jobb az eredetinél).

A mutáció lépés részleteit szemlélteti az 5. ábra. Ez a fajta mutáció gyorsabb génállomány frissítést eredményez, mint amire a genetikus algoritmus képes. A célfüggvényt az algoritmus nagyobb szórással, több helyen vizsgálja egyidejűleg. Az algoritmus természetéből adódóan automatikusan elitista stratégiát alkalmaz, hiszen sem a génátadás, sem pedig a mutáció lépés során nem vész el a legjobb pozícióban található egyed.



5. ábra Mutáció bakteriális evolúciós algoritmus esetén [40].

A részecskesereg optimalizáció (angol nevén *Particle Swarm Optimization*, rövidítése PSO) egy, az evolúció ihlette stratégiákhoz képest merőben eltérő módszer, bár az ihletet adó jelenség továbbra is a természetből ered, ez pedig a madár- illetve halrajok mozgási dinamikája. Az egyedeket az eredeti szerző részecskeként (*particle*), míg a populációt rajként/seregként (*swarm*) nevezi [14][15][16]. A részecskék a célfüggvényen véletlenszerű helyről indulnak, és folyamatos mozgásban vannak. A részecskék mozgásának az irányát azok aktuális pozíciója, a részecske lokális legjobb pozíciója, valamint a globálisan talált legjobb pozíció határozza meg. Az egyes részecskék által talált legjobb eredmény azok lokális legjobb pozíciója, míg az összes részecske által valaha talált legjobb pozíció pedig a globális legjobb pozíció. A részecskesereg optimalizáció pszeudokódja az alábbi:

Algoritmus 4. Részecskesereg optimalizáció

```
Procedúra PSO(N_gen, N_part)
    Inicializálás                          ►Kezdeti sereg szétszórása a célfüggvényen
    FOR g = 1 : N_gen                      ►Ciklus N_gen számú lépéshez
        FOR i = 1 : N_ind                  ►Ciklus N_ind számú egyedhez
            f(x_i)                         ►Jósági érték számítás
            Lokális legjobb                ►Lokális legjobb értékek frissítése
        END
        Globális legjobb                   ►Globális legjobb értékek frissítése
        Helyváltoztatás                    ►Lásd (12) és (13)
    END
Procedúra vége
```

A részecskék mozgásához tehát szükséges a lokális és globális legjobb értékek ismerete. Ha az i-edik lépésig a globális legjobb érték $\boldsymbol{g}^i$, és az $\boldsymbol{x}_j^i$ részecske lokális legjobb értéke $\boldsymbol{l}_j^i$, akkor a részecse elmozdulása a

$$\boldsymbol{d}^{i+1} = \varphi_d \boldsymbol{d}^i + \varphi_l r_l \left(\boldsymbol{l}_j^i - \boldsymbol{x}_j^i\right) + \varphi_g r_g (\boldsymbol{g}^i - \boldsymbol{x}_j^i) \tag{12}$$

és

$$\boldsymbol{x}_j^{i+1} = \boldsymbol{x}_j^i + \boldsymbol{d}^{i+1} \tag{13}$$

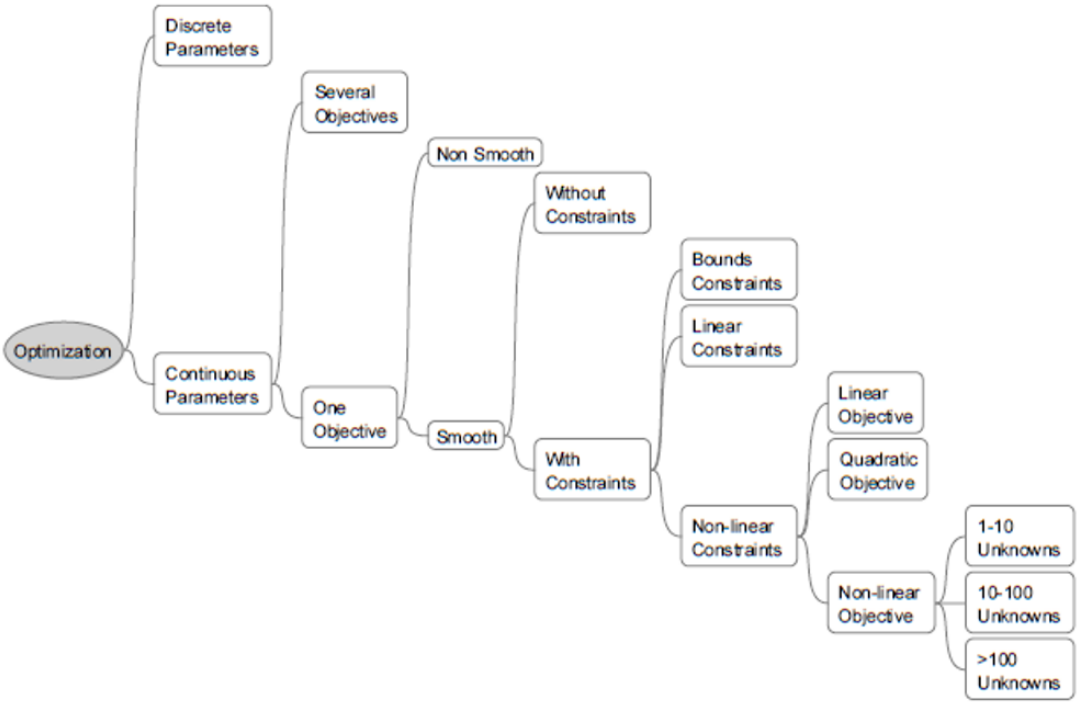
összefüggések szerint határozható meg. A (12) összefüggésben φ_d, φ_l és φ_g modell paraméterek, illetve r_l és r_g véletlenszerű értékek. A lokális legjobb értékek vezérelte elmozdulásért $\varphi_l r_l \left(\boldsymbol{l}_j^i - \boldsymbol{x}_j^i\right)$, a globálisért pedig $\varphi_g r_g (\boldsymbol{g}^i - \boldsymbol{x}_j^i)$ tag felelős. A részecskesereg optimalizáció előnye a genetikus- és a bakteriális evolúciós algoritmussal szemben, hogy már a kezdeti iterációk során is képes alaposan feltérképezni a célfüggvényt, ugyanis a bemeneti paraméterkészlet a lokális és globális legjobb pozíciók súlyozott eredőjének segítségével meghatározott $\boldsymbol{d}$ vektor az összes bemeneti változó értékét szabadon változtathatja. A módszer hátránya, hogy képes beszorulni lokális minimumhelyekre, ha a részecskék közel kerülnek egymáshoz. Ebben az esetben nincs lehetőség arra, hogy az eredeti algoritmus kidobja a részecskéket a lokális minimumhelyről.

A metaheurisztikus algoritmusok bizonyos feltételek mellett memetikus algoritmussá alakíthatók. Memetikus algoritmusok hibrid megoldások, melyek bizonyos stratégia mentén egyidejűleg alkalmaznak globális és lokális kereső eljárásokat. Kezdeti iterációk során a globális kereső algoritmus feltérképezi a célfüggvényt, és amint talál egy potenciálisan jó pozíciót a célfüggvényen, azt lokális kereső eljárással megvizsgálja. Memetikus algoritmus segítségével elkerülhető a globális optimalizáló eljárások alkalmazásakor gyakran bekövetkező konvergencia lassulás, valamint a lokális kereső eljárások beragadása lokális optimum pozíciókba. Disszertációmban nem foglalkozok a bemutatásra kerülő metaheurisztikák hibridizálásával, így az nem kerül összevetésre más memetikus algoritmusokkal [67][70].

2.3. Optimalizációs feladatok

Optimalizáció során a cél mindig egy célfüggvény analitikusan nem – vagy csak nehezen – meghatározható szélsőértékének azonosítása, bármilyen is legyen a bemeneti paraméterek értelmezési tartománya, a célfüggvény értékkészlete, illetve annak folytonossága és határai. Az alkalmazandó optimalizációs eljárás osztálya mindig attól függ, hogy mi ismert a

célfüggvényről, érdemes tehát az optimalizációs problémákat klasszifikálni (egy lehetséges klasszifikáció a 6. ábra látható).



6. ábra Optimalizációs problémák egy lehetséges klasszifikációja [101].

2.3.1. Klasszifikációs lehetőségek

Az optimalizációs problémák több jellemző szerint is rendszerezhetők. Ez az alfejezet ezeket az klasszifikációs lehetőségeket mutatja be röviden.

2.3.1.1. Komplexitás

Talán a leginkább kézenfekvő osztályozása az optimalizációs problémáknak, ha azokat komplexitásuk szerint rendszerezzük. A komplexitás mérőszáma a megoldáshoz szükséges idő, vagyis mennyi művelet elvégzése szükséges a probléma megoldásához. Komplexitás szerint a következő osztályok különböztethetők meg:

- P osztály;
- NP osztály;
- NP-teljes osztály;
- NP-nehéz osztály.

P osztály azokat a problémákat tartalmazza, melyek polinom időben megoldhatók, tehát n változó [71][102] esetén a megoldáshoz szükséges elégséges lépésszám $O(n^k)$, ahol k konstans érték. NP osztály annyit jelent, hogy az ebbe az osztályba tartozó problémákat már nem lehet

polinom időben megoldani (nemdeterminisztikus polinom idejű problémák osztálya). NP-teljes osztályba tartoznak a legnehezebb NP osztályú problémák, míg az NP-nehéz problémák nem megoldhatók, és nem is ellenőrizhetők polinom időben. Mérnöki optimalizációs problémák gyakran az NP-nehéz osztályba tartoznak, bár ez ritkán. Mivel azonban a mérnöki gyakorlatban elégséges egy kvázi-optimális megoldás a problémákra, a megoldás ellenőrzése értelmét veszíti.

2.3.1.2. Értelmezési tartomány folytonosság

Gyakran a bemeneti paraméterek nem vehetnek fel tetszőleges értéket, s ennek két oka is lehet:

- Bizonyos bemeneti paramétertartományok a valóságban értelmetlen design-t eredményezne (pl. antenna esetében rövidzárat/szakadást, mely által az funkcionálisan értelmezhetetlen volna);
- A paraméterek értelmezési tartománya diszkrét (pl. csak egész számok lehetnek).

Az értelmezési tartományra vonatkozó korlátozások már (3) összefüggésben is megjelentek, ez természetes velejárója az optimalizálási feladatoknak. Diszkrét értelmezési tartomány esetén már diszkrét optimalizációról lehet beszélni, ezeknek a megoldására speciális algoritmusok alkalmazandók [77][78][103]. Disszertációmban nem foglalkozom diszkrét optimalizációval, így ennek további kifejtését mellőzöm.

2.3.1.3. Célfüggvény-folytonosság

Különösen megnehezítheti az optimalizációt, ha a célfüggvény nem folytonos, tehát van olyan tartomány, ahol a célfüggvény értékében ugrás tapasztalható. Egyváltozós esetben, ha

$$\lim_{x \to x_i + 0} f(x) \neq \lim_{x \to x_i - 0} f(x), \tag{14}$$

tehát $f(x)$ függvény jobb és baloldali határértéke x_i pontban nem egyezik meg. A fenti összefüggés természetesen generalizálható tetszőleges változó esetén is.

A diszkontinuitás azért problémás metaheurisztika esetén, hogy a metaheurisztikus algoritmusok egyik alapvető működési mechanizmusa, hogy amennyiben egy egyed által képviselt pozíción a célfüggvény jósági értéke ismert, úgy annak közvetlen környezetében becsülhető a célfüggvény, annak alakulása nem térhet el nagyban. Ha a célfüggvényben szakadás van, úgy ez a becslés értelmét veszíti, hiszen előfordulhat, hogy a globális optimum egy egyébként rossz jósági értéket mutató környezet közepén található.

2.3.2. Nehézségek

A metaheurisztikák hatalmas előnye a többi optimalizációs módszerrel szemben, hogy a célfüggvény típusától és karakterisztikájától függetlenül képes kvázi-optimális megoldást nyújtani. Vannak azonban olyan célfüggvény tulajdonságok, melyek megnehezítik az algoritmusok konvergenciáját.

2.3.2.1. Lokális minimumok

Az jól ismert tény, hogy a gradiens alapú /sztochasztikus lokális keresők a lokális minimumhelyekről nem, vagy csak nehezen (tulajdonképpen véletlenül) képesek kiugrani egy lokális minimumhelyet övező völgyből a célfüggvényen.

Metaheurisztika esetén is problémát tudnak jelenteni a lokális minimumhelyek, ennek oka az algoritmusok által alkalmazott technikákban keresendő. PSO esetén a kereső részecskék trajektóriáját befolyásolja az aktuálisan ismert legjobb pozíció. Amennyiben az algoritmus futása során az nem talál jobb pozíciót, a részecskék végül a lokális minimumhely felé haladnak, s amennyiben minden kereső részecske „megérkezett”, a klasszikus eszköztárban nincs olyan lépés, ami segítségével ezen részecskék kijutnának a lokális minimumhelyről.

Ezt megelőzendő gyakran alkalmaznak véletlenszerű paramétereket metaheurisztikus algoritmusok. Gyakran azonban ez sem elegendő. Amennyiben észlelhető, hogy az algoritmus valamilyen oknál fogva nem képes már jobb eredményt elérni, úgy a kereső egyedek véletlenszerű szétszórása a célfüggvényen is egy olyan lépés, mely segíti az algoritmus előrehaladását. Mivel sok eljárás (pl. GA) a véletlenszerű keresést (pl. mutáció lépést) csak ritkán alkalmazza, ezért az algoritmus csak késleltetve jut ki a minimumhelyről. Olyan módszerek, melyek minden populációban alkalmaznak véletlenszerű keresést (pl. BEA), hatékonyan kiküszöbölik a lokális minimumhelyek okozta problémákat.

2.3.2.2. Szűk minimumhelyek

Metaheurisztikák esetén az a feltételezés, hogy egy egyed információt hordoz annak közvetlen környezetéről. A célfüggvényen felvett jó pozíció környezete is jó tulajdonságokat mutat, ugyanígy egy rossz pozíció környezete kerülendő.

Amennyiben egy globális optimum helye „váratlan”, tehát a célfüggvényen a környezete nem utal arra, hogy egyébként a közelben nagyon jó tulajdonságú, de szűk régió van, úgy

annak felderítése véletlenszerű. Éppen ezért van előnyük ilyen problémák esetén azon eljárásoknak, melyek viselkedése több véletlenszerű keresésből áll.

2.3.2.3. Gyenge gradiens

A célfüggvény gyenge gradiense hasonló jellegű problémát jelent, mint a szűk minimumhely. Azon feltételezés azonban, hogy az egyed információt nyújt a saját környezetéről, itt kissé más értelmet nyer.

A célfüggvény gyenge gradiensű tartományán a metaheurisztikus keresés azért okoz gondot, mert alig van különbség az egyes egyedek által talált jósági értékek között. Az algoritmus képes haladni az optimalizálással, azonban a legjobb egyed sem eléggé attraktív a többi számára, az algoritmus véletlenszerű paraméterei így nagyobb hatással bírhatnak, mint a jósági érték, s így az algoritmus előrehaladása egyfajta céltalan bolyongásnak tűnhet.

2.3.3. Tesztfüggvények

Az algoritmusok alkalmazhatóságának tesztelésére számos tesztfüggvény létezik [66][69]. Ezek a tesztfüggvények mind valamilyen tekintetben nehezen optimalizálható feladatok. Bár a „*There is no free lunch*” [17] elmélete értelmében összességében egyik technika sem tekinthető jobbnak a másiknál, nagyon fontos azt kiemelni, hogy ez nem is cél. Az algoritmusokat nem általános érvényűként kell tekinteni, hanem az azt alkalmazó felhasználónak kell tudnia eldönteni, az adott probléma optimalizálására melyik eljárás a célravezető.

A következőkben néhány, optimalizációs eljárások tesztelésére alkalmazott tesztfüggvény bemutatása következik a teljesség igénye nélkül. Disszertációmban azon tesztfüggvényeket mutatom be, melyeken magam is teszteltem a javasolt metaheurisztikus eljárást, vagy valami olyan tulajdonsággal bírnak, melyek segítik a témakör megértését.

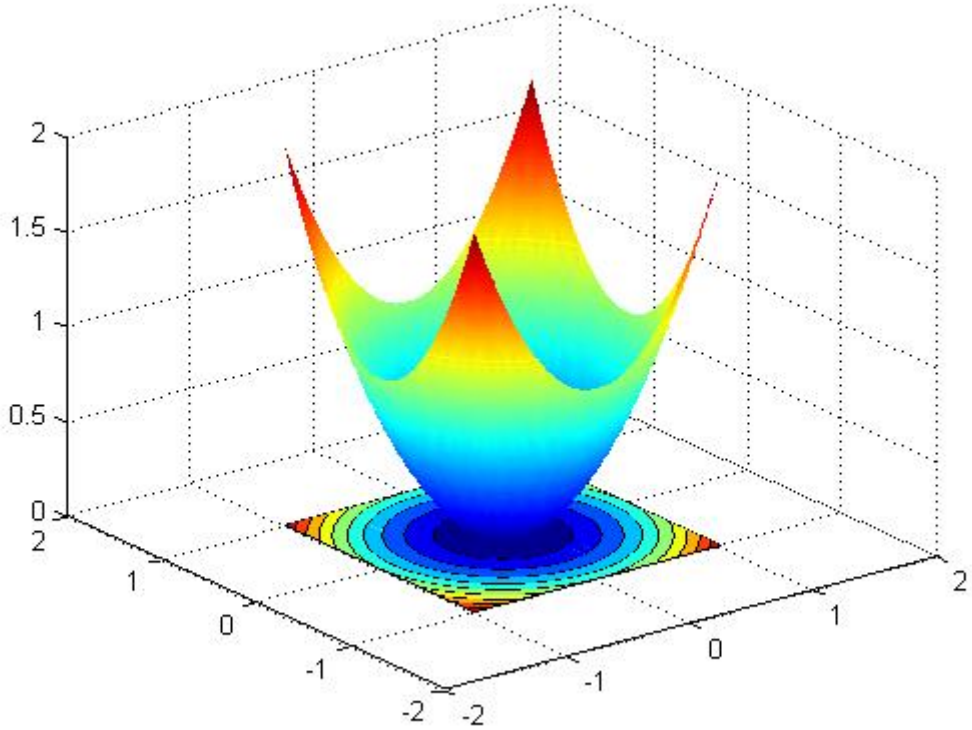
2.3.3.1. Gömbfüggvény

A gömbfüggvény [69] egy egyszerű, minden bemeneti paramétere tekintetében négyzetes függvény. A gömbfüggvény általános, *n* dimenziós esetben a

$$f(\boldsymbol{x}) = \sum_{i=1}^{n} x_i^2 \tag{15}$$

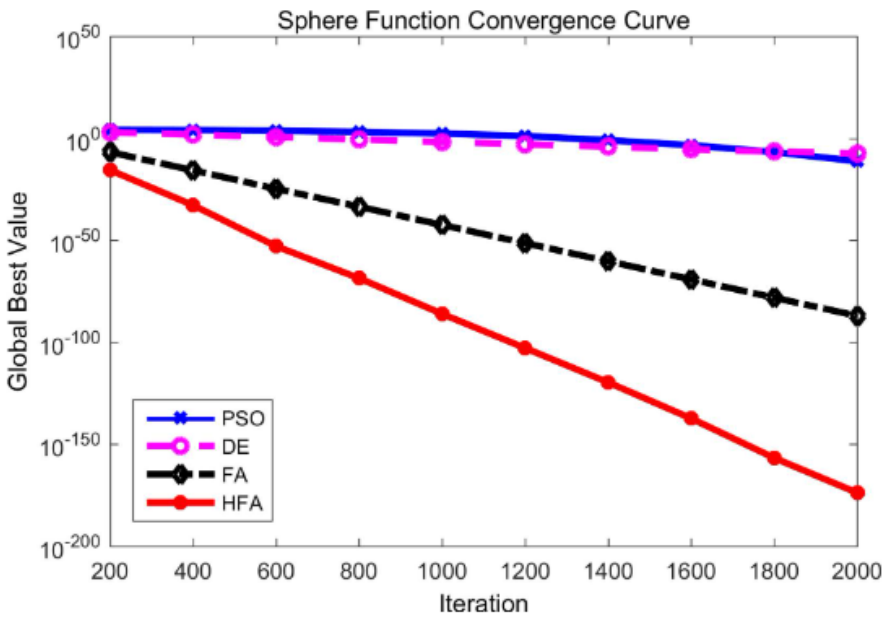
összefüggéssel írható le. A gömbfüggvény minimuma

$$f(x_1 = 0, x_2 = 0, \dots, x_n = 0) = 0. \tag{16}$$



7. ábra 2D gömbfüggvény x = [-1, 1] y = [-1, 1] tartományon.

A gömbfüggvény tulajdonképpen a legegyszerűbb függvény optimalizációs szempontból, hisz csak egyetlen minimumhelye van, az értékkészlete és az értelmezési tartománya folytonos és konvex. A gömbfüggvény abban a tekintetben érdekes, hogy egy egyszerű függvényen milyen trajektóriát fut be egy metaheurisztikus algoritmus. Egy példa néhány ismert eljárás konvergenciáját a 8. ábra szemlélteti.



8. ábra Példa algoritmusok tesztelésére a gömbfüggvényen [104].

A fenti ábrán PSO mellett a differenciális evolúciós algoritmus (*differential evolution* - DE) valamint az eredeti és hibrid szentjánosbogár algoritmus (*hybrid firefly algorithm* - HFA) konvergenciája látható.

2.3.3.2. *Ackley*-függvény

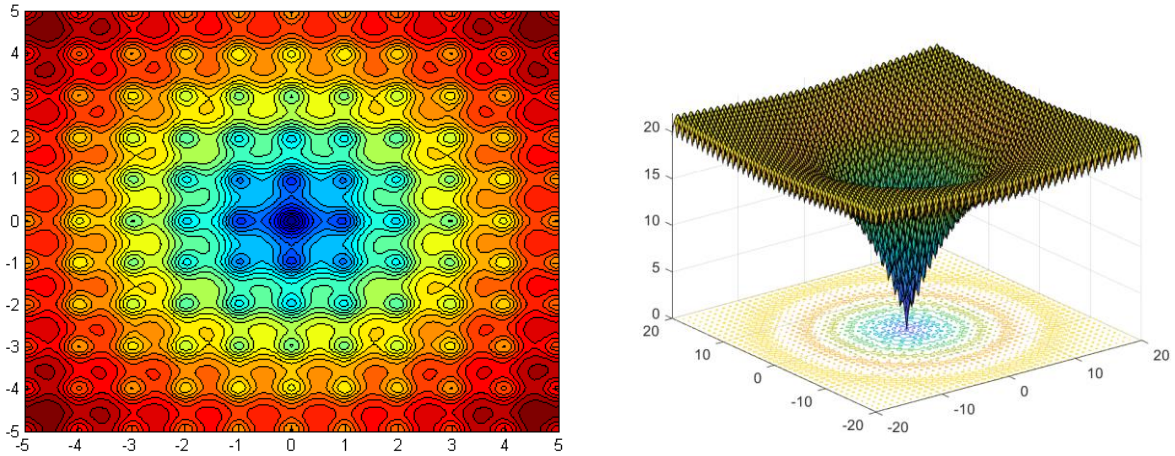
Az *Ackley*-függvényt [20] következő összefüggés írja le:

$$f(x,y) = -20e^{-0.2\sqrt{0.5(x^2+y^2)}} - e^{0.5(\cos 2\pi x + \cos 2\pi y)} + e + 20\,. \tag{17}$$

Az *Ackley*-függvény a fenti formájában egy folytonos konkáv kétdimenziós függvény számos lokális minimumhellyel (lásd 9. ábra). A globális minimum

$$f(x = 0, y = 0) = 0. \tag{18}$$

A függvény lokális keresőeljárással nehezen optimalizálható a számos lokális minimumhely miatt, globális optimalizációs eljárások szempontjából pedig a globális optimumot magába foglaló tartomány keskenysége okozhat nehézséget.



(a) (b)

9. ábra 2D *Ackley*-függvény ábrázolása (a) kontúrvonalakkal; (b) 3D ábrázolás

2.3.3.3. *Rosenbrock*-függvény

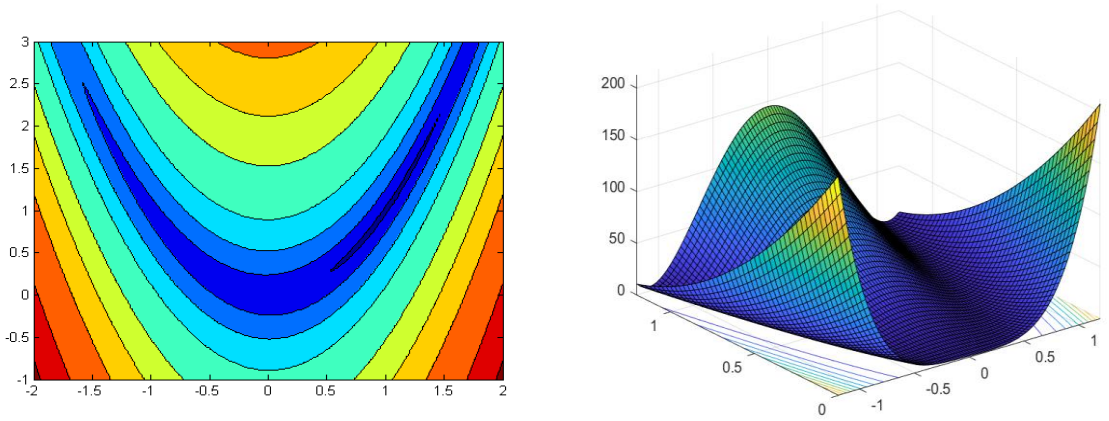
A *Rosenbrock*-függvény [21] (vagy *Rosenbrock* banán függvény, *Rosenbrock* völgye) egy folytonos, konkáv, *n* dimenzióra generalizálható függvény, mely a

$$f(\boldsymbol{x}) = \sum_{i=1}^{n-1} \left[100\left(x_{i+1} - x_i^2\right)^2 + (1 - x_i)^2\right] \tag{19}$$

összefüggés alapján állítható elő. A globális minimum helye és értéke

$$f(x_1 = 1, x_2 = 1, \dots, x_n = 1) = 0. \tag{20}$$

Ez a globális minimum egy keskeny, parabola formájú völgyben található. Bár ennek pozíciója analitikusan meghatározható, optimalizációs módszerek számára ez nem ilyen egyértelmű. A gondot az okozza, hogy a parabola alakú völgyben a célfüggvény értéke mindenhol nagyon közel van a globális minimum értékéhez. Akár gradiens alapú, akár sztochasztikus módszer alkalmazása során ezt völgyet az algoritmusok könnyen elérik. A völgyben azonban a völgy keskenysége, és azon belül a gyenge gradiens miatt a globális minimumhely környékének meghatározása már nehézséget okoz, különösen a véletlenszerű keresés alapú algoritmusok számára. A *Rosenbrock*-függvény egy tipikus példája olyan célfüggvénynek, mely globális kereső módszerek alkalmazásával lassú, gradiens alapú módszerek segítségével viszont gyors konvergencia érhető el.



(a) (b)

10. ábra 2D *Rosenbrock*-függvény: (a) ábrázolás kontúrvonalakkal; (b) 3D ábrázolás.

2.4. Optimalizáció alkalmazása a gyakorlatban

Analitikus megoldás általában csak a legegyszerűbb problémákra létezik. Különösen igaz ez, ha a probléma megoldása bonyolult numerikus számításokat igényel. A műszaki gyakorlatban pedig számos ilyen feladat létezik.

Áramköri szintű analízis segítségével meg lehet határozni egy rendszer viselkedését idő- és frekvenciatartományban. Amennyiben az adott áramkör nem a követelményeknek megfelelő viselkedést mutat, szükséges annak módosítása, amely a gyakorlatban gyakran optimalizációt igényel. Az áramkör bemeneti szűrőjét, a kapcsolások le és felfutási idejét, a nemkívánatos rezonanciák csillapítását mind egyfajta optimalizációs ciklus segítségével lehet meghatározni.

A műszaki fejlesztés, például a villamosmérnöki gyakorlat alatt azonban nem feltétlenül csak áramkör tervezésre érdemes gondolni, számos egyéb terület is igényli az optimalizálás adta lehetőségeket. Motorok analízise, antennák és mikrohullámú áramkörök tervezése,

elektromágneses kompatibilitással kapcsolatos problémák megoldása mind térszimulációs módszerek alkalmazását igénylik. Számos szoftver létezik, mely numerikus módszert alkalmazva elektromágneses térszimulációra használható, pl. Ansys programcsalád, CST (már Simulia integrált részeként), Comsol, Altair Feko, stb. Az optimalizáció fontosságát és népszerűségét jelzi, hogy az imént felsorolt összes szoftverben implementálásra kerültek már a legnépszerűbb módszerek, valamint lehetőséget biztosítanak arra is, hogy a felhasználó a saját fejlesztésű algoritmussal dolgozzon.

További alkalmazási lehetőség – mellyel disszertációmban később részletesebben is foglalkozom – lehet anyagparamétereket leíró modellek paramétereinek az identifikálása. A villamosmérnöki gyakorlatban számos anyagjellemzőt, annak változását adott paraméterek mentén egy modell segítségével érdemes megadni, így biztosítva az anyagjellemzőket leíró görbe folytonosságát, kiküszöbölve a fizikailag helytelen szimulációs eredmények létrejöttét.

3. Súlyozott vonzás módszere

Ebben a fejezetben bemutatok egy új, általam kidolgozott metaheurisztikus optimalizációs eljárás, a súlyozott vonzás módszere. A módszer kidolgozásának szükségességét alátámasztó motiváció tárgyalása után részletezem az eljárás elméleti alapja, ismertetve a metaheurisztikus módszerek között betöltött szerepét. A javasolt módszer teljesítőképességét először mintafüggvényeken, majd speciális villamosmérnöki problémák megoldásán keresztül mutatom be. A fejezet végén ismertetem az eljárás fejlesztési lehetőségeit, valamint azok implementációját és összevetését más technikákkal.

3.1. Motiváció

Az újabb-és-újabb metaheurisztikus optimalizációs módszerek fejlesztői nem tesznek különbséget a megoldandó célfüggvények között, azokat egyfajta általánosan alkalmazható módszerként mutatják be. Bár ez igaz is, azonban – a „*There is no free lunch*” elmélet értelmében – amelyik módszer egy fajta célfüggvényre tökéletesen alkalmazható, úgy egy másikon már meglehet, hogy ez kevésbé érvényes.

Mérnöki feladatok jelentős részéről az alábbi kijelentéseket lehet tenni:

- Az optimalizációt leíró célfüggvény folytonos
    - Azon a tartományon, ahol a probléma szempontjából értelmezhető eredményt ad a bemeneti paraméterkészlet.
    - Nincs két olyan „szomszédos” pozíció a célfüggvényen, melyek merőben eltérő, de mégis valós megoldást adnának a problémára.
- A célfüggvény nem sztochasztikus jellegű
    - Egy egyed ténylegesen információval bír a saját környezetéről.
    - Nincs olyan bemeneti paraméter, melyet kissé megváltoztatva, értelmezhetetlenül megváltozik a célfüggvény értéke.
- Nem szükséges megtalálni a globális minimumot
    - Elegendő egy kvázi-optimális eredményt adó bemeneti paraméterkészlet felderítése.
    - Gyakran ez a kvázi-optimális eredmény sokkal rosszabb is lehet az optimumhoz képest, ha az a feladat szempontjából egyébként kielégítő.

Napjainkban már szinte alig van olyan területe az iparnak, ahol ne egyfajta szimulációs eljárás segítségével határoznák meg az ismerni kívánt jellemzőket. Egy ilyen szimulációhoz szükséges idő az alkalmazott módszertől és a feladat bonyolultságától függ. Numerikus módszer esetén egy számításhoz szükséges idő gyakran órákban, esetleg napokban, hetekben is mérhető. Ez az optimalizáció szempontjából egy kritikus tényező. Lényeges szempont tehát, hogy az optimalizáció minél kevesebb célfüggvény kiértékelés segítségével érje el a kívánt eredményt, hiszen ha az optimalizációra fordítandó idő túlságosan hosszú, úgy az gyakorlati szempontból értelmét veszíti.

A módszer fejlesztése során kiemelt figyelmet kapott, hogy a mérnöki gyakorlati szempontból érdekes problémákra nyújtson kiemelkedő teljesítményt, figyelmen kívül hagyva az egyéb optimalizációt igénylő problématípusokat.

Az új módszerre az igényt MSc tanulmányaim végén fogalmaztam meg, ekkor kezdett foglalkoztatni a különböző lágyszámítási módszerek alkalmazása numerikus optimalizációra. Tapasztalatom az volt, hogy az általam használt szimulációs software-ben implementált optimalizációs eljárások alkalmazásának az eredménye gyakran nem volt kielégítő. Egyértelmű volt, hogy létezik jobb megoldás az adott problémára, de ez az optimalizáció eredményében hol megjelent, hol nem. Legtöbbször a PSO módszer alkalmazásával jártam sikerrel az optimalizáció során, azonban ez sem biztosította minden futás során az „elég jó” eredményt, s így megkezdtem a kutató munkát a tématerületen. Hamar rá kellett jönnöm, hogy – ahogyan azt már disszertációmban fent kifejtettem – a metaheurisztikus optimalizációs módszerek bár általános megoldók, ugyanúgy képesek adott esetben csapdába esni. A PSO módszer volt a kiindulási alap, és egy olyan részecskemozgás dinamikán kezdtem dolgozni, mely minden keresőrészecske által meghatározott jósági értéket figyelembe vesz, nem pusztán a legjobbat. Ez a gondolat adta az ihletet a gravitációs mozgás dinamikájának optimalizációs módszerként történő implementálására.

3.2. A módszer bemutatása

A javasolt eljárás a Súlyozott Vonzás Módszere (*Weighted Attraction Method* – rövidítve WAM) nevet viseli [36]. Ahogy az a nevéből is következik, a módszert ihlető jelenség a gravitációs vonzás elmélete. A részecskék (egyedek) az általuk reprezentált jósági érték függvényében vonzzák a többi részecskét. Ez az erőhatás egy, a célfüggvény egészét bejáró részecskemozgást generál, és ez a mozgási dinamika használható úgy, mint hatékony kereső technika.

A módszer fő lépései a következők:

1. **Inicializálás**: Kezdeti, véletlenszerű kereső részecske eloszlás létrehozása a teljes keresési tartományon.
2. **Vonzási érték számítás**: A részecskék pozíciójában jósági érték számítás, majd annak függvényében egy vonzási faktor hozzárendelése az adott részecskéhez.
3. **Részecskemozgás**: Keresési irány, és lépés méret számítás a korábbi mozgási dinamika és az új erőhatások alapján.
4. **Robbantás**: Térben egymáshoz közeli, jósági értékben kvázi azonos részecskék szétszórása.

Az első lépés csupán az algoritmus futásának legelső ciklusában kerül végrehajtásra. A következő lépések ezután iterálva következnek egymás után addig, míg egy részecske olyan jósági értéket nem mutat, amelyek a keresési kritériumoknak megfelel.

3.2.1. Inicializálás

A Súlyozott Vonzás Módszerének első lépése a kereső részecskék kezdeti viselkedésének beállítása. A legegyszerűbb esetben a paraméterek két konstans érték között vesznek fel értéket, s azok a többi paraméter értékétől függetlenek, tehát

$$a_i \leq x_i \leq b_i \text{ ahol } i = 1, \dots, n, \text{ valamint } a_i, b_i \in \mathbb{R}. \tag{21}$$

A fenti összefüggésben a_i és b_i az $\boldsymbol{x}$ paraméter i-edik paraméter értékének alsó és felső korlátja. A j-edik részecske i-edik változójának kezdeti értékét ebben az esetben a

$$x_{j,i} = a_i + (b_i - a_i)r \tag{22}$$

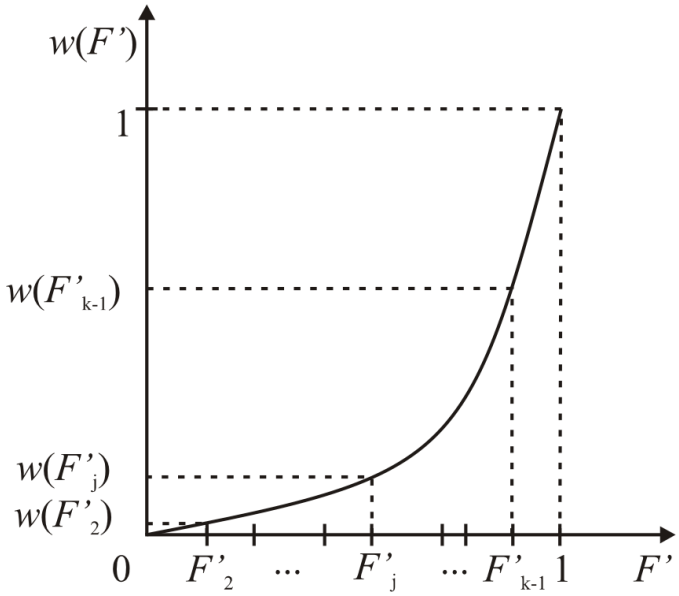
összefüggést alkalmazva lehet meghatározni, ahol r a [0, 1] tartományon egyenletes eloszlású véletlenszerű valós szám. Bonyolultabb célfüggvény tartomány esetén más módszerrel szükséges a kezdeti eloszlás meghatározása, azonban ez a módszer bemutatásához nem szükséges.

3.2.2. Vonzási érték számítás

Minden részecske jósági értéke valamilyen függvény, algoritmus vagy szimuláció eredményeképpen előállítható. Ezen jósági értékek függvényében a részecskékhez egy vonzási faktort lehet rendelni, amely faktort egy vonzási függvény határoz meg. A vonzási faktor meghatározásának menete az alábbiak szerint zajlik:

- Részecskék sorba rendezése azok jósági értékének (*F*, mint *fitness function*) függvényében.

- A részecskék leképezése a [0, 1] tartományra a jósági érték alapján ($F \rightarrow F'$). A [0, 1] tartomány szélső értékeit a legrosszabb, valamint a legjobb egyed határozza meg, a többi részecske pedig ezen a tartományon a jósági értékkel egyenesen arányosan kap egy értéket.
- A *w* vonzási függvény meghatározása, s annak kiértékelése. Ez a vonzási függvény tetszőleges lefutású lehet. Amennyiben ez a függvény lineáris, úgy például $w(F') = F'$. Lehetséges azonban a jobb egyedek határozottabb kiemelése, ha a vonzási függvény definíciója másképpen van meghatározva. Erre látható egy példa a 11. ábra.



11. ábra Példa nemlineáris vonzási függvényre.

Mivel a jobb pozícióban található részecskékhez magasabb vonzási faktort rendel a függvény, ezért az algoritmus nagyobb valószínűséggel fog a célfüggvény potenciálisan jobb régióiban keresni. A fent bemutatott vonzási függvény csupán egy példa, az igény szerint alakítható. A vonzási függvény segítségével olyan mozgási dinamika is beállítható, mely egyszerre irányítja a részecskéket a jobb pozíciók felé, és taszítja azokat a legrosszabbaktól. Ennek talán legegyszerűbb módja, ha a részecskék a fent leírtakhoz képest a [0, 1] tartomány helyett a [-1, 1] tartományra vannak leképezve, a súlyozó függvény pedig például

$$w(F') = F'^5. \tag{23}$$

A fenti példa súlyfüggvény hozadéka, hogy főképp csak a legjobb és a legrosszabb részecskék befolyásolják a teljes részecskesereg mozgási dinamikáját.

3.2.3. Részecskemozgás

A részecskék mozgása három paraméter függvénye:

1. A részecske aktuális pozíciója,
2. A részecske korábbi mozgási dinamikája,
3. A részecskék összességének tömegközéppontja.

A részecskék aktuális pozíciója, valamint a korábbi mozgási dinamikája ismert. A részecskék összességének tömegközéppontja az optimalizáció i-edik iterációjában m számú részecske esetén a

$$\boldsymbol{c}^{(i)} = \frac{\sum_{j=1}^{m} \boldsymbol{x}_j^{(i)} w_j^{(i)}}{\sum_{j=1}^{m} w_j^{(i)}} \tag{24}$$

összefüggés szerint számítható, ahol $\boldsymbol{c}$ a tömegközéppontot jelölő vektor. Az egyes részecskepozíciókból és a tömegközéppontból a gravitációs vonzás iránya

$$\boldsymbol{d}_j^{(i+1)} = \boldsymbol{c}^{(i)} - \boldsymbol{x}_j^{i}. \tag{25}$$

A j-edik részecske az i+1-ik iteráció során az alábbi pozícióba kerül:

$$\boldsymbol{x}_j^{(i+1)} = \boldsymbol{x}_j^{(i)} \mp \varphi_a \boldsymbol{d}_j^{(i+1)} + \varphi_b \boldsymbol{d}_j^{(i)}. \tag{26}$$

A fenti kifejezésben φ_a és φ_b véletlenszerű valós számok a [0, 1] tartományon. Opcionálisan megadható egy $\boldsymbol{d}_j^1$ kezdeti elmozdulás vektor, mintha a részecskék az algoritmus elején már előélettel rendelkeznének. Egy részecskemozgás alapú algoritmusnál – mint a Súlyozott Vonzás Módszere, vagy a PSO – gyakran érdemes kezdeti sebességvektort rendelni a részecskékhez, így elkerülve a részecskesereg egy pontba zuhanását. Az elv hasonló a bolygók mozgási dinamikájához, a gravitációs vonzás irányára merőlegesen haladó test a vonzási pont körül keringő mozgást tud végrehajtani. Algoritmus esetén ez azt eredményezheti, hogy a korábban már említett összeomlás jelensége helyett a kereső részecskék a gravitációs forrás körül keringő mozgással térképezik fel a célfüggvényt.

Az eddig bemutatott lépések segítségével az optimalizálás korai szakaszában gyors konvergencia érhető el. Az optimalizáció későbbi szakaszában ez a konvergencia lassulhat, ha a kereső részecskék egy szűkebb tartományra csoportosulnak, például egy lokális minimumhely közvetlen környezetébe. A fenti lépések képtelenek arra, hogy a szűk tartományra szorult részecskéket szétszórja, ezért szükséges egy olyan lépés is az algoritmusba, mely ilyen esetben képes a részecskéket szétszórni a célfüggvényen.

3.2.4. Robbantás

Az algoritmus beszorulását szükséges kezelni. Először szükséges definiálni, hogy mi számít beszorult algoritmusnak. Ennek bekövetkezését több mutatószám is jelezheti:

- Ha több iteráció óta nem sikerült jobb pozíciót találni a célfüggvényen a korábban talált optimumhoz képest, viszont az algoritmus kiszállási feltétele még távolról sem teljesült.
- A kereső részecskék a célfüggvény méretéhez képest elhanyagolható méretű lépésekkel haladnak.
- A kereső részecskék közel azonos jósági értéket mutatnak, s ez nem változik az iterációk során. Így egy gyenge gradiensű tartományon történő részecskebolyongást is beszorulásnak lehet tekinteni.

Az első lépés tehát az algoritmus beszorulásának megállapítása, melyhez a fent felsorolt jelenségeket kell folyamatosan monitorozni. A ténymegállapításhoz azonban célfüggvényenként más feltételeknek kell teljesülniük, emiatt általános érvényű szabályt erre megfogalmazni nem lehet.

Egy nagy, valamint egy kis dinamikatartományú célfüggvény esetén ugyanazon gradiens érték más jelentéssel bír. Az a gradiens érték, ami egy kis dinamikatartományú célfüggvény esetén úgymond átlagos, a nagy dinamikatartományú esetében viszont elenyésző. Az egyszerűség kedvéért legyen a kis dinamikatartományú függvény például

$$f_1(x) = x^2/100,\ x \in [-5,\ 5], \tag{27}$$

míg a nagy dinamikatartományú függvény

$$f_2(x) = 100x^2,\ x \in [-5,\ 5]. \tag{28}$$

Bár f_1 értékkészlete [0; 0,25], f_2 értékkészlete pedig [0; 2500], mégis nyilvánvaló, hogy a két függvény optimalizációs szempontból ekvivalens.

Amennyiben megállapítható az algoritmus progressziójának megakadása, úgy szükségessé válik részecskék részének vagy egészének szétszórása a célfüggvényen valamilyen logika szerint. A részecskék szétszórása alapvetően kétféle elv szerint történhet:

1. A részecske teljesen véletlenszerű áthelyezése a célfüggvényen, tehát a véletlen pozíció a teljes célfüggvényen egyenletes eloszlású valószínűség szerint van meghatározva, súlyozás nélkül. Ha az összes részecske ilyen módon kapna új pozíciót, az az optimalizációs folyamat újraindítását jelentené.
2. A részecske egy normális eloszlású függvény szerint kap új pozíciót. Erre egy lehetséges módszer a már bemutatott *Box-Muller-Marsaliga* polár módszer (Algoritmus 1). Az áthelyezett részecskék így nagyobb valószínűséggel kerülnek egy várható érték (pl. részecske aktuális pozíciója, az eddig megtalált globálisan legjobb érték, stb.) közelébe.

Természetesen a részecskék újrapozícionálása lehetséges egyéb technikák alkalmazásával is. Nem létezik olyan érv, ami miatt az egyik módszer preferált a másikkal szemben ebben a tekintetben. A cél pusztán az, hogy az algoritmus kijusson az elakadás okozta kedvezőtlen állapotból.

3.3. A módszer elhelyezése a metaheurisztikák világában

Az 1. ábra látható metaheurisztikus algoritmus klasszifikációja szerint a Súlyozott Vonzás Módszere egy olyan metaheurisztikus algoritmus, mely

- Populáció alapú
- Természet által ihletett
- Implicit
- Memóriával rendelkező
- Nem evolúciós

algoritmus.

A bemutatott módszer egy teljesen új és egyedi technika, ugyanakkor más módszerek által ihletett. A felvázolt keresési dinamika hasonló tulajdonságokkal rendelkezik, mint a PSO algoritmus, azonban több ponton attól jelentősen eltér. A részecskék mozgása itt nem lokális és globális legjobb értékek által irányított, hanem azt ténylegesen az aktuális kereső sereg állapota és a múltbéli keresési trajektória határozza meg. A vonzási függvény pedig egy teljesen új megközelítés a metaheurisztikus algoritmusok világában a keresési dinamika meghatározásához.

A Súlyozott Vonzás Módszerének pszeudokódját a lenti algoritmus mutatja be.

Algoritmus 5. Súlyozott Vonzás Módszer

```
Procedúra WAM(N_gen, N_part)
    Inicializálás                          ►Kezdeti sereg szétszórása a célfüggvényen
    FOR g = 1 : N_gen                      ►Ciklus N_gen számú lépéshez
        FOR i = 1 : N_ind                  ►Ciklus N_ind számú egyedhez
            f(x_i)                         ►Jósági érték számítás
        END
        Vonzási függvény                   ►Lásd 3.2.2 fejezet
        Részecske mozgás                   ►Lásd 3.2.3 fejezet
        Robbantás                          ►Lásd 3.2.3 fejezet
    END
Procedúra vége
```

A metaheurisztikus algoritmusok vizsgálata, azok fejlesztése és alkamlazása egy kurrens tématerületnek számít, számos nagy folyóiratban rendszeresen jelennek meg a cikkek a legújabb kutatási eredményekről. A tématerület aktualitására csupán egy példa, hogy az az MDPI [122] által publikált Mathematics [123] nyílt hozzáférésű folyóirat (impakt faktora 2.592) az év hátralévő részéig 3 különszámához kifejezetten metaheurisztika tématerületen kér cikkeket, de ezeken felül még további 16 különszám is foglalkozik teljesen, vagy érintőlegesen természet ihlette optimalizációs eljárásokkal.

Ennek köszönhetően azonban sajnos sok módszer nem jut el igazán nagy publikum elé, hiszen a software-ekben implementált algoritmusok általában (a cikkben is bemutatott) klasszikus eljárások, és személyes tapasztalatom az, hogy ez nem is változik, új algoritmusokkal nem találkoztam az újabb-és-újabb programverziók alkalmazásakor. Természetesen nem elvárható, hogy minden újonnan megjelent optimalizációs eljárás implementálva legyen, azonban ahogyan az a 3.5.1 fejezetben is látható lesz térszimulációs programcsomagokra szorítkozva, leginkább a klasszikusnak számító módszerek elérhetők.

3.4. Módszer alkalmazása tesztfüggvényeken

Ebben az alfejezetben a Súlyozott Vonzás Módszerének hatékonyságát mutatom be. A módszer a három talán leginkább elterjedt technikával kerül összehasonlításra a két leggyakrabban alkalmazott tesztfüggvényen.

Az összehasonlítás a már korábban ismertetett módszerekkel történik:

- Genetikus algoritmus;
- Bakteriális evolúciós algoritmus;
- Részecskesereg optimalizáció;

a következő tesztfüggvényeken:

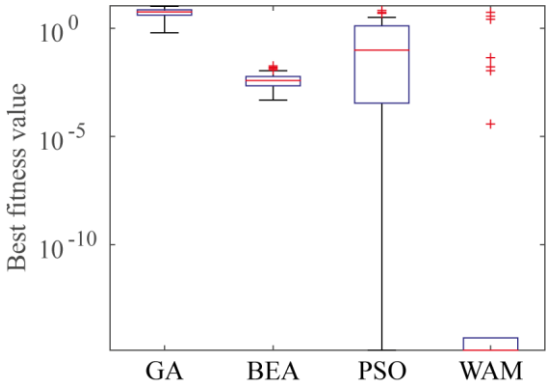
- 2D *Ackley*-függvény;
- *Rosenbrock*-függvény.

Ahhoz, hogy az algoritmusok teljesítőképességéről valós kép szülessen, az optimalizáció mindhárom módszerrel 100-szor került végrehajtásra, mindegyik esetben a számítások az 1000. populációig tartottak. A fenti paraméterekkel két külön teszt is bemutatásra kerül:

a) Optimalizáció végrehajtása 10 részecske- / egyedszámú populációt alkalmazva a $-10 \leq x_1, x_2 \leq 10$ tartományon
b) Optimalizáció végrehajtása 100 részecske- / egyedszámú populációt alkalmazva a $-100 \leq x_1, x_2 \leq 100$ tartományon.

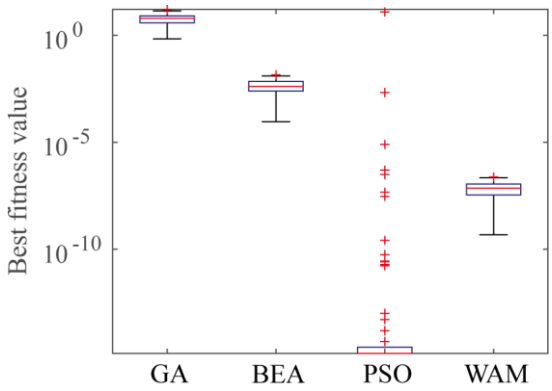
Az algoritmusok így mindegyik esetben 100 különböző eredményt értek el, az elért eredmények jósági értéke box-bajusz diagramon [105] való ábrázolásával az algoritmusok hatékonysága könnyedén összevethető. A box-bajusz diagramon a boxban található vonal jelöli az adathalmaz medián értékét, a box az adatok 50%-át tartalmazza, az alsó és felső 25% a boxon kívül található. Az alsó és felső bajusz a statisztikailag nem kiugrónak számító legkisebb / legnagyobb értékig tart, a kiugró értékek pedig egy kereszttel vannak jelölve.

Az *Ackley*-függvényen elvégzett összehasonlítás az a) esetben a 12. ábra látható, míg a b) eset eredményeit a 13. ábra mutatja. Az a) optimalizációs teszt esetben a Súlyozott Vonzás Módszere jelentősen felülmúlja a referencia algoritmusok teljesítőképességét. A Genetikus Algoritmus néhány esetben közel került a globális optimum közvetlen környezetéhez, de a talált legjobb értékek jósága jelentősen elmaradt a többi algoritmus által talált pozíció jóságától.



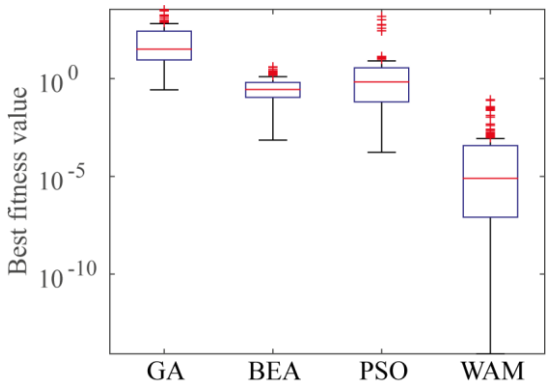
12. ábra Optimalizáció *Ackley*-függvényen, a) eset.

A b) optimalizációs teszt esetben a Részecskesereg Optimalizáció nyújtotta a legjobb eredményeket. A Súlyozott Vonzás Módszere az a) esethez képest gyengébben, de így is kiválóan teljesített a Genetikus - és Bakteriális Evolúciós Algoritmussal összevetve, melyek az a) esetben tapasztaltakkal közel megegyező eredményt mutattak. Genetikus Algoritmus várhatóan az alacsony valószínűségű mutáció lépés miatt maradt alul mindkét esetben a Bakteriális Evolúciós Algoritmussal szemben. Mindkét populáció alapú módszer eszközkészlete kevésbé alkalmas lokális keresés hatékony megvalósítására, míg a részecske alapú módszerek ebben a tekintetben előnyt élveznek.

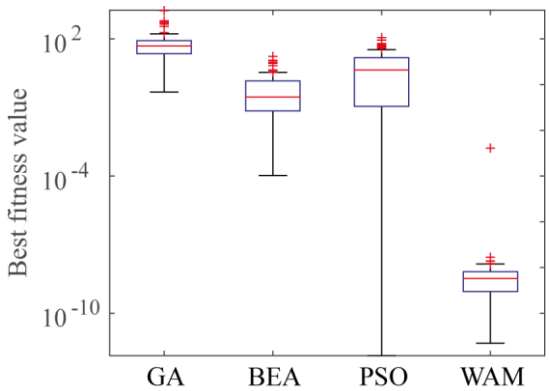


13. ábra Optimalizáció *Ackley*-függvényen, b) eset.

Az algoritmus tesztelésének eredménye *Rosenbrock*-függvény esetén a 14. ábra és 15. ábra látható.

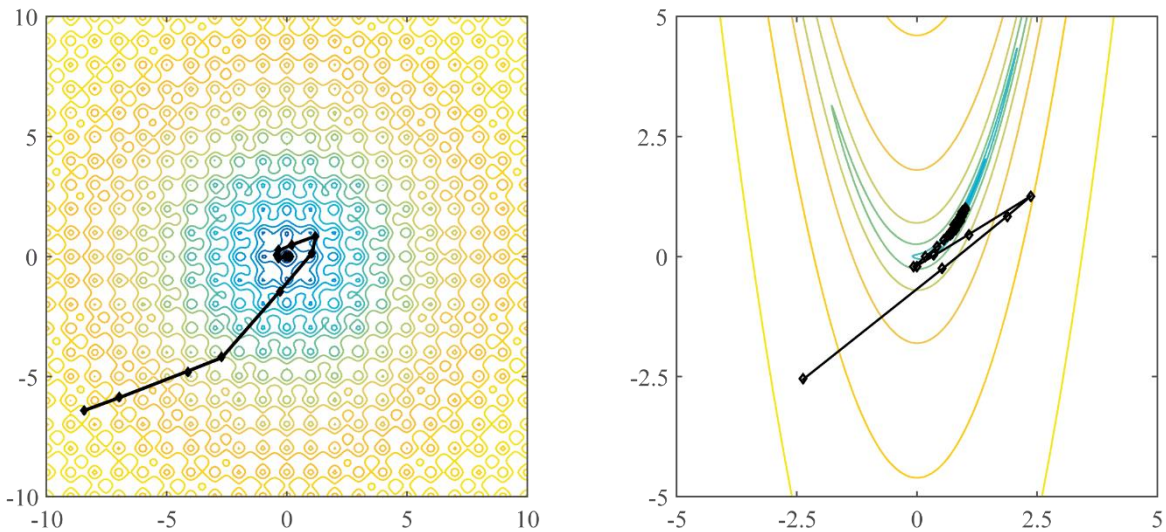


14. ábra Optimalizáció *Rosenbrock*-függvényen, a) eset.



15. ábra Optimalizáció *Rosenbrock*-függvényen, b) eset.

Egy tetszőlegesen kiválasztott kereső részecske trajektóriája egy tetszőleges optimalizációs ciklus során az *Ackley*- és *Rosenbrock*-függvényen a 16. ábra követhető nyomon.



(a) (b)

16. ábra Példa egy kereső részecske trajektóriájára optimalizáció során. Bal oldalon

A Súlyozott Vonzás Módszere mindkét fenti esetben jobb eredményeket mutatott, kiváltképp a b) esetben, amikor több részecske végez keresést nagyobb tartományon. Nem pusztán a többi algoritmushoz képest mutatott jobb teljesítményt, hanem az a) esethez képest is. Természetesen – a „*There is no free lunch*” elv következményeként – ez nem azt jelenti, hogy a Súlyozott Vonzás Módszere jobb volna a klasszikusnak tekinthető eljárásoknál, csupán azt, hogy az ismertetett, valamint a lefutásukban hasonlóságot mutató célfüggvényeken jobb eredmény várható a bemutatott módszer segítségével a többi eljárással összevetve.

Memetikus algoritmusok nem képezik részét disszertációmnak. Egy memetikus algoritmus egy globális, valamint egy lokális optimalizációs eljárás kombinációja, így a bemutatott algoritmus szempontjából egy esetleges összevetés memetikus algoritmussal nem etikus. Egy lokális optimalizációs eljárással való kiegészítés a módszer hatékonyságára megegyező hatással bírna, mint bármely más globális kereső algoritmus esetében.

3.5. Metaheurisztika alkalmazása mérnöki gyakorlatban

3.5.1. Optimalizációs módszerek

A különböző optimalizációs módszerek már számos tervezést elősegítő szoftver szerves részét képezik, napjainkban pedig már a metaheurisztikus algoritmusok is elterjedtnek tekinthetők. A modern numerikus módszereket alkalmazó szimulációs szoftverek számos optimalizációs algoritmust implementáltak, hogy a felhasználók a megoldandó feladathoz leginkább

illeszkedő eljárást tudják választani. A teljesség igénye nélkül, a lenti felsorolás néhány példát mutat egyes szimulációs software-ekben elérhető módszerekről. A könnyebb azonosíthatóság céljából a módszereket a software-ben megtalálható angolszász megnevezéseivel azonosítom.

- CST Studio Suite [59]
    - Covariance Matrix Adaptation Evolutionary Strategy: metaheurisztikus globális kereső [72]
    - Trust Region Framework: globális kereső [79]
    - Genetic Algorithm: véletlenszerű grobális kereső
    - Particle Swarm Optimization: metaheurisztikus globális kereső
    - Nelder Mead Simplex Algorithm: lokális kereső [74]
    - Interpolated Quasi-Newton: gradiens alapú lokális kereső
    - Classic Powell: lokális kereső [76]
- Ansys HFSS [60]
    - Sequential Nonlinear Programming: gradiens alapú lokális kereső [68]
    - Sequential Mixed Integer Nonlinear Programming: gradiens alapú diszkrét lokális kereső [78]
    - Quasi-Newton: gradiens alapú lokális kereső
    - Pattern Search: globális kereső [80]
    - Genetic Algorithm: véletlenszerű metaheurisztikus globális kereső
    - Screening: globális kereső
    - Multi-Objective Genetic Algorithm: metaheurisztikus globális kereső többcélú feladatok megoldására
    - Nonlinear Programming by Quadratic Lagrangian: gradiens alapú lokális kereső
    - Mixed-Integer Sequential Quadratic Programming: gradiens alapú diszkrét lokális kereső [78]
    - Adaptive Multiple-Objective: globális kereső többcélú feladatok megoldására
    - Adaptive Single-Objective: gradiens alapú kereső
- Altair FEKO [61]
    - Automatic: a többi elérhető algoritmusból választ a software automatikusan egy ideális módszert
    - Nelder-Mead Simplex: gradiens alapú kereső
    - Particle Swarm Optimization: globális metaheurisztikus kereső

- Genetic Algorithm: véletlenszerű globális metaheurisztikus kereső
- Grid Search: globális diszkrét kereső

Bár elsőre úgy tűnhet, az optimalizációs módszerek már szerves részét képezik a szimulációs software-eknek, az implementált algoritmusok csupán elhanyagolhatóan kis részét képezik az elérhető eljárásoknak. A rendelkezésre álló globális optimalizációs eljárások általános célú módszereknek tekinthetők, míg gyakran speciális, a feladattípusra hatékonyabban alkalmazható, a várható célfüggvénykarakterisztikához jobban illeszkedő eljárásra volna szükség, mely elsősorban az optimalizációs portfólió bővítésével, az algoritmusok szabadabb testreszabhatóságával volna elérhető.

3.5.2. Jiles-Atherton hiszterézismodell paramétereinek meghatározása

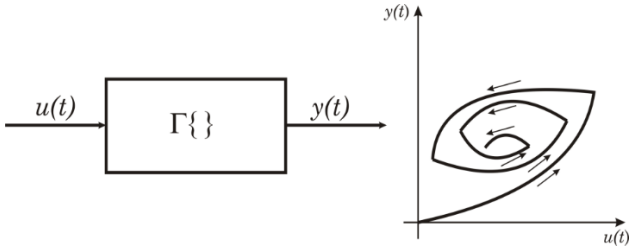
A bemutatott eljárás villamosmérnöki alkalmazását egy speciális feladat megoldásán keresztül ismertetem, mely melynek analitikus megoldására nem létezik formula az irodalomban.

3.5.2.1. Jiles-Atherton hiszterézismodell

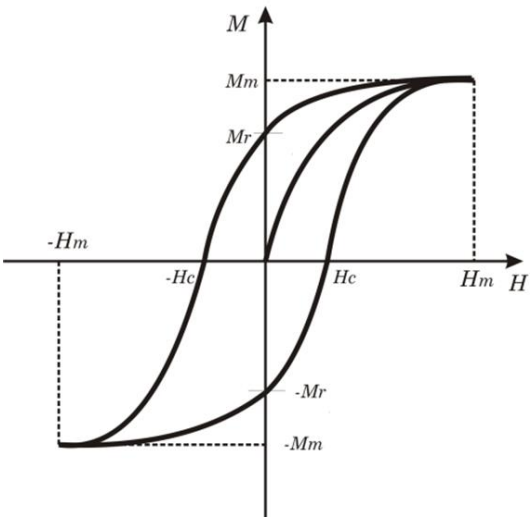
A mágneses hiszterézis egy többértékű nemlineáris kapcsolat (lásd a 17. ábra), ahol Γ a többértékű nemlineáris operátor) a $\boldsymbol{H}$ mágneses térerősség és M mágnesezettség között a

$$\boldsymbol{M} = \Gamma\{\boldsymbol{H}\} \tag{29}$$

összefüggés szerint. Ez annyit jelent, hogy a mágnesezettség értéke (ezáltal a hiszterézishurok aktuális helyzete) függ a mágneses térerősség előzetes időbeli lefutásától. Az így kialakuló hiszterézis hurok veszteséget jelent, melyet figyelembe kell venni numerikus számítások során, hiszen a hiszterézises viselkedés az eszköz melegedéséhez vezet. A hiszterézis veszteség arányos a hiszterézis hurok által körülzárt felület nagyságával.



17. ábra Többértékű nemlineáris kapcsolat illusztrációja [119].



18. ábra Skaláris hiszterézis kapcsolat a mágneses térerősség és a mágnesezettség között [119].

Egy egyszerű skaláris hiszterézis kapcsolatot mutat a 18. ábra, ahol H_c a koercitív térerősség, M_r a remanens mágnesezettség, H_m és M_m pedig a görbe csúcsaihoz tartozó H és M értékeket jelölik. A skaláris hiszterézis annyit jelent, hogy bár az anyagparaméter hiszterézissel bír, ez a viselkedés izotrop és frekvenciafüggetlen, disszertációmnak nem célja a vektor hiszterézis, valamint dinamikus hiszterézis viselkedések mélyebb vizsgálata.

A skaláris hiszterézis modellezésére számos lehetőség adott a szakirodalomban. A két leginkább elterjedt makroszkopikus eljárás a *Preisach*- [106] valamint a *Jiles-Atherton*-modell. A modellek működése lényegesen eltér egymástól. Bár a *Preisach*-modell képes tökéletesen leképezni a hiszterézises viselkedést, azonban annak elmélete pusztán matematikai alapokon nyugszik. Ezzel szemben a *Jiles-Atherton*-modell fizikai jelenségeken alapuló módszer, ugyanakkor nem képes tökéletesen lekövetni a mért hiszterézis karakterisztikát. Optimalizáció tesztelésére a *Jiles-Atherton*-modell kiválóan alkalmazható, hiszen a teljes hiszterézis karakterisztika öt paraméter segítségével leírható.

A *Jiles-Atherton*-modell David Jiles és David Atherton írták le az 1984-ben megjelent cikkükben, mely a ferromágneses hiszterézis modellezését a mágneses domének mozgására és az energia egyensúlyra alapozza [27][28]. A modell szerint a mágnesezettség egy reverzibilis (M_{rev}) és irreverzibilis (M_{irr}) mágnesezettségi komponensből tevődik össze, tehát

$$M = M_{rev} + M_{irr}. \tag{30}$$

A *Jiles-Atherton*-modell egy olyan differenciálegyenlet, mely a hiszterézises, és a hiszterézismentes viselkedés közötti különbséget írja le. A hiszterézis mentes mágnesezettség M_{an} a *Langevin*-függvénnyel közelíthető az

$$M_{an} = M_s \left[\coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right] \tag{31}$$

összefüggés szerint, ahol M_s az adott anyag szaturációs mágnesezettsége, a jellemzi a domén sűrűséget, H_e pedig az úgynevezett effektív mágneses térerősség, mely a

$$H_e = H + \alpha M \tag{32}$$

összefüggés alapján számítható, ahol α a domének közötti csatolást jelöli. A modell értelmében a mágnesezettség reverzibilitására bevezethető egy c paraméter, mely segítségével (30)(30) összefüggés átalakítható az

$$M = cM_{an} + (1 - c)M_{irr} \tag{33}$$

formára. Az irreverzibilis mágnesezettség az energia egyenletből származtatható az

$$M_{irr} + k\delta \frac{\mathrm{d}M_{irr}}{\mathrm{d}H_e} = M_{an} \tag{34}$$

összefüggés szerint. A fenti összefüggésben k egy – hiszterézis okozta energia disszipációval kapcsolatos – paraméter, δ paraméter pedig a

$$\delta = \mathrm{sign}\left(\frac{\mathrm{d}H}{\mathrm{d}t}\right) \tag{35}$$

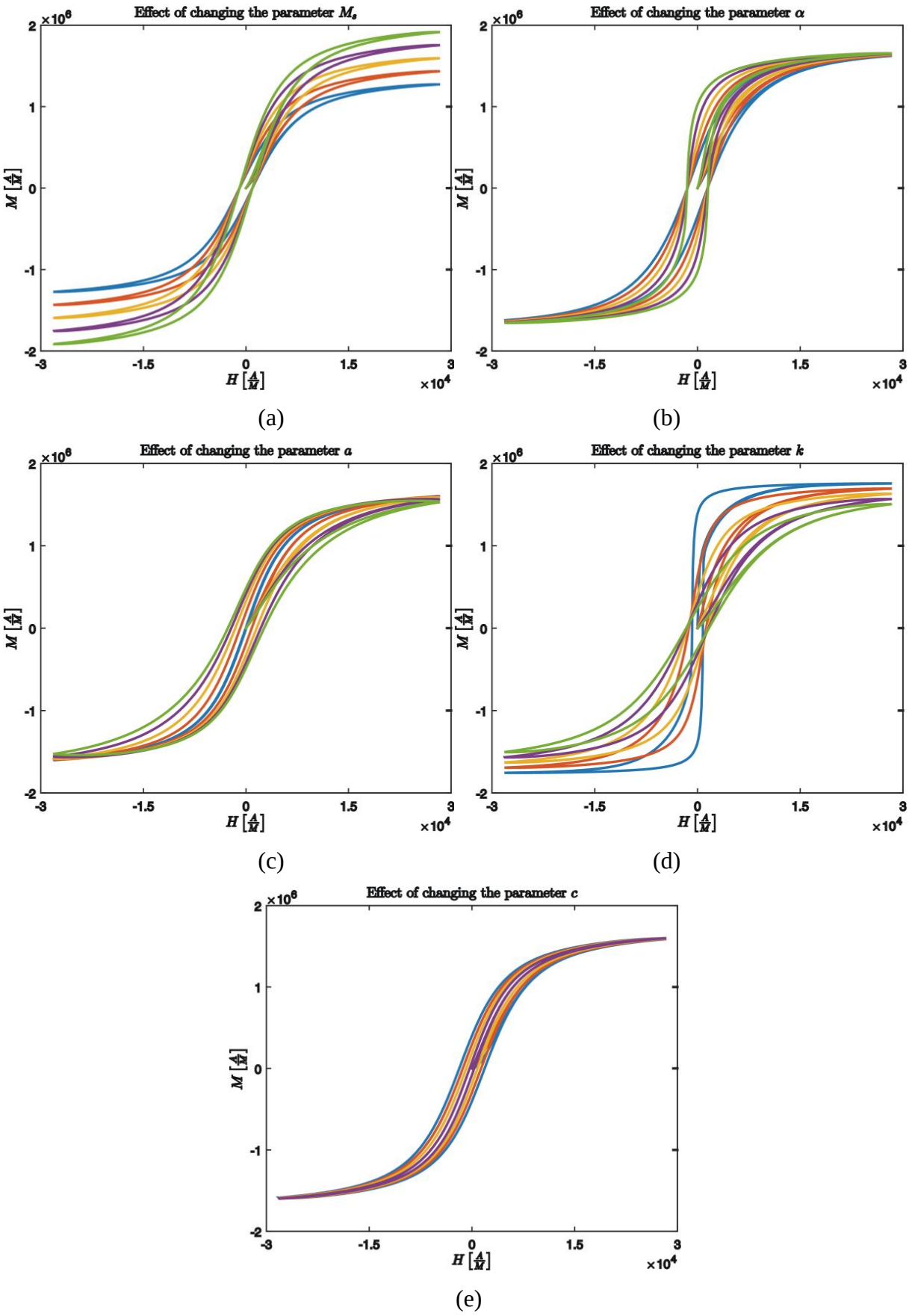
egyenlet szerint számítható, mely biztosítja, hogy $\frac{\partial M_{irr}}{\partial H_e}$ tag mindig disszipatív viselkedést mutasson. Az utolsó lépés a skaláris *Jiles-Atherton* hiszterézis modell direkt formulájának felállításához a mágnesezettséget és a mágneses térerősséget összekötő differenciálegyenlet meghatározása (33) és (34) alapján a

$$\frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}H} = \frac{c\frac{\mathrm{d}M_{an}}{\mathrm{d}H_e} + (1 - c)\frac{\mathrm{d}M_{irr}}{\mathrm{d}H_e}}{1 - \alpha c\frac{\mathrm{d}M_{an}}{\mathrm{d}H_e} - \alpha(1 - c)\frac{\mathrm{d}M_{irr}}{\mathrm{d}H_e}} \tag{36}$$

formában. A skaláris *Jiles-Atherton*-hiszterézismodellt tehát *Ms*, α, a, k és c paraméterek írják le. A modellparaméterek hatása a modell alkalmazásának eredményeként létrejövő hiszterézis karakterisztikára a 19. ábra látható [42].

A modellparaméterek meghatározását segíti, hogy azok értéke egy szűk tartományon belül vehetnek fel értékeket, melyek a mért hiszterézisgörbe nevezetes pontjai alapján számíthatók [31]. Ezek a tartományok – melyek az optimalizációhoz szükséges paraméter korlátok is – az alábbiak:

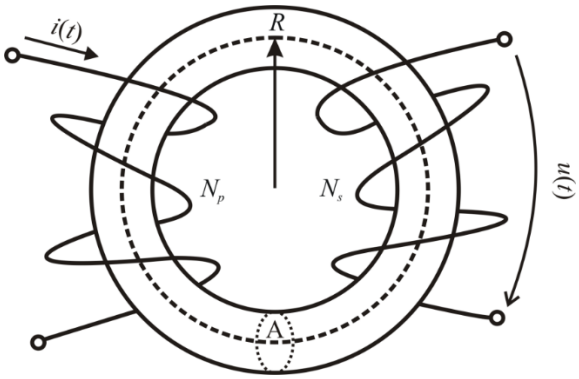
- $M_s \in [M_m;\ 1{,}5M_m]$
- $\alpha \in \left[0{,}5\frac{H_c}{M_m};\ 0{,}7\frac{H_c}{M_m}\right]$
- $a \in [0{,}5H_c;\ 5H_c]$
- $k \in [0{,}5H_c;\ 5H_c]$
- $c \in [0; 1]$



19. ábra A modellparaméterek hatása a létrejövő hiszterézis karakterisztikára [41].

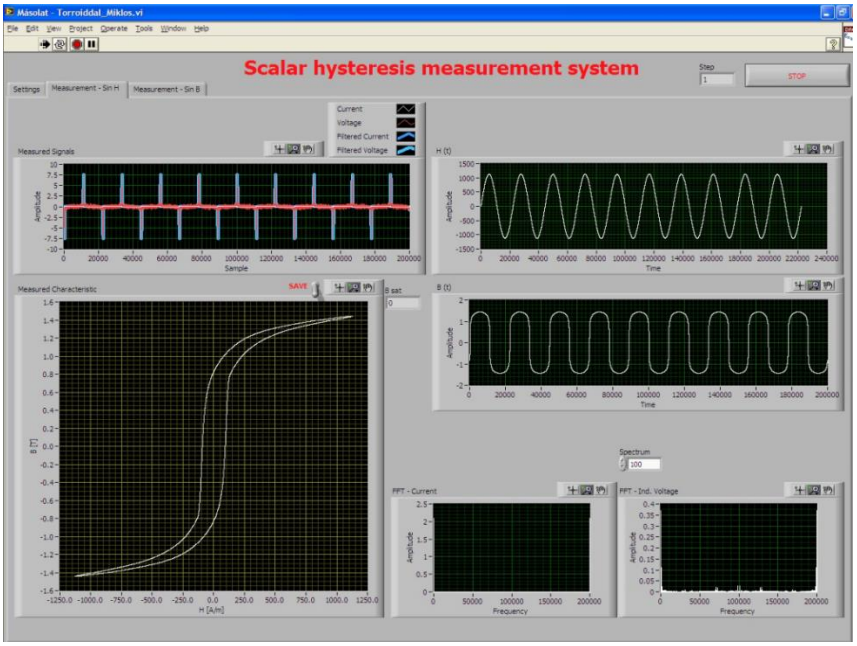
3.5.2.2. Skaláris hiszterézis mérése

A skaláris hiszterézis karakterisztika mérése egy toroid alakú C-19 típusú struktúra acél mintán történt a 20. ábra látható elvi felépítés szerint.



20. ábra Hiszterézis mérés elvi felépítése.

A 20. ábra bal oldalán található primer tekercsre egy feszültség vezérelt áramgenerátor juttat előre meghatározott időbeli lefutású áramot, mely a szekunder tekercs kapcsai között feszültséget indukál. A feszültség mérése egy NI PCI-6251 adatgyűjtő kártyával, a mérési eredmények kiértékelése pedig LabVIEW függvényekkel történt [34]. A program kezelőfelülete a 21. ábra látható.



21. ábra Skaláris hiszterézis mérésére alkalmas LabVIEW program [43].

A mágneses térerősség az toroid alakú acélmintában a

$$H(t) = \frac{N_p i(t)}{2R\pi} \tag{37}$$

analitikus összefüggés segítségével közelíthető, ahol *N*p a primer tekercs menetszáma, *i(t)* jelöli a primer tekercsen folyó áramot, *R* pedig a toroid átlagos sugara (lásd 20. ábra). A mágnesezettség a

$$M(t) = \frac{B(t)}{\mu_0} - H(t) \tag{38}$$

összefüggés szerint számolható, ahol *B(t)* mágneses indukció, μ_0 pedig a vákuum permeabilitása. A mágneses indukció a mért u(t) szekunder oldali feszültség jelalakból számítható a

$$B(t) = -\frac{1}{AN_s}\int_0^t u(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{39}$$

egyenlet szerint. A fenti összefüggésben *A* a toroid keresztmetszetének felülete, *Ns* a szekunder oldali tekercs menetszáma, τ pedig az integráláshoz szükséges futóváltozó (lásd 20. ábra).

3.5.2.3. Hiszterézismodell paramétereinek meghatározása

A *Jiles-Atherton*-hiszterézismodell paramétereinek meghatározására számos kísérlet található a szakirodalomban [30][32]. Mivel a *Jiles-Atherton*-hiszterézismodellt négy egyenlet és öt paraméter írja le, ezért nem lehet azokat paraméterenként zárt alakban meghatározni, emiatt pedig a paraméterek kizárólag iterációs úton identifikálhatók. Az eredeti iterációs eljárás [29] mellett létezik még proporcionális szabályozáson alapuló paramétermeghatározás is [42], azonban a legnagyobb súllyal optimalizációs eljárásokkal támogatott paraméter meghatározás található a szakirodalomban [31].

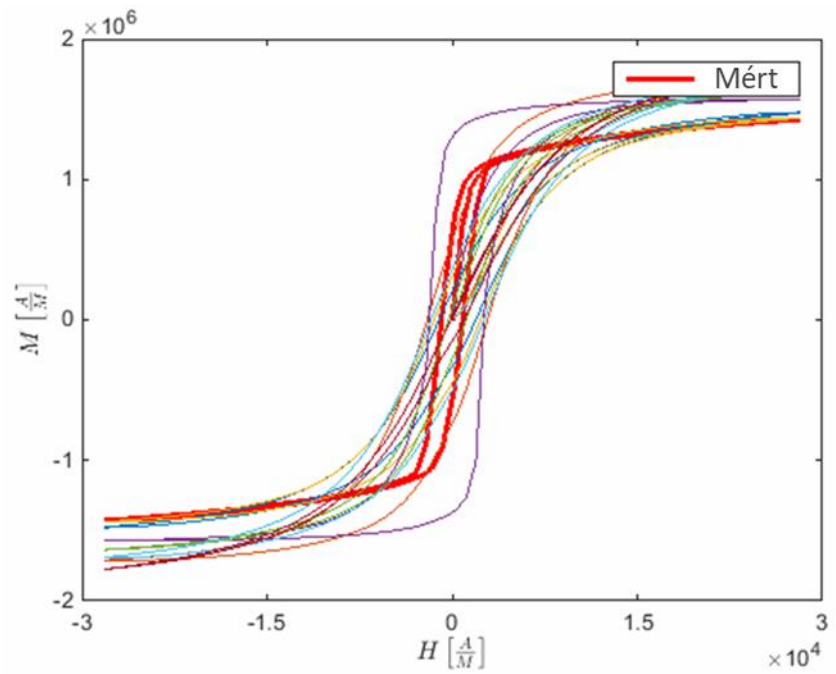
A Súlyozott Vonzás Módszere könnyedén alkalmazható az kvázi-optimális modellparaméterek meghatározására [41]. Először is szükséges definiálni a jósági függvényt, mely az optimalizációhoz a

$$F_i(M_s, \alpha, a, k, c) = \frac{\|M_{mért} - M_i(M_S, \alpha, a, k, c)\|}{\max(M_{mért})} \tag{40}$$

formában került meghatározásra. A módszer alkalmazásához szükséges vonzási függvényt is meghatározni. A legjobb egyedek súlyának növelése érdekében a vonzási függvényt a jósági értékek [0, 1] tartományra vetített értékeinek köbével arányosnak választottam meg:

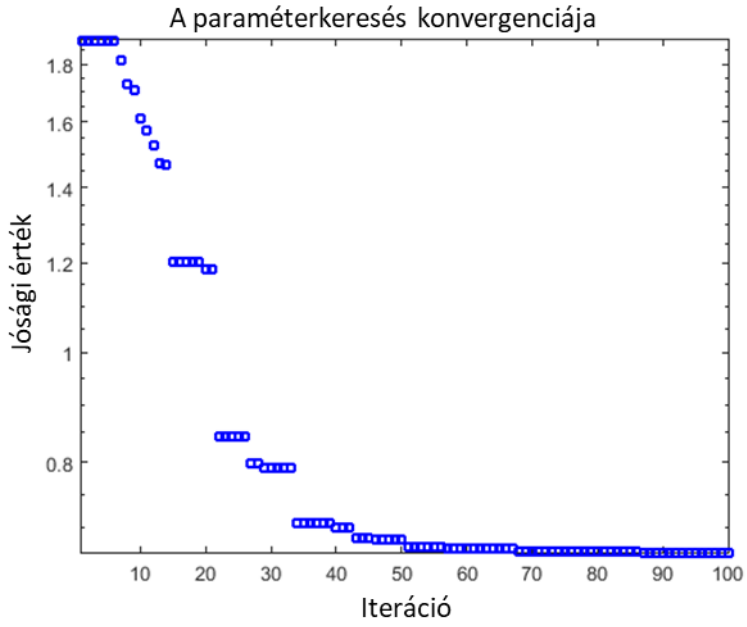
$$w(F_i') = F_i'^3. \tag{41}$$

Az optimalizáció 10 kereső részecske alkalmazásával történt, a kezdeti véletlenszerű részecske eloszlást a 22. ábra mutatja.

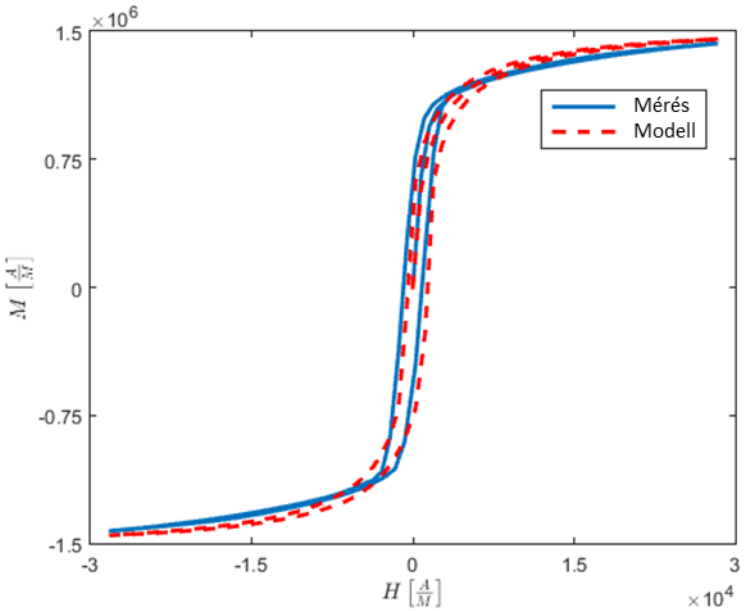


22. ábra Kezdeti részecskeeloszlás által meghatározott hiszterézisgörbék.

Miképp az már korábban említésre került, a *Jiles-Atherton* hiszterézismodell segítségével nem lehetséges tökéletesen lekövetni mért hiszterézis karakterisztikát. Ennek következménye optimalizációs szempontból az, hogy nem lehet egyértelműen meghatározni azt a jósági küszöbértéket, mely elérhető az optimalizáció során. Emiatt az optimalizáció kilépési feltétele 100 iterációs ciklus elérésében lett meghatározva. Az optimalizáció konvergenciája a 23. ábra, a 100 iterációs ciklus után elért legjobb közelítés pedig a 24. ábra látható.



23. ábra A paraméter optimalizáció konvergenciája.



24. ábra A legjobb paraméterkészlet által meghatározott hiszterézisgörbe illeszkedése a mért karakterisztikához.

A legjobb egyezést adó hiszterézisgörbe a mért karakterisztikának kielégítő közelítése, azonban az is nyilvánvaló az ábra alapján, hogy ez az eredmény korántsem tekinthető a mért karakterisztika pontos leképezésének.

A legjobb közelítést biztosító paraméterkészlet értékek az alábbiak:

- $M_s = 1.57 \cdot 10^6 A/m$
- $\alpha = 4.3 \cdot 10^{-3}$
- $a = 3575\ A/m$
- $k = 2466\ A/m$
- $c = 0.823$

1. Tézis

Kutatásom során olyan metaheurisztikus algoritmust dolgoztam ki, mely a műszaki tervezési feladatok által leírt célfüggvényekhez illeszkedik elsősorban. A módszer alkalmazását végrehajtottam és bemutattam olyan villamosmérnöki problémára, melyre az irodalomban nem létezik egzakt megoldás. A bemutatott módszert továbbfejlesztettem, s tesztfüggvényeken bemutattam a módszer teljesítőképességét.

(a) Bemutattam a Súlyozott Vonzás Módszerét, melyet a gravitációs mozgás elmélete ihletett. A módszer magját az újonnan bevezetett vonzási függvény adja, mely egy újszerű megközelítés a metaheurisztikák területén. A módszer hatékonyságát választott célfüggvényeken bemutattam, s összevetettem széleskörben alkalmazott metaheurisztikus optimalizációs módszerekkel. A módszer hatékonysága a választott célfüggvényeken kiemelkedő a referenciaként használt módszerekéhez képest.

(b) A Súlyozott Vonzás Módszerét hatékonyan alkalmaztam a *Jiles-Atherton*-hiszterézismodell paramétereinek meghatározásához, melynek pontos értékeinek meghatározására analitikus módszer nem létezik az irodalomban. A módszer alkalmazása segítségével olyan paraméterkészletet kaptam, mely mért karakterisztikát jellegre és értékre helyesen követi le.

A tézishez tartozó publikációk: [36][40][41].

4. Emberi látás, mint ihlet metaheurisztikára

A Súlyozott Vonzás Módszere a korábbiakban bemutatottak alapján bizonyítottan megállja a helyét a metaheurisztikus optimalizációs algoritmusok világában. A tapasztalatom az algoritmus működésével ugyanakkor az, hogy – a PSO-hoz hasonlóan – képes beszorulni egy lokális minimum völgyébe. Ennek kiküszöbölésére szolgál a módszer által alkalmazott „robbantás” lépése. Bár ez idővel képes az algoritmus futását kijuttatni a lokális minimum környezetéből ennek dinamikája hordozott magával fejlesztési potenciált. Az algoritmusok beszorulása ellen egy általánosan alkalmazható megoldáson dolgoztam, melyet szintén ebben a fejezetben mutatok be.

A metaheurisztikus módszerek további kutatásához az adta a motivációt, hogy bár adott tesztfüggvények esetén jól teljesített a WAM, és a PSO-val ellentétben nem esett csapdába, azonban a konvergencia sebessége az optimalizációs iterációk előrehaladtával erősen csökkent. Ha egy lokális minimumhelyen keresett a WAM, nem volt meg a kellően hatékony eszközkészlete ahhoz, hogy onnan kevés lépés után továbbálljon. A következőkben bemutatott módszer bármilyen hihetetlenül is hangzik, valóban úgy született meg, hogy néztem a a célfüggvényt, valamint azt, hogy a WAM módszer hol található rajta éppen, és miért keresi minden részecskével azt a területet, ami egyébként nem globális optimum, mi lenne, ha több részecske úgymond feltérképezné a célfüggvény többi részét. Azon gondolkoztam, hogy én miért látom meg a globális minimumot, és az algoritmus miért nem. S ez a gondolat adta az ihletet a következőkben bemutatásra kerülő algoritmushoz.

Ha az ember a tekintetével keres egy jól meghatározott paraméterekkel leírható területet (pl. legsötétebb, legvilágosabb stb.), a feladatot az emberi látás két különböző technika együttes használatával hajtja végre:

- Binokuláris látómezőben a két szem fókuszál egy adott térrészre, így az ezen térrészben található környezet a legélesebb az emberi látás szempontjából. Ez optimalizációs szempontból tekinthető lokális keresésnek.
- Perifériás látás a fókuszált látómezőn kívülről bár kevés részletet képes már feldolgozni, folyamatosan szolgáltatja az információt az emberi agy számára a fókuszált látómezőn kívüli térrészről. Ez optimalizációs szempontból tekinthető globális keresésnek.

A fentiek alapján egy egyszerűen implementálható optimalizációs eljárás került kidolgozásra [46]. A módszer lényege, hogy a kereső részecskéket két különálló, de

egymással interakcióban levő csoportra osztja. Az első csoport felelős a fókuszálásért, ezáltal a lokális keresésért, míg a másik a perifériás látásért, tehát a célfüggvény globális feltérképezéséért felel.

A fentiek szerint kidolgozott eljárás lépései a következők

- **Elosztás:** a kereső részecskék szétszórása a célfüggvényen a módszer által definiált speciális szabályai szerint.
- **Kiértékelés:** a kereső részecskék jósági értékének megállapítása.
- **Frissítés:** a modell paramétereinek módosítása az algoritmus futása során nyert információk alapján.

A fenti lépések egy koevolúciós, részecske viselkedést és random keresést ötvöző metaheurisztikus algoritmust eredményeznek. A módszer az egyszerűség kedvéért az EYE nevet viseli, mely az „Explore with Your Eyesight" kifejezés rövidítése.

4.1.1. Elosztás

A részecskék elosztása a célfüggvényen a Súlyozott Vonzás Módszeréhez hasonló abban az értelemben, hogy a részecskék új pozíciójának meghatározása a *Box-Muller-Marsaglia*-módszer szerint történik. A különbség a módszer $\boldsymbol{\mu}$ (várható érték vektora) és $\boldsymbol{\sigma}$ (szórás) paramétereinek megválasztásában rejlik.

A módszer $\boldsymbol{\mu}$ értékének meghatározására több lehetőség is adott. Egy lehetséges opció az algoritmus futásának aktuális iterációjáig legjobb talált pozíció

$$\boldsymbol{\mu}^{(i)} = \boldsymbol{x}^{*(i)} = \arg\min_{x} f(\boldsymbol{x}^{(i)}) \tag{42}$$

alapján, vagy a Súlyozott Vonzás Módszer alkalmazása során számított súlypont

$$\boldsymbol{\mu}^{(i)} = \boldsymbol{c}^{(i)} = \frac{\sum_{j=1}^{m} \boldsymbol{x}_j^{(i)} w_j^{(i)}}{\sum_{j=1}^{m} w_j^{(i)}} \tag{43}$$

összefüggés szerint.

A $\boldsymbol{\sigma}$ értékét az algoritmus a futása során adaptívan változtatja a konvergencia sebességének növelése érdekében. Túl nagy $\boldsymbol{\sigma}$ esetén a kereső részecskék elosztása túl nagy tartományon értelmezett, túlságosan kis $\boldsymbol{\sigma}$ érték pedig csak egy szűk tartomány vizsgálatára ad lehetőséget. A fókuszált és a perifériás látásért felelős részecskékre értelemszerűen külön $\boldsymbol{\sigma}$ érték alkalmazása szükséges. A fókuszált látásért kis, míg a perifériás látáshoz nagy $\boldsymbol{\sigma}$ értéket szükséges választani.

Az optimalizáció első iterációi során a célfüggvény alaposabb feltérképezése érdekében érdemes nagyobb hangsúlyt fektetni a globális keresésre, amíg a legjobb felderített pozíció

még közel sem kielégítő. A későbbi iterációkban pedig érdemes nagyobb figyelmet szentelni a lokális keresésnek.

4.1.2. Kiértékelés

Az EYE algoritmus alkalmazhatósága a már korábban ismertetett *Ackley*- és *Rosenbrock*-függvényen keresztül kerül bemutatásra, a hatékonysága pedig GA, BEA, PSO, valamint a Súlyozott Vonzás Módszerével kerül összevetésre.

4.1.3. Frissítés

A bemutatott módszert négy fő paraméter határozza meg:

- A keresés várható értéke: $\boldsymbol{\mu}$,
- A globális és lokális kereső részecskék aránya,
- A globális keresés szórása: $\boldsymbol{\sigma}_g$,
- A lokális keresés szórása: $\boldsymbol{\sigma}_l$.

A várható értéket minden elosztás művelet előtt meg kell határozni, ennek pozíciója pedig a már korábban bemutatott lehetőségek egyikével (legjobb megtalált pozíció vagy súlyozott átlag) számítható.

A globális és lokális kereső részecskék arányának frissítéséhez az algoritmusnak el kell döntenie, globális vagy lokális keresésre van szükség az algoritmus futásának aktuális stádiumában. Amennyiben jósági értékkel számszerűsíthető egy küszöbérték, mely alatt már kielégítőnek tekinthető egy pozíció a célfüggvényen, úgy amíg ezen értéket nem éri el az optimalizáció, az algoritmus a globális keresést preferálja, míg ezt a küszöbértéket elérve az algoritmus a lokális keresésre helyezi a hangsúlyt.

A globális keresés szórásának frissítését is különböző stratégiák mentén lehet megválasztani, ezzel kapcsolatosan az alábbiakat érdemes szem előtt tartani:

- A kezdeti $\boldsymbol{\sigma}_g$ értéket nem szükséges nagy értéknek megválasztani, elegendő, ha $\boldsymbol{\sigma}_g$ értékénél nagyobb.
- Amint az algoritmus új, korábbinál jobb pozíciót talál egyik iteráció során, úgy a következő iterációban a kezdeti értékét veszi fel, hiszen új fókuszálás kezdődik, új perifériális környezettel.
- Amennyiben az algoritmus nem talál jobb pozíciót a célfüggvényen egy iteráció során, úgy $\boldsymbol{\sigma}_g$ értékét az algoritmus iterációnkként növeli addig, amíg $\boldsymbol{\sigma}_g$ elegendően nagy érték ahhoz, hogy a teljes optimalizációs tartományt kvázi egyenletesen lefedje. Mivel

a *Box-Muller-Marsaglia*-módszer normális eloszlású, így az elosztás nem lehet egyenletes a célfüggvényen. Emiatt érdemes $\boldsymbol{\sigma_g}$ értékét egy felső küszöbértékkel korlátozni.

- A konvergencia szempontjából talán a legfontosabb paraméter a lokális keresés szórása. Ennek értéke a kezdeti iterációk során nem lehet túl alacsony, hiszen az azonnali lokális fókuszált keresést eredményezne, mely azt feltételezi, hogy az algoritmus az optimalizáció kezdete óta egy kielégítő tartományon tartózkodik. Az optimalizáció előrehaladtával, amikor már egy küszöbértéknél jobb pozíciót talál az algoritmus, úgy $\boldsymbol{\sigma_l}$ minden iterációval egyre kisebb értéket vesz fel, ezáltal javítva a lokális keresés hatékonyságát. Ez azt jelenti, hogy $\boldsymbol{\sigma_l}$ értéke arányosan kell, hogy kövesse a jósági értéket. Ennek az arányosságnak a helyes megválasztása kulcsfontosságú, hiszen a lokális keresés hatékonysága, ezáltal az optimalizáció konvergenciája könnyebben kezelhető. Illusztrációként egy egyszerű példa: a gömbfüggvényt négyzetes összefüggés írja le. Amennyiben $\boldsymbol{\mu}$ értéke az aktuálisan legjobb jósági értékű pozíciót veszi fel (pl. x = 2), úgy $\boldsymbol{\sigma_l}$ értékét a legkisebb jósági érték $(f(x = 2) = 4)$ négyzetgyökével $(\sqrt{f(x = 2)} = 2)$ arányosnak érdemes megválasztani, mivel a legjobb részecske pozíciója és a lokális (és ez esetben globális) minimum távolsága éppen $\boldsymbol{\sigma_l}$ lesz. Amennyiben tehát lehetőség van a célfüggvény karakterisztikájának becslésére, úgy ez referenciaként szolgálhat a $\boldsymbol{\sigma_l}$ értékének frissítésében.

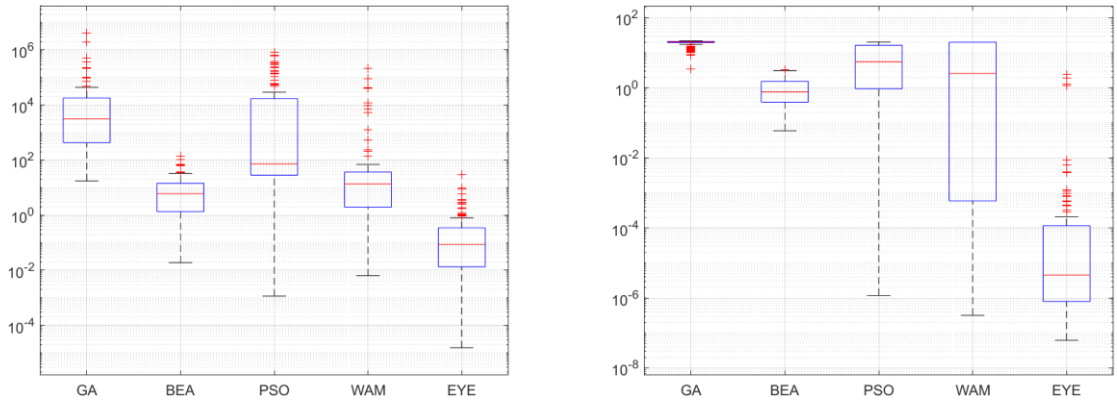
4.1.4. Eredmények

Az EYE optimalizációs eljárás hatékonysága a korábban bemutatott *Ackley*- és *Rosenbrock*-függvényeken keresztül kerül bemutatásra. Összevetéshez az optimalizációk GA, BEA, PSO, és WAM módszerrel is végre lettek hajtva, a következők szerinti tesztparaméterekkel:

a) Optimalizáció 10 kereső egyeddel a $-10 \leq x_1, x_2 \leq 10$ tartományon
b) Optimalizáció 20 kereső egyeddel a $-100 \leq x_1, x_2 \leq 100$ tartományon

Az optimalizáció kilépési feltétele 50 optimalizációs iteráció elérése. Az eredmények box-bajusz diagramon kerülnek összehasonlításra. A lenti ábrákon a módszer eredményeit az EYE nevű oszlop mutatja, míg a függőleges tengely az optimalizáció során elért jósági értéket mutatja logaritmikus skálán.

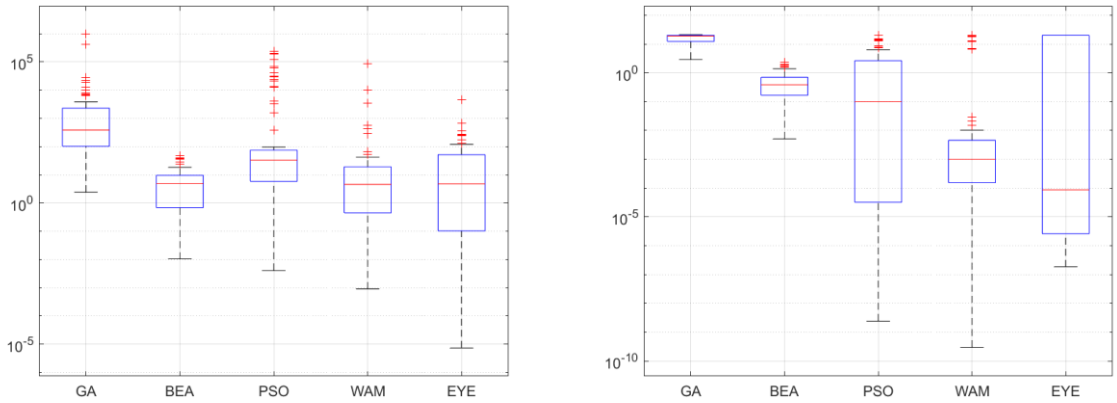
Az optimalizáció eredményét az a) esetben a 25. ábra és 26. ábra mutatja.



(a) (b)

25. ábra Optimalizációs eredmények összevetése a) esetben. (a): *Rosenbrock*-függvény; (b): *Ackley*-függvény

Rosenbrock-függvény esetén a kis iteráció- és kereső egyed számú optimalizáció többnyire kiegyenlített a teszt alá vetett algoritmusok között. A függvény minimumhelye egy keskeny parabolikus völgyben helyezkedik el, s azon belül is csak egy szűk tartomány az, amelyen érdemes keresni a globális optimumot, emiatt a konvergencia mindegyik algoritmus esetében lassul az iterációszám növelésével.



(a) (b)

26. ábra Optimalizációs eredmények összevetése b) esetben. (a): *Rosenbrock*-függvény; (b): *Ackley*-függvény

Ackley-függvényen történő optimalizáció az a) esetben egyértelműen az újonnan kidolgozott algoritmus erősségét mutatta meg. A teljes vizsgálati tartományhoz képest az origó körüli völgy kiterjedése számottevő, s így a módszer kevés jósági érték számítása mellett is képes volt robusztusan a globális minimumhely közelébe találni. Ugyanez b) esetben már nem mondható el. Az *Ackley*-függvény a $-10 \leq x_1, x_2 \leq 10$ tartományon kívül közel sík függvénymenetet mutat enyhe hullámossággal a koszinuszos tagnak köszönhetően.

Emiatt az algoritmus kisebb valószínűséggel találja meg az origó körüli völgyet, emiatt pedig sok esetben a függvény platóján ragad az algoritmus. Viszont amint sikerül megtalálni a völgyet, úgy a módszer képes már a minimumhely környezetét feltérképezni a lokális keresésnek köszönhetően.

A fenti eredmények alapján kijelenthető, hogy az emberi látás ihlette, a Súlyozott Vonzás Módszerére építkező metaheurisztikus módszer képes sima, és hullámzó karakterisztikájú célfüggvények esetén is kielégítő hatékonyságot mutatni, és versenyképes alternatíva tud lenni a referencia algoritmusokkal szemben.

2. Tézis

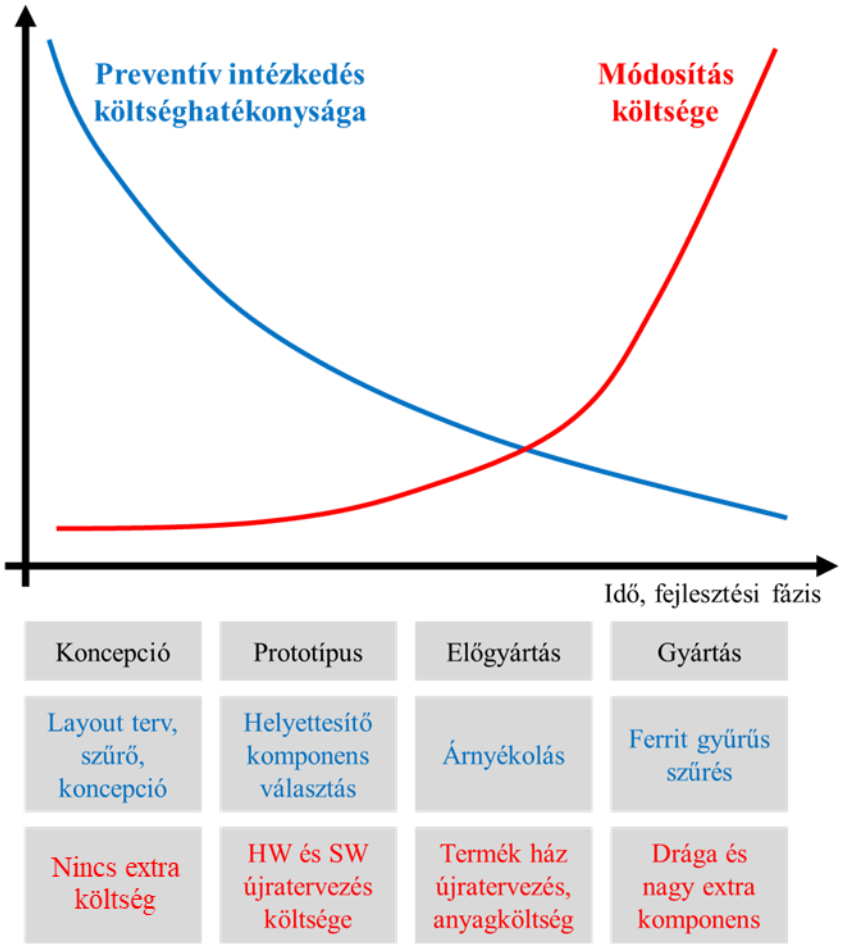
Kidolgoztam egy új, emberi látás tulajdonságait alapul vevő metaheurisztikus optimalizációs módszert. A bemutatott fókusz-logika segítségével egy olyan könnyedén implementálható algoritmust fejlesztettem, mely globális és lokális keresés során egyaránt hatékony, adaptív paramétermegválasztással pedig személyre szabható. A módszer a sztochasztikus optimalizációs eljárások családjába hoz újszerű megközelítést, mely segítségével a bemutatott célfüggvényeken versenyképes optimalizációs teljesítőképességet mutatott.

A tézishez tartozó publikációk: [46].

5. Elektromágneses kompatibilitás

Napjainkban az iparban az elektromágneses kompatibilitással (Electromagnetic Compatibility - EMC) kapcsolatos problémák megoldására évről-évre egyre nagyobb hangsúlyt fektetnek. Ez ma már nem csak a nagy létszámú multinacionális cégekre igaz, hiszen a minket körülvevő elektronikai eszközök számának folyamatos növekedése a szabványok és követelmények szigorításával jár.

Az EMC a [82] szerinti definíciója: „*Az EMC az elektromos készülékek azon képessége, hogy képesek a kijelölt elektromágneses környezetükben működni anélkül, hogy elszenvednének, vagy más eszközöknek okoznának jelentős funkcióromlást.*”. A definícióhoz képest a gyakorlatban inkább a nemzetközi szabványoknak és gyártói (OEM) specifikációknak való megfelelést értenek az EMC-vel foglalkozó szakemberek, hiszen az EMC fejlesztés során például már nem az adott terméken korábban bekövetkezett immunitás probléma (tehát külső zavarok által okozott funkcióvesztés jelensége) kerül megoldásra, hanem olyan stressz szintek elleni védettséget kell megoldani, ami várhatóan nagyobb, mint amivel a termék a teljes élete során találkozhat, ezáltal az esetleges EMC-hez köthető problémák megelőzhetők. Bár maga az EMC fejlesztés is komoly költségekkel jár, mégis egyre inkább elengedhetetlen a termékfejlesztés során, hiszen az egyre szigorodó követelményeknek a megfelelés nem triviális, a termékfejlesztés kései szakaszában felderített EMC jellegű probléma megoldása nagy költségekkel jár. Kijelenthető, hogy a termékfejlesztés minél későbbi szakaszában foglalkoznak EMC fejlesztéssel, az elérhető preventív intézkedések száma és költséghatékonysága csökken, míg a módosítás költsége exponenciálisan növekszik. A 27. ábra szemlélteti ezen összefüggést, valamint bemutatja, mely fejlesztési szakaszban milyen megoldásokat lehet alkalmazni, s ezek költségei miként viszonyulnak egymáshoz. Mivel a fejlesztés korai szakaszában gyakran még prototípus sem áll rendelkezésre, melyeken EMC vizsgálatokat lehetne végezni, ezért szükségszerű virtuális tesztelési technikákat alkalmazni az EMC fejlesztés során. EMC analízis önálló végzése szimulációs technikákkal magas szintű felkészültséget igényel térszimulációs módszerek és elektromágneses térelméletet tekintve egyaránt. A tématerület nehézsége miatt kevesen választják ezt hivatásuknak, sok éves tapasztalatszerzés után jut csak el egy mérnök arra a szintre, hogy magabiztosan végezzen virtuális EMC teszteket. Ezt kiküszöbölendő, a következő tézis egy olyan technikát mutat be kellő részletességgel, mely lépéseit követve bármely alapszintű EMC-s tudással rendelkező mérnök tud alkalmazni.



27. ábra EMC fejlesztési lehetőségek és azok költsége a termékfejlesztés előrehaladtával.

5.1. Elméleti áttekintés

A következő alfejezetekben bemutatom az elektromágnesességgel, valamint EMC-vel kapcsolatos alapvető fogalmak. Az elméleti alapok tárgyalása nem kimerítő, csupán a bemutatásra kerülő tézis megértéséhez elengedhetetlen mélységben kerül ismertetésre.

5.1.1. Elektromágneses terek

Az elektromágneses térjellemzők közötti kölcsönhatásokat a *Maxwell*-egyenletek [107] írják le. Ezek frekvenciatartománybeli differenciális alakja az alábbiak szerint írható fel:

$$\nabla \times \boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} + \mathrm{j}\omega \boldsymbol{D}, \tag{44}$$

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\mathrm{j}\omega \boldsymbol{B}, \tag{45}$$

$$\nabla \cdot \boldsymbol{B} = 0, \tag{46}$$

$$\nabla \cdot \boldsymbol{D} = \rho. \tag{47}$$

A fenti összefüggésekben ∇ az úgynevezett nabla-operátor $\left(\frac{\partial}{\partial x}, \frac{\partial}{\partial y}, \frac{\partial}{\partial z}\right)$ jelentéssel, $\boldsymbol{H}$ a mágneses térerősség [A/m], $\boldsymbol{B}$ a mágneses indukció [Vs/m^2], $\boldsymbol{E}$ az elektromos térerősség [V/m], $\boldsymbol{D}$ az elektromos eltolás [C/m^2], $\boldsymbol{J}$ az áramsűrűség [A/m^2], ρ a térfogati töltéssűrűség [C/m^3], ω pedig a körfrekvencia [rad/s]. A *Maxwell*-egyenletek lineáris anyagjellemzőket feltételezve írható fel a fenti frekvenciatartmánybeli alakban, ahol jω-val való szorzás az időtartománybeli idő szerinti parciális differenciálást helyettesíti. Az elektromágneses térjellemzők között adott közegben további kapcsolatok írhatók fel a konstitúciós relációk segítségével. Disszertációmban nemlineáris, anizotróp anyagok viselkedésével, azok hatásaival nem foglalkozom, így itt csak a lineáris és izotróp anyagjellemzőkkel leírt konstitúciós relációkat mutatom be, melyek a következők:

$$\boldsymbol{B} = \mu_0 \mu_r \boldsymbol{H}, \tag{48}$$

$$\boldsymbol{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \boldsymbol{E}, \tag{49}$$

$$\boldsymbol{J} = \sigma \boldsymbol{E}. \tag{50}$$

A fenti relációkban μ_0 a vákuum permeabilitása ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m), μ_r az adott közegre jellemző relatív permeabilitás, ε_0 a vákuum permittivitása ($8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m), ε_r az adott közegre jellemző relatív permittivitás, σ pedig az adott közeg vezetőképessége [S/m].

A *Maxwell*-egyenletek által leírt összefüggések az alábbi jelentéssel bírnak:

- *Ampére*-törvény (43): Árammal átjárt vezető, illetve időben változó erősségű elektromos tér maga körül örvényes mágneses teret hoz létre
- *Faraday*-féle indukciós törvény (44): Váltakozó mágneses tér maga körül örvényes elektromos teret hoz létre.
- Magnetosztatika *Gauss*-törvénye (45): a mágneses tér forrásmentes, a mágneses erővonalak önmagukban záródnak.
- Elektrosztatika *Gauss*-törvénye (46): az elektromos tér forrása a töltés, nemnulla töltést tartalmazó térfogat felületén az elektromos tér felületi integrálja nullától különböző.

A *Maxwell*-egyenletek segítségével elektromos és mágneses hullámegyenlet is felírható, tehát létrejöhet elektromágneses sugárzás. feltételezve, hogy a sugárzás helyén áramsűrűség és töltéssűrűség egyaránt 0, a hullámegyenlet alakja elektromos és mágneses tér esetén megegyezik, s felírható a

$$\begin{aligned} \nabla^2 \boldsymbol{E} + \mu\varepsilon\omega^2 \boldsymbol{E} = 0 \\ \nabla^2 \boldsymbol{H} + \mu\varepsilon\omega^2 \boldsymbol{H} = 0 \end{aligned} \tag{51}$$

formákban. Az elektromágneses hullámok terjedési sebessége vákuumban természetesen a fénysebességgel egyezik meg. Fontos megjegyezni, hogy a fenti összefüggések csupán a sugárzás forrásának távolterében tekinthetők jó leírásnak, a közeltérben az elektromos és mágneses térjellemzők kapcsolata ennél jelentősen bonyolultabb, részletes tárgyalása a bemutatásra kerülő tézis magyarázatához nem szükséges.

Mivel az elektromágneses kompatibilitási vizsgálatokat széles frekvenciatartományon kell elvégezni, így a mérés a zavarforrás közelterében és távolterében is egyaránt végrehajtásra kerül. Autóipari komponens szintű sugárzott emisszió esetén például a méréshez használt antenna referenciapontja 1 m távolságra található a mérési elrendezéstől, míg a vizsgált frekvenciatartomány 9 kHz – 6 GHz. Könnyű belátni, hogy ezen frekvenciatartomány jelentős részén a mérőantenna a mérési elrendezés közelterében található. Ahogy az a 5.1.3 fejezetben is bemutatom, az egyes csatolási módok erőssége a frekvencia függvényében változik. Ismerve a mérési elrendezés sajátosságait, valamint a csatolási mechanizmusok szétválaszthatóságát, a vizsgálati elrendezések modellezése egyszerűsíthető. Erre mutat példát a következő fejezetekben felvázolt téziscsoport.

5.1.2. Elektromágneses zajforrások

Elektromágneses zavarokat számos természetes és mesterséges jelenség képes előállítani. Természetes zavarforrásokat főképp csillagászati és időjárási jelenségek okoznak. Ilyenek például [84]:

- Napkitörés és egyéb kozmikus zajok,
- Magnetoszféra és ionoszféra rezonancia,
- Villámlás.

A természetes eredetű zavarok legtöbbször szélessávú, sztochasztikus zavarok. A napkitörés és a villámlás is impulzusszerű lecsengésű, létrejöttük pedig számos paraméter függvénye, emiatt azok spektruma minden egyes esemény esetén más.

Mesterséges eredetű elektromágneses zavarok több szempont szerint kategorizálhatók.

- Zavar keletkezési módja [84]:
    - **Elektrosztatikus kisülés:** szélessávú sztochasztikus zavar, lefutását a kisülésben részt vevő felületek minősége és a kisülési közeg határozza meg. Előfordulhat például az elektronikai termék összeszerelése, csomagolása, javítása során, mint funkcionalitáshoz nem szükséges jelenségként, de

előfordulhat olyan eset is, amikor egy eszköz működése során, mint melléktermék keletkezik, például kefeszikrázás szénkefés DC motorok esetén.

  - **Modulált és modulálatlan analóg jelek:** ilyen például az analóg távközléshez alkalmazott AM és FM moduláció.
  - **Szaggatott DC feszültség:** ezen kategóriába sorolható bármilyen digitális jel, valamint impulzusszélesség-modulált (pulse width modulation - PWM) meghajtások is, például motor hajtás vagy kapcsolóüzemű tápegységek. Elektromágneses kompatibilitás szempontjából ez a leggyakoribb emissziós hibaforrás.

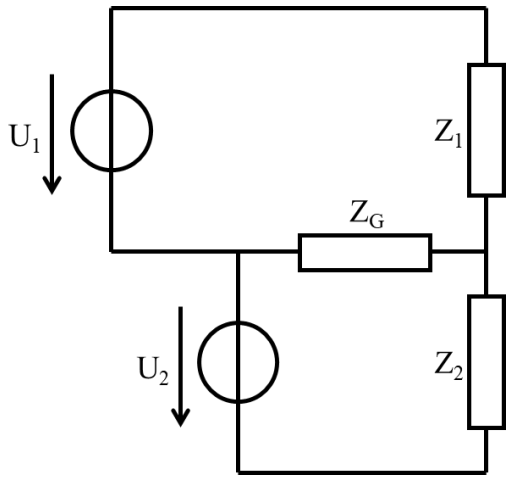
- Zavar előállításának körülménye:
  - **Nem szándékos zavar:** elektronikai és elektromechanikai eszközök működéséből fakadó nemkívánatos elektromágneses zavarkibocsájtás.
  - **Szándékos zavar:** műsorszórás, mobil távközlés, radarok stb. EMC szempontjából ezen jelek külön kategóriába sorolandók. Emissziós szempontból ezen jelek hasznos jelek, melyek sugárzási teljesítményét szabványok kötik meg, mely szintek jelentősen magasabbak, mint az egyébként érvényes limitek.
- Zavar sávszélessége:
  - **Szélessávú zavar:** a méréshez alkalmazott eszköz mérési sávszélességéhez képest nagyobb frekvenciatartományon érvényes zavar minősíthető szélessávúnak.
  - **Keskenysávú zavar:** Digitális kommunikációs jelek, illetve folytonos egyfrekvenciás (Continuous Wave - CW) jelek.
- Zavar modellezhetősége, megismételhetősége:
  - **Determinisztikus zavar:** a jel lefutása és annak spektruma meghatározható, az előállítása azonos formában megismételhető. Determinisztikus jelnek tekinthető minden modulált (akár analóg, akár digitális kommunikációs, vagy PWM) illetve CW-jel.
  - **Nem determinisztikus zavar:** sztochasztikus jelforma idő és frekvenciatartományban egyaránt. A lefutása számos olyan paramétertől függ, mely előre nem meghatározható, befolyásolható. A lefutása nem megismételhető. Sztochasztikus zavarok legismertebb példája a szénkefés motorok kefeszikrázása [108].

5.1.3. Csatolási mechanizmusok

Egy adott helyen keletkező elektromágneses zavarok alapvetően négy féle úton képesek tovább terjedni [51]. Ezen csatolási módok detektálására az egyes szabványok külön teszteljárásokat definiálnak, és különösen igaz ez az autóipari EMC teszteljárásokra. A környezeti paraméterek – kábelezés, fémezés, veszteséges közegek – a csatolási mechanizmusokra hatást gyakorolnak, s ez a hatás függvénye a frekvenciának is. A négy csatolási mechanizmus a következő:

- Galvanikus csatolás,
- Induktív csatolás,
- Kapacitív csatolás,
- Sugárzott csatolás.

A galvanikus csatolás főképp egyazon nyomtatott áramkörön belül található különálló modulok közötti hatást jelent. A galvanikus csatolás megértéséhez segít a 28. ábra.



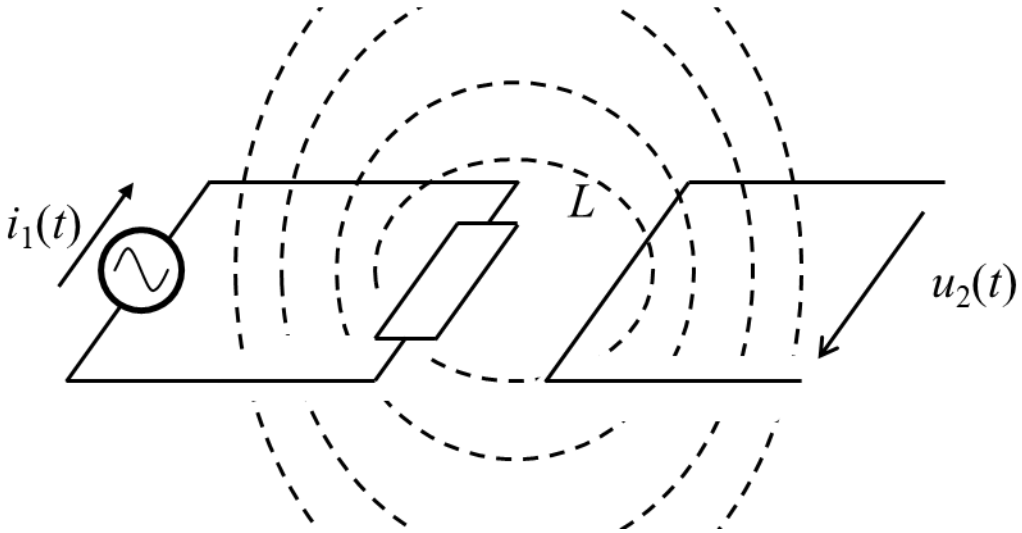
28. ábra Galvanikus csatolás szemléltetése.

A fenti ábrán az U_1 forrás feszültsége (mely lehet DC és tápfeszültség is, illetve digitális jel is, a jelenség szempontjából lényegtelen) a Z_1 fogyasztó számára hasznos, ezzel analóg módon U_2-höz Z_2 tartozik. Az ábrán jelölt Z_G impedancia jelöli a két áramkör közös részének (pl. közös földelés) az impedanciáját. U_1 feszültség így Z_1+Z_G, míg U_2 feszültség Z_2+Z_G impedancián esik. Z_G-n eső feszültség a feszültségosztás szabályainak megfelelően így

$$U(Z_G) = Z_G\left(\frac{U_1}{Z_1 + Z_G} - \frac{U_2}{Z_2 + Z_G}\right). \tag{52}$$

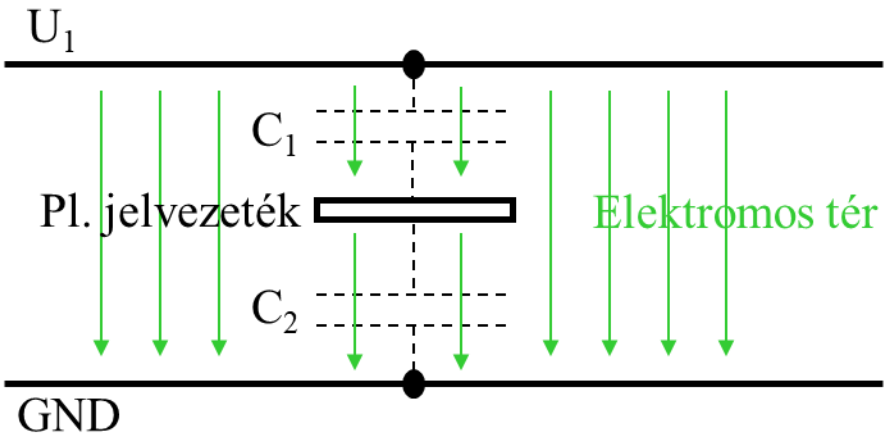
Mivel Z_1 impedancián U_1-$U(Z_G)$, Z_2 impedancián pedig U_2-$U(Z_G)$ feszültség esik, ezért kijelenthető, mint a két rendszer között csatolás van, hiszen Z_1 fogyasztón eső feszültség függvénye U_2-nek, s ugyanez igaz visszafelé is.

Induktív csatolás lényege, hogy egy áramköri részben folyó váltakozó áram az *Ampére*-törvény szerint maga körül váltakozó mágneses teret hoz létre, s ez a váltakozó mágneses tér a *Faraday*-törvény értelmében örvényes elektromos teret hoz létre. Ez az örvényes elektromos tér pedig feszültséget indukál a szomszédos áramkörökben. A csatolás mértéke függ a kölcsönös induktivitás értékétől, a frekvenciától és a zavarást indukáló áramerősségtől (illusztráció látható a 29. ábra).



29. ábra Induktív csatolás illusztrációja.

Egy póluspár által létrehozott elektromos térbe helyezett harmadik vezető testnek a potenciálja megváltozik (lásd: 30. ábra), ez a jelenség a kapacitív csatolás. Nem pusztán a kapacitív csatolás forrásának közvetlen közelében jelentős a hatása, 30 MHz alatti autóipari sugárzott emisszió teszt esetén ez a legerősebb csatolási mód a zavarforrás és a mérésre használt monopol antenna között.



30. ábra Kapacitív csatolás illusztrációja.

5.1.4. Zavar detektálás

Disszertációmban a sugárzott emissziós mérési elrendezésének hatékony szimulációját mutatom be, így a csúcs (peak, PK), kvázi-csúcs (quasi-peak, QP) és átlag (average, AVG) detektorokon kívül a további zavardetektálási módszerek taglalását mellőzöm [109].

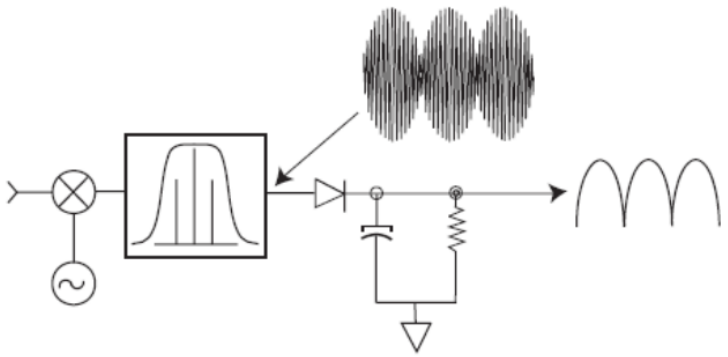
Az alkalmazott detektorok az alábbiak szerint operálnak:

- PK detektor: a vizsgált frekvencián a mérési idő alatt meghatározza a maximális teljesítményt/térerősséget. Segítségével észlelhetők impulzusszerű, rövid ideig tartó zavarkomponensek is. A detektor működési elvét a 31. ábra mutatja.
- AVG detektor: a vizsgált frekvencián a mérési idő alatt meghatározza az átlagos teljesítményt/térerősséget. AVG detektor a folyamatosan jelen lévő zavarjelekre érzékeny, az impulzusszerű jelek a mért átlagértékre kis mértékben van csupán hatással (lásd: 31. ábra). CW jel esetén a PK és AVG érték megegyezik.
- QP detektor: ez a detektor eredetileg az elektromágneses zavarok analóg rádiózásra, s ezáltal a felhasználói élményre gyakorolt hatását hivatott számszerűsíteni. Matematikailag a QP detektor egy veszteséges integrátorral ellátott PK detektor. Impulzusszerű jelek esetén QP detektor által szolgáltatott eredmény annak függvénye, hogy ezen impulzusok milyen gyakoriak, illetve mennyire töltik ki a teljes mérési időt (lásd: 31. ábra). CW jel esetén a PK és QP érték megegyezik.

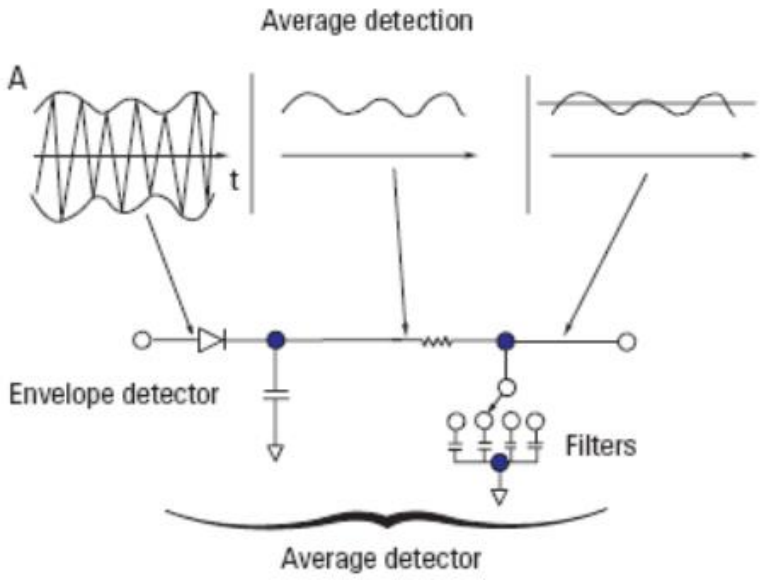
Az elektromágneses kompatibilitás méréstechnikáját leíró nemzetközi szabványok külön határértéket adnak meg PK, AVG, és QP térerősségre. Ezen értékeket külön detektorral lehet mérni (bár legtöbb esetben a csúcs és az átlag detektálás egy detektorral elvégezhető). Mérővevő üzemmódban történő mérés az alábbiak szerint zajlik:

- A mérővevő a teljes frekvenciatartományon, diszkrét frekvenciapontokon mér, egy időben egy keskeny frekvenciasávot.
- A felbontási sávszélesség (resolution bandwidth, RBW) megadja, hogy a kiválasztott frekvencia körül mekkora sávszélességű a mérővevő szűrője, tehát összesen milyen széles frekvenciasávon mérhető zajokat detektál. Az RBW értéke 9/10/100/120/1000 kHz
- A mérővevő ezen a frekvencián adott ideig méri a zajt (ez az úgynevezett dwell time). PK és AVG detektor esetén ez rövidebb, 5-50 ms, míg QP esetén ez 1000 ms is lehet.

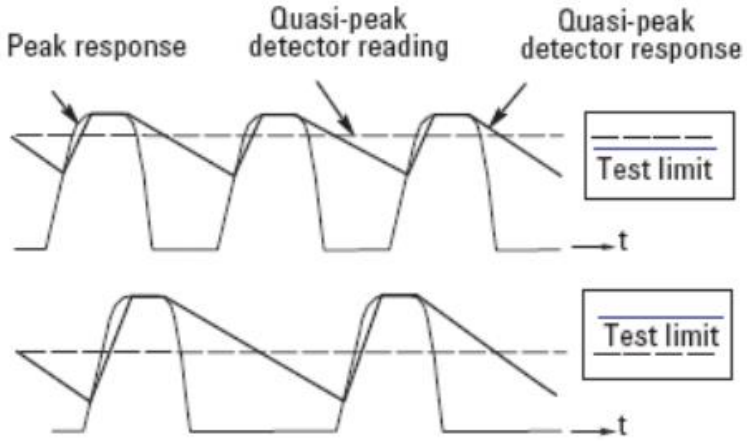
Az egyes detektorok által mért térerősség / teljesítmény között az alábbi reláció állítható fel: AVG $\leq$ QP $\leq$ PK.



(a) PK detektor működési elve [109].



(b) AVG detektor működési elve [109].



(c) QP érték alakulása a mérés során különböző pulzussűrűség esetén [109].

31. ábra PK, AVG és QP detektorok működési elve.

5.2. Automotív EMC

Az autóipari komponensek EMC tesztelését külön szabványok írják le a speciális alkalmazási környezet és a magas szintű integráltság miatt. Az alkalmazandó teszteket (a teljesség igénye nélkül) az alábbi szabványok írják le:

- CISPR 25 [83]: autóipari vezetett és sugárzott emissziós frekvenciatartománybeli tesztek
    - Sugárzott emisszió, antenna módszer,
    - Vezetett emisszió, feszültség módszer,
    - Vezetett emisszió, áram módszer.
- MIL-STD-461 [110]:
    - Sugárzott mágneses tér emisszió.
- ISO 11452 szabványcsalád [111]: komponens szintű autóipari immunitás tesztek
    - Vezetett áram immunitás,
    - Sugárzott immunitás, antenna módszer,
    - Sugárzott immunitás, stripline módszer,
    - Sugárzott immunitás, mobiltelefon módszer,
    - Sugárzott immunitás, mágneses módszer.
- ISO 7637 szabványcsalád [112]: komponens szintű autóipari tranziens tesztek
    - Vezetett tranziens emisszió,
    - Vezetett tranziens immunitás.
- ISO 16750 [113]: elektromos zavarok elleni védelem
    - Vezetett immunitás, elektromos teszt.

Sugárzott emisszió és immunitás teszteket minden esetben úgynevezett félig reflexiómentesített kamrában (semi-anechoic chamber - SAC) kell végezni [83], vezetett emisszió és immunitás, valamint ESD teszteket legalább árnyékolt mérőtérben kell végezni, míg a tranziens teszteket elegendő egy mérőasztalnál elvégezni.

Az alapvető eltérés az autóipari és egyéb elektronikai eszközök között az, hogy az autóba épített eszközök elektromágneses szempontból egy speciális környezet, mivel a fém kasztni közelsége a termékhez és a kábelezéshez új zavarterjedési módokat hoz létre, emiatt ennek hatásának modellezése szükséges tesztelés során.

5.2.1. SAC

A SAC abban különbözik a nem autóipari termékek teszteléséhez használt teljesen reflexiómentesített kamráktól (fully anechoic chamber, FAC), hogy a padló minden esetben fémpadló, attól csak indokolt, a CISPR 25 Annex J [83] szerinti kitételek mellett lehet eltérni. Egy SAC akkor használható autóipari EMC tesztek elvégzésére, ha az a már említett Annex J szerinti kamravalidációs teszten legalább 90%-osan megfelel.

A kamra falának kettős szerepe van. Egyrészt el kell nyomni a kamrán kívüli zavarokat, hogy azok a mérést ne befolyásolják (akár egy résnyire nyitva felejtett kamraajtó is átengedi oly mértékben a külső FM rádiós és mobil bázisállomás jeleket, hogy azok a mérési eredményeket eltorzítják). Másrészt a kamrán belül biztosítani kell azt, hogy annak falai a belső elektromágneses sugárzást ne verjék vissza, s ezáltal a mérés során a mérőantenna csupán a zavarforrásból az antennára közvetlenül (vagy a fémpadlóról reflektált) elektromágneses jeleket érzékelje, s a reflexiós hatások miatt ne alakuljon ki kioltás. A kamrán belüli tér célja, hogy a lehető legpontosabban emulálja az abszolút szabadtéri környezetet.

A fenti feltételeknek megfelelő kamrák falai általában három rétegből épülnek fel [109]:

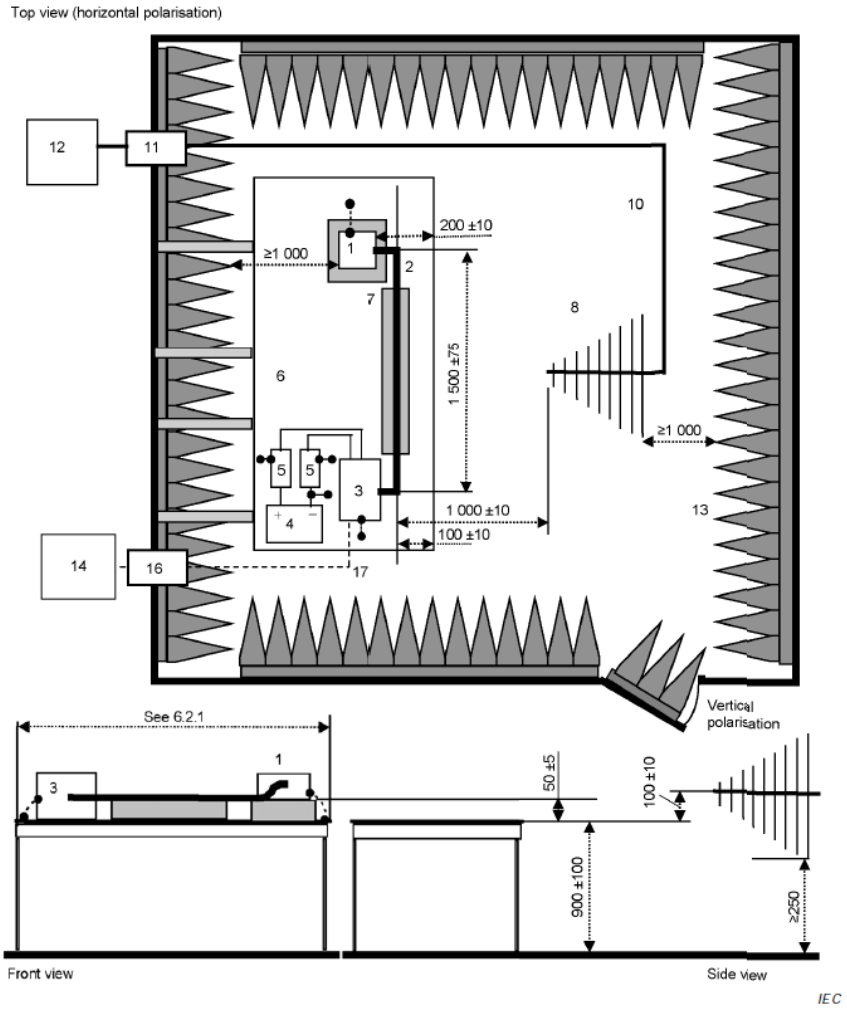
- Külső zárt fémváz: feladata a kamra vázszerkezeteként külső elektromágneses zavarok elnyomása.
- Ferrit csempe réteg: ~100 MHz alatt (bár ez anyagparaméterfüggő) egy elektromágneses szempontból jelentősen veszteséges közeg a sugárzott teljesítmény disszipálása érdekében.
- Piramis alakú elnyelő: ~100 MHz felett (ahogy a ferrit csempe esetében is, a frekvenciahatár itt is anyagparaméter és geometria függő) hivatott biztosítani a reflexiómentességet. A leggyakrabban csak abszorberként hivatkozott építőelem tulajdonképpen disszipatív anyaggal átitatott piramis alakú szivacs. A piramis alak egyrészt egy folytonos impedanciaátmenetet jelent a levegő és az abszorber hullámimpedanciája között (mint egy illesztett lezáró a tápvonalelméletben), másrészt az esetlegesen visszavert elektromágneses hullámokat szétszórja, ezzel is segítve a belső mérőtér zavarmentességét. A piramis anyagába bejutó elektromágnes sugárzás a disszipatív közeg miatt pedig hővé alakul.

Mivel a külső fémes burkolat egy üregrezonátort alkotna, disszipatív ferrit csempék és abszorberek alkalmazására van szükség az üregrezonancia jósági tényezőjének minimalizálása érdekében. Ennek köszönhetően a mérőtér karakterisztikája a szabadtérét

közelíti. Mindezek ellenére a sugárzott emissziós teszt elrendezés így sem lesz rezonanciamentes, ennek okáról a 8.3 fejezetben értekezem.

5.2.2. Automotív sugárzott emisszió mérési összeállítás

Annak érdekében, hogy a mérés során a lehető legjobban emulálható legyen a telepítési környezet az autóipari komponensek esetén, minden mérési összeállítást egy vezetőképes asztalon kell felépíteni. Ez a fémfelület az autó kasztniját, és annak hatását hivatott reprezentálni. A CISPR 25 szabványban definiált sugárzott emissziós mérési elrendezés a 32. ábra látható. Az ábrán látható elrendezés 300 MHz felett érvényes javaslatot mutatja be, melynek tesztelésére a szabvány logaritmikusan periodikus antennát javasol.



32. ábra Mérési elrendezés sugárzott emisszió vizsgálatához a 300 MHz – 1 GHz frekvenciatartományon [83].

A 32. ábra látható mérési elrendezés részei az ábrán látható számozásnak megfelelően az alábbiak:

1 Mérendő eszköz,

2 Kábelezés,
3 Terhelés szimulátor (ha van),
4 Tápellátás,
5 Vonal impedancia stabilizáló hálózat (line impedance stabilization network, LISN),
6 Referencia földsík (galvanikus kapcsolatban a SAC fémvázával),
7 Kis relatív permittivitású kábeltartó és kábelvezető ($\varepsilon_r \leq 1.4$),
8 Antenna,
10 Magas minőségű koaxiális kábel,
11 Átvezetés,
12 Mérőműszer (pl. mérővevő),
13 Abszorber piramis,
14 Stimuláló és monitorozó rendszer,
16 Optikai átvezetés,
17 Optikai szálak.

A mérőantenna a mért frekvenciatartomány függvénye, a CISPR 25 az alábbi javaslatokat teszi az antennaválasztáshoz:

- 0.1 MHz – 30 MHz: 1 méter hosszú monopól antenna, melynek földsíkja a fémasztallal közösített. Csak vertikális antennapolarizációban értelmezhető.
- 30 MHz – 200 MHz: bikonikus antenna a 32. ábra látható antenna pozícióban. Horizontális és vertikális antenna polarizáció is mérendő.
- 200 MHz – 1 GHz: logaritmikusan periodikus antenna a, ahogy az a 32. ábra is látható. Horizontális és vertikális antenna polarizáció is mérendő.
- 1 GHz felett: horn antenna egyszer a 32. ábra is látható pozícióban, egyszer pedig eltolva a mérendő eszközzel szemben, közvetlenül az eszközre irányítva. Horizontális és vertikális antenna polarizáció is mérendő.

EMC validációs szempontból bukást jelent, ha bármelyik antennával, bármelyik antenna polarizációval, bármelyik pozícióban bármelyik frekvencián és bármelyik detektorral a meghatározott határérték feletti sugárzást detektál a rendszer.

6. DC-DC buck konverter

Bár az autóipari elektrifikáció a következő állításomat épp napjainkban írja felül, az autóakkumulátor alapesetben egy ~13 V feszültséget biztosító tápegység. Az egyes modulok számára azonban ez a feszültségszint nem megfelelő a működésükhöz, emiatt az akkumulátor feszültségének átalakítása szükséges. Energiamenedzsment szempontból a lineáris (s ezáltal veszteséges) konverterek nem jöhetnek szóba, csak a kapcsolóüzemű tápegységek [49][50]. Mivel az akkumulátor feszültség szinte minden esetben nagyobb, mint az egyes almodulok által igényelt feszültség, ezért a minimális veszteségű működés elérése érdekében úgynevezett *step-down* vagy *buck* konvertereket alkalmaznak. A *buck* konverterek segítségével a feszültségátalakítás nagy hatásfok mellett elvégezhető, ennek azonban az az ára, hogy a *buck* konverterek által létrehozott elektromágneses zavarok a leggyakoribb előidézői az EMC teszt bukásnak.

Mivel a témában főképp angol nyelvű szakirodalom érhető el, valamint a magyar nyelvűek is az angol terminológiákat veszik át, ezért a *buck* konverterekkel kapcsolatos fogalmakat az angolszász szakirodalmaknak megfelelően közlöm.

6.1. Buck konverterek elmélete

Egy aszinkron *buck* konverter [49][50] áramköri képe látható a 33. ábra. A konverter az alábbi részekből épül fel:

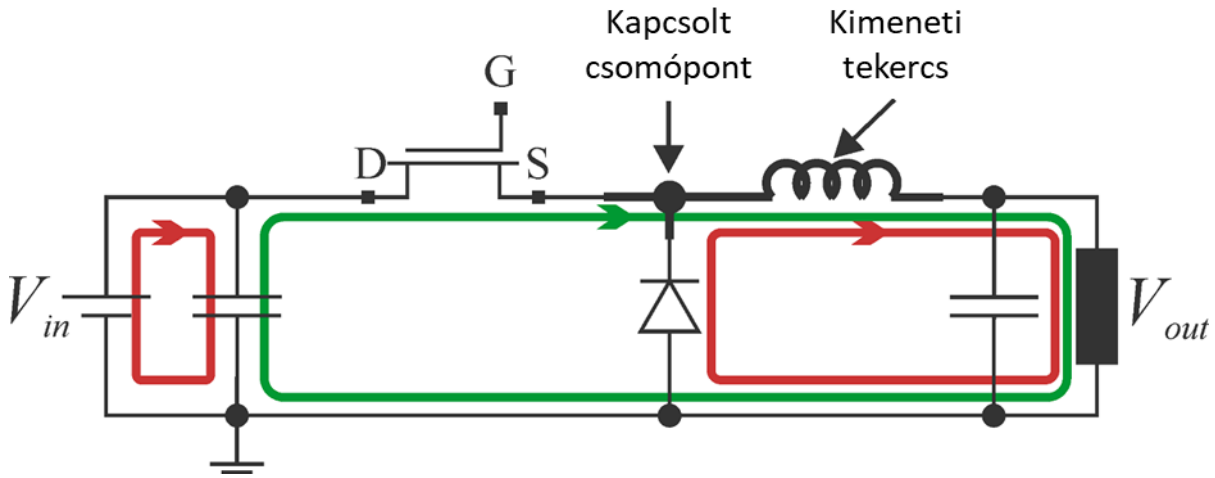
- Közteskörі kondenzátorok, mely a zavarszűrés mellett energiatárolási feladatokat is ellát.
- Úgynevezett *high-side* kapcsoló, melynek kapcsolgatását egy vezérlő áramkör intézi.
- Úgynevezett *freewheeling* dióda, mely a *high-side* kapcsolóval ellenfázisban működik a külső kényszerek hatására.
- Kimeneti aluláteresztő szűrő, mely a kapcsolt jelből előállítja a kimeneti DC feszültséget.
- Fogyasztó

A *buck* konverterek folytonos működése során kétféle működési állapot lép fel:

- Bekapcsolt (ON) állapot: a *high-side* kapcsoló vezet, a kapcsolt csomópont feszültsége megegyezik a tápfeszültséggel, a közteskörі kondenzátor(ok) kisülnek és szolgáltatják

az áramot a kimenet számára, míg a kimeneti induktivitás energiával töltődik fel (a zöld áramirány a 33. ábra.

- Kikapcsolt (OFF) állapot: a *high-side* kapcsoló nem vezet, a kimeneti induktivitásban és kapacitásban eltárolt energia kisül, ennek következtében a *freewheeling* dióda vezetési állapotba kerül (a piros áramirány a 34. ábrán), a kapcsolt csomópont feszültsége pedig a dióda nyitásához szükséges feszültség értékkel a referencia földeléshez képest lejjebb kerül.



33. ábra Buck konverter áramkör, és a működési állapotai [37][38].

A *buck* konverter kimeneti feszültség V_{out} egyszerűen számítható a

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN} T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \tag{53}$$

összefüggés segítségével, ahol V_{in} az akkumulátor feszültsége, T_{ON} és T_{OFF} pedig a *high-side* kapcsolóelem be- és kikapcsolt állapotban töltött ideje egy kapcsolási ciklus során.

6.2. EMC jellemzők

A DC-DC *buck* konverterek alkalmazása az egyik leggyakoribb oka a komponens szintű vezetett és sugárzott emissziós tesztek bukásának. Egyes frekvenciatartományokon különböző módokon jön létre a határértékeket meghaladó elektromágneses sugárzás [84]:

- A kapcsolt csomópont (beleértve a kimeneti induktivitás tekercsét) és a mérőantenna közötti kapacitív csatolás, tipikusan 30 MHz alatti frekvenciatartományon,
- A kapcsolási hurok rezonanciája, alkalmazástól függően tipikusan 50 – 250 MHz között,
- *Freewheeling* dióda úgynevezett *reverse recovery* viselkedése [120], általában több 100 MHz frekvencián okoz gondot.

Buck konverterek EMC fejlesztése során a legfontosabb design paraméterek a bemeneti és kimeneti szűrő, a kapcsolási hurok, a kapcsolt csomópont mérete, valamint a kapcsolójel karakterisztikája.

6.2.1. Kapacitív csatolás

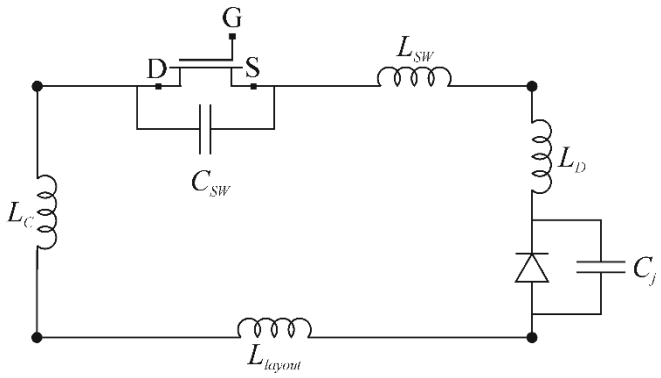
A kapcsolt csomópont, valamint a kimeneti szűrőinduktivitás tekercse együttesen egy viszonylag nagyobb méretű összefüggő fémes felületet jelentenek. Ezen fémes felület feszültségét kapcsolgatja folyamatosan a *high-side* kapcsolóelem, tápfeszültség és negatív dióda nyitási feszültség között. 30 MHz alatt a mért eszköz és a mérőantenna közötti távolság a vizsgálati frekvencia hullámhosszához képest elhanyagolható, tehát elektromágneses szempontból a vizsgált minta közelterében található, így ezen a frekvenciatartományon csak kapacitív és induktív csatolás elképzelhető [55]. A 30 MHz alatti tartományon monopol antenna alkalmazása szükséges a CISPR 25 szerint, az pedig a közelterében az elektromos térre érzékeny [81], emiatt a 30 MHz alatti tartományon a kapacitív csatolás az elsődleges zajterjedési mód a sugárzott emissziós tesztelrendezésben. A kapcsolt csomópont méretével arányos a kapacitív csatolás, hiszen a kapacitás a fegyverzet méretével egyenesen, az impedancia pedig fordítottan arányos [85]. Tovább növeli a kapacitív csatolás értékét a kimeneti tekercs, amennyiben annak háza nincs elektromosan árnyékolva.

6.2.2. Kapcsolási hurok rezonancia

EMC szempontból a kapcsolóüzemű tápegységek legkritikusabbnak tekinthető része az úgynevezett kapcsolási hurok, mely a *high-side* kapcsoló, a low-side kapcsoló (mely jelenleg a *freewheeling* dióda) és a bemeneti közteskö̈ri kondenzátorok által alkotott hurok [52][53]. Ebben a hurokban nagy áramok folynak, az áram értéke pedig gyorsan változik kapcsoláskor. A hurokban található komponensek parazita viselkedése 100 MHz felett már nem elhanyagolható. A közteskö̈ri kondenzátorok soros induktivitása a nagy kapacitás érték miatt már 1 MHz alatt is domináns a kondenzátor impedanciáját tekintve. A *high-side* és *low-side* kapcsolók esetén ekvivalens párhuzamos kapacitásérték (MOSFET esetében *Drain-Source* kapacitás, diódák esetén úgynevezett *junction* kapacitás). Rádiófrekvenciás szempontból a kapcsolási hurok az eredetihez képest a 34. ábra látható áramkörrel reprezentálható. Ezen áramkör parazita kapacitásokból és induktivitásokból áll, melyek rezonáns rendszert alkotnak. A 35. ábrán látható C_{SW} a *high-side* kapcsoló ekvivalens parazita kapacitása, míg L_{SW} annak ekvivalens soros induktivitása, C_j a *freewheeling* dióda *junction* kapacitása, míg L_D annak

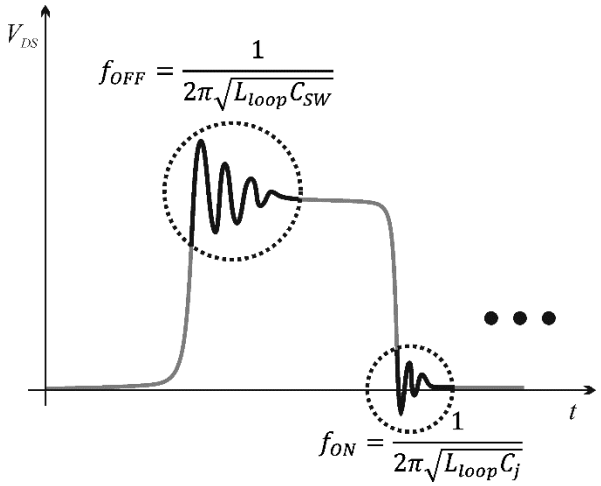
ekvivalens soros induktivitása, L_C a bemeneti DC-link kondenzátor ekvivalens soros induktivitása, L_{layout} pedig a kapcsolási hurkot alkotó nyomtatott áramkör saját induktivitása. A kapcsolási hurok teljes induktivitása így

$$L_{loop} = L_C + L_{SW} + L_D + L_{layout}. \tag{54}$$



34. ábra Kapcsolási hurok nagyfrekvenciás helyettesítőképe.

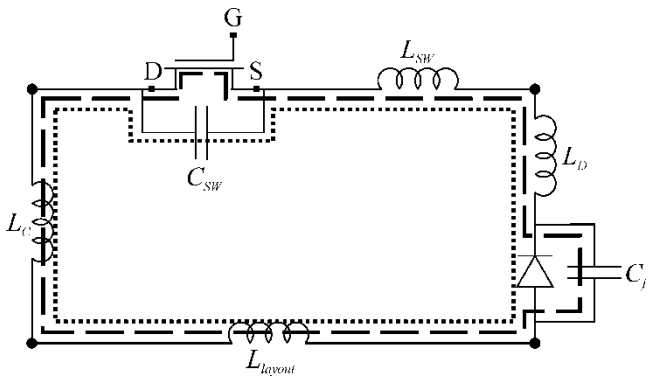
Amíg egy kapcsolóelem vezetési (ON) állapotban van, addig a vele párhuzamos ekvivalens parazita kapacitásnak a hatása jelentéktelen. A két kapcsolóelem felváltva van vezetési állapotban, így azok parazita viselkedésének hatása is felváltva, időben szétválasztva történik. A kapcsoláskor a kapcsolójelen (MOSFET esetén *Drain-Source* feszültség, a *freewheeling* diódán pedig a kapocsfeszültség) úgynevezett *ringing* tapasztalható, ami túllövésként, és időben csillapodó oszcillációként jelenik meg (lásd a 35. ábra). Ennek oka az, hogy a kapcsolási hurok parciális induktivitásai energiát tárolnak, és kapcsolás ez az eltárolt energia kisül a kapcsolási hurokban.



35. ábra Szemléltetés a *high-side* kapcsolóelemen mérhető kapcsolási jelalakra.

A bekapcsolási és kikapcsolási *ringing* két külön rezonáns hurok rezonanciájának köszönhető, ezen rezonáns útvonalakat mutatja a 36. ábra. A pontozott vonal a *high-side* kapcsoló kikapcsolt állapotában, míg a szaggatott vonal annak bekapcsolt állapotában érvényes. Rezonanciafrekvencián a kapcsolási hurok impedanciája minimális, így az

induktivitások által kisütött energia ezen rezonanciákat gerjeszti a legnagyobb hatékonysággal.



36. ábra Kapcsolási hurok rezonancia útvonalai.

6.2.3. Áramkör rajzolat rezonanciák

A nyomtatott áramkör rajzolata rádiófrekvenciás szempontból elosztott parciális induktivitások és kapacitások összetett rendszerét jelenti. Ezen parazita komponensek pedig rezonanciákat alkothatnak. Az áramkör rajzolati rezonanciák azonban gyakran kis hatékonysággal képesek a zavart elsugározni, néha azonban jelentős EMC problémát is képesek okozni, ha a rezonancia mellé magas sugárzási hatékonyság is társul. A sugárzás hatékonyságát a rezonáns útvonal alakja befolyásolja.

7. Szimulációs technikák

7.1. Elméleti összefoglaló

Elektromágneses elven működő berendezések (pl. elektromos motorok, antennák stb) tervezéséhez ma már elengedhetetlen a szimulációs technikák alkalmazása. Segítségükkel prototípus gyártása nélkül lehetőség van a fejlesztés alatt álló termék optimalizálására akár működési hatékonyság, akár EMC szempontból. A szimuláció villamosmérnöki gyakorlatban leggyakrabban egy numerikus technika alkalmazását jelenti. A leginkább széleskörben alkalmazott szimulációs technikákat a következő alfejezetek mutatják be röviden.

7.1.1. Áramköri szimuláció

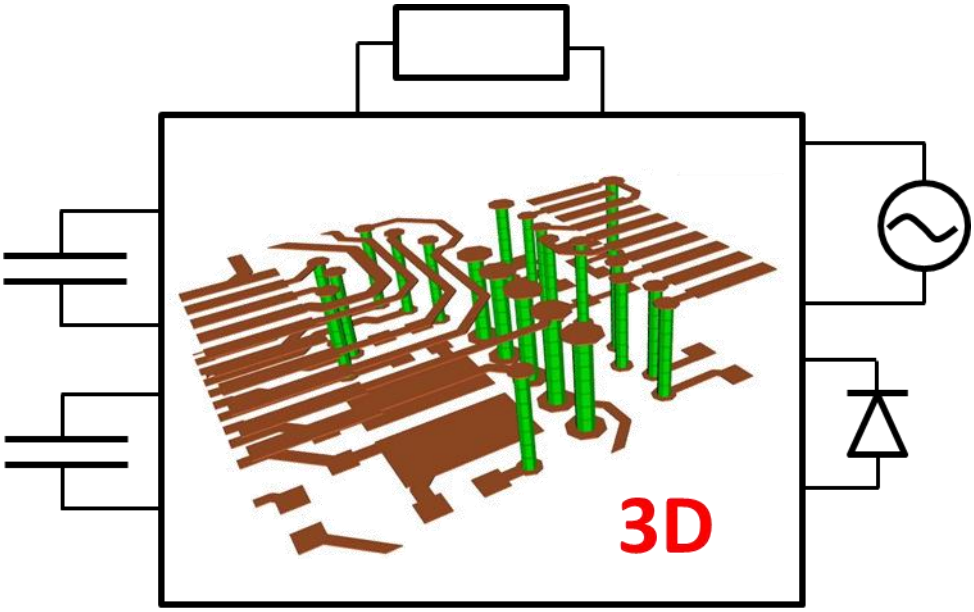
Prototípus-fejlesztés során a tervezett áramkör funkcionális analízisére alkalmazhatók az áramköri szimulációk (0D-s szimulációs) nyújtotta lehetőségek. Számos analízis típus elérhető, a DC analízistől kiindulva a tranziens viselkedés szimulációján át komplex rádiós összeköttetések interferencia viselkedésének meghatározására szolgáló szimulációs módszerekig. Napjainkban a fejlesztőmérnökök számtalan áramkörszimulációs programcsomag közül választhatnak, ma már a legtöbb térszimulációs szoftver is tartalmaz áramköri szimulációra alkalmazható modult [114].

7.1.2. „Full wave” szimuláció

A *Full-wave* analízis a 3D-s rádiófrekvenciás térszimuláció angolszász szakirodalomban elterjedt megnevezése. Segítségével tetszőleges elektrodinamikai rendszer várható viselkedése modellezhető, mely analitikus módszerek alkalmazásával csak speciális elrendezések esetén megoldható, továbbá olyan jellemzők határozhatók meg szimulációs úton, mely mérések segítségével lassan, nehézkesen, drágán, vagy egyáltalán nem meghatározhatók. Térszimulációkat számos kereskedelmi forgalomban kapható programcsomag segítségével el lehet végezni [59][60][61]. Ezen szoftverek olyan modern numerikus módszereket alkalmaznak a térszámítások során, mint a végeselem módszer [33][44][45][48][90], a véges differenciák módszere [115], a véges integrálok módszere [116], vagy a momentumok módszere [117].

7.1.3. Koszimuláció

Egy *Full-wave* szimuláció eredménye a teljes 3D struktúrát leíró, frekvenciafüggő S-paraméter mátrix [81], mely egyfajta feketedoboz-modellként áramköri szimulációba illeszthető (szemléltetés a 37. ábra). Egy pontos *Full-wave* szimuláció után a koszimulációs elrendezés esetén már nem szükséges újabb 3D szimulációk végrehajtása, hiszen az a szimulált struktúrának rádiófrekvenciás viselkedését már jól közelíti, s így az áramköri komponenses szabadon cserélhetők. Egy paraméterezett analízis során elegendő áramköri szimulációkat futtatni, ezáltal a szimulációs idő jelentősen csökkenthető.



37. ábra Példa koszimulációs elrendezésre.

Koszimuláció alkalmazása elengedhetetlen szimulációval támogatott EMC fejlesztés során, hiszen a fejlesztés során tetszőlegesen sok komponens értékét szükséges lehet módosítani, például bemeneti szűrő tervezése esetén.

7.2. Konvencionális szimulációs technikák

Elektronikai eszközök EMC szimulációjához szinte kizárólagosan koszimulációt alkalmaznak, s különösen igaz ez a vizsgálati és szimulációs frekvenciatartomány emelésével. A szimulációs módszertan azonban jelentősen eltérhet annak függvényében, hogy mely esetben milyen minőségű szimulációra van szükség. EMC koszimulációra alapvetően két technikát alkalmaznak az EMC szimulációs fejlesztőmérnökök, ezek bemutatása következik a

következő alfejezetekben. A bemutatott módszerek a jelen tézisben megfogalmazott technika kiindulási pontjai, és konkurenciái is.

7.2.1. Tranziens koszimuláció

A triviális szimulációs módszer *buck* konverterek analízisére a tranziens koszimuláció [86][93]. A nyomtatott áramkör 3D szimulációja mellett szükséges a *buck* konverter topológia áramköri szimulációja is. Az áramkör a felélesztés pillanatában még nem képes betölteni a funkcióját, a *buck* konverter bekapcsolási tranziense után tud csak beállni az állandósult állapot, mely már stabil kimeneti feszültséggé képes konvertálni a tápfeszültséget.

Ideális esetben a tranziens koszimuláció az áramkör minden egyes paraméterét figyelembe véve képes pontos szimulációs eredményekkel szolgálni. A módszer egyik gyenge pontja abban rejlik, hogy nagyfrekvenciás viselkedés szimulációja a cél, az áramkör viselkedésének analízise akár többszáz MHz frekvenciáig pedig nagyon finom időbeli felbontást igényel, a szimulációhoz szükséges idő pedig a felbontás finomságával arányos. További gond a *buck* konverter bekapcsolási tranziense, hiszen számos kapcsolási ciklus számítása szükséges, mielőtt beáll az állandósult állapotba a rendszer. Parametrikus analízis esetén minden egyes paraméterkészlet új tranziens szimulációt igényel. A fent említett ideális eset sem áll fenn tranziens szimulációkhoz, hiszen az alkalmazott – online elérhető – áramköri modellek (legyen az kapcsoló IC, vagy dióda) alapvetően a funkcionalitást képesek jól modellezni, a nagyfrekvenciás viselkedést nem, a modellek nem alkalmasak EMC szimulációkra. A szimuláció pontossága erősen függ az alkalmazott modellektől. Ennek következménye lehet például az, hogy a rezonancia-frekvenciák a valóságoshoz képest eltolódva jelennek meg a szimulációban, ez pedig például szuboptimális *snubber* tervezéshez vezethet [118].

7.2.2. Mérés alapú kisjelű analízis

A tranziens analízis elkerülésének egy elegáns útja a mért kapcsolójel spektrumának szimulációs gerjesztésként való alkalmazása kisjelű (úgynevezett AC) analízis során, ez pedig a kompenzációs elmélet [87][88][89][92] következményeképpen megtehető.

A mért kapcsolási jelalakok spektruma minden olyan zajkomponenst tartalmaz, mely az eszköz elektromágneses emissziójához hozzájárul, mint a felfutási/lefutási idők, túllövés mértéke és az oszcilláció csillapodásának üteme stb. Ez a módszer kiválóan alkalmas egy adott áramkör gyors és pontos analízisére, azonban a módszer EMC fejlesztéshez kevésbé illeszthető. A rezonancia frekvencia, valamint a *ringing* paraméterei csak egy adott áramköri

környezetben érvényesek, az áramkör paramétereinek módosításával pedig egy új környezet alakul ki, s így az eredeti spektrum, mint gerjesztés nem alkalmazható a módosított struktúrán, hiszen a gerjesztési spektrum a módosított környezetre már nem érvényes. Minden egyes áramköri módosítás úgy gyártást és mérést vonna maga után, ez pedig nem megengedhető.

Egy további korlátozó tényező a méréshez használt mérőfej karakterisztikája, valamint a mérési elrendezés. A mérőfej sávszélessége korlátozott, valamint a mérés során a mérőfej befolyásolja a mérendő elektromágneses környezetet, emiatt pedig hamis eredményt adhat.

A mérés alapú kisjelű analízis tehát hiába nyújt pontos és gyors eredmény, ha az parametrikus analízisre, tehát EMC fejlesztésre kevésbé alkalmas.

8. Kétlépéses kombinált kisjelű analízis

Jelen tézis célja egy olyan módszer bemutatása, amely a tranziens és a mérés alapú kisjelű koszimulációs módszerek hátrányait kiküszöbölve elfogadható, adott esetben akár kvantitatívan helyes megoldást szolgáltat. EMC fejlesztés szempontjából egy módszer minél jobban megfelel a következő feltételeknek, annál kényelmesebben és hatékonyabban alkalmazható:

- Eredmények lehető leggyorsabb előállítása,
- Parametrikus analízis lehetősége,
- Megfelelően pontos eredmény szolgáltatása.

Egyik korábban bemutatott konvencionális szimulációs procedúra sem képes az összes fenti feltételnek megfelelni, hiszen azok célja egyszeri, kvantitatív pontosságú szimulációs eredmény előállítása. A bemutatásra kerülő módszer célja, hogy egy olyan kompromisszumos megoldást nyújtson, mely mindhárom fenti kritériumot kielégíti. A kompromisszum abban rejlik, hogy a kiváló mérnöki alkalmazhatóság ára bizonyos (a későbbiek során tárgyalt) frekvenciatartományokon pontatlanabb eredménnyel szolgálhat a konkurens módszerekhez képest.

A javasolt szimulációs technika alkalmazhatósága abban az esetben áll fenn, ha a következő limitációk a szimulált struktúra szempontjából nem relevánsak:

- A huzalozáson és az áramkörön végrehajtásra kerülő változtatások nincsenek hatással a szimulált rendszer munkapontjára,
- Az áramkör lineáris, vagy a nemlinearitások hatása elhanyagolható,
- Megengedhető a kapcsolási hurok rezonanciájának emissziós viselkedésének csupán kvalitatív modellezése.

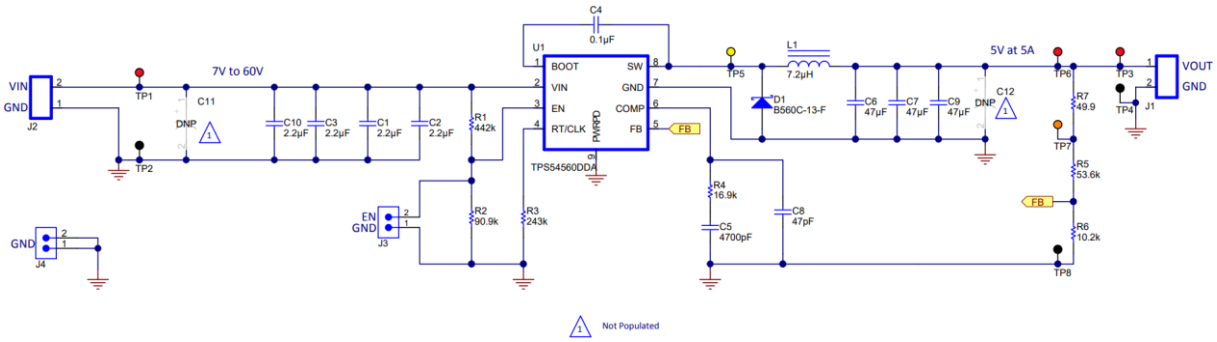
A módszer alkalmazhatóságának szempontjából az áramkör linearitása az alábbi feltételezéseket jelenti:

- A freewheeling dióda ellenállása és a junction kapacitás feszültség független,
- A kapcsoló IC paraméterei ($R_{DS,ON}$, C_{ISS}, C_{OSS}, C_{RSS}) munkaponttól függetlenek
    - A MOSFET parazita kapacitásai feszültségfüggők, így adott munkapont mellett más-más érték alkalmazása szükséges, a módszer alkalmazása szempontjából nem okoz gondot,
- A kimeneti szűrőtekercs a lineáris tartományában üzemel.

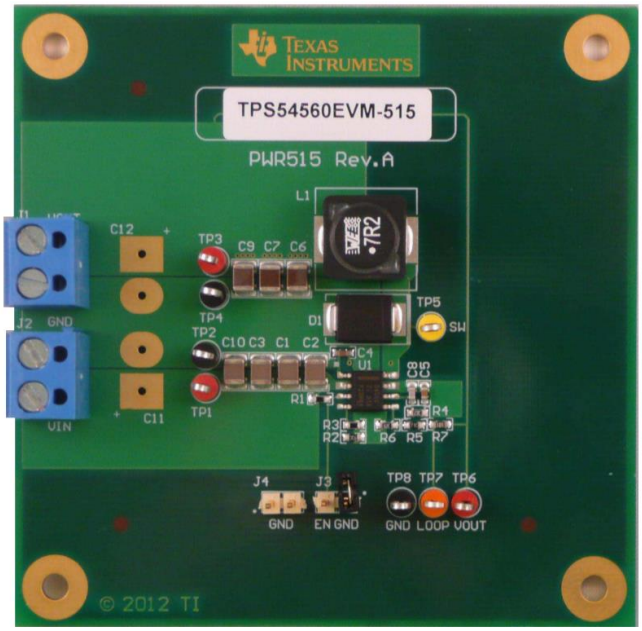
8.1. A vizsgált eszköz

A következő alfejezetekben bemutatásra kerülő technikák alkalmazhatóságának bizonyítására a *Texas Instruments* TPS54560 jelű *buck* konverteréhez tartozó referencia PCB, mely áramköre a 38. ábra, a megvalósított PCB pedig a 39. ábra látható [58]. A TPS54560 egy maximum 60 V bemeneti feszültségű konverter integrált *high-side* MOSFET-tel. A disszertációban bemutatott módszer alkalmazhatóságának alátámasztásához az alábbi munkapontban végeztem el a sugárzott emissziós méréseket és szimulációkat:

- Kapcsolási frekvencia: f = 400 kHz,
- Bemeneti feszültség: V_{IN} = 15 V,
- Kimeneti feszültség: V_{OUT} = 5 V,
- Kitöltési tényező: ~33 %,
- Terhelő ellenállás: R_{load} = 6,8 Ω.



38. ábra TPS54560 kapcsoló IC referencia PCB áramkör.



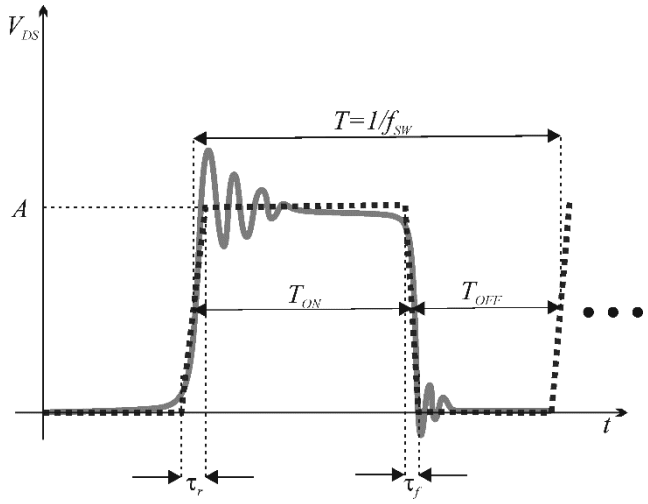
39. ábra TPS54560 kapcsoló IC referencia PCB.

8.2. A módszer bemutatása

Az először a [37]-ben bemutatott módszer alapkoncepciója hasonló a 7.2.2 fejezetben bemutatott mérés alapú kisjelű analízishez, azonban annak legfőbb hátránya – a paraméterezhetőség hiánya – kiküszöbölésre került. A bemutatásra kerülő technika a paraméterezhetőség lehetőségét mesterségesen előállított rezonanciát gerjesztése által éri el. Ennek érdekében szükséges kapcsolási hurok rezonanciájának hatását szétválasztani az egyéb eseményektől.

8.2.1. A gerjesztési karakterisztika

Az első lépés a *ringing* hatásaitól megtisztított kapcsolási jelalak előállítása, ezt illusztrálja a 40. ábra. A kapcsolási hurok rezonanciájának hatása nélkül egy trapézjel alakú közelítés adható meg, hiszen a kapcsolási jel kitöltési tényezője (T_{ON}/T), a τ_r felfutási idő, valamint a τ_f lefutási idő a funkcionalitás, valamint a kapcsolójel vezérlő áramkör függvénye [49][54]. A korábbi trapézjeles közelítésre vonatkozó megállapítás természetesen nem teljesen igaz, a jel felfutása és lefutása nemlineáris, azonban ennek hatását disszertációmban elhanyagolhatónak tekintem, hiszen a hatás olyan frekvenciatartományban fejti ki hatását, mely a tézis vizsgálati tartományán kívül esik [56][57].



40. ábra Egy tipikus kapcsolási jelalak (folytonos vonal), és annak trapéz közelítése.

A szimulációban alkalmazandó gerjesztő spektrum előállítása két módon történhet:

- Kapcsolási jelalakok mérése, majd azok trapéz közelítése T_{ON}, T_{OFF}, τ_r valamint τ_f ismeretében. Ez a módszer bár pontos eredménnyel szolgál, szükséges, hogy egy legyártott, és funkcionálisan működő prototípus már rendelkezésre álljon.

- A bemeneti és kimeneti feszültség, valamint a kapcsolási frekvencia ismeretében a kapcsolási jelalak számítása. A felfutási és lefutási idők ismeretének hiányában ez a módszer pontatlan, azonban nem szükséges egy kész prototípus megléte. Amennyiben a vizsgálati frekvenciatartomány legmagasabb frekvenciája kisebb, mint a felfutási vagy lefutási idő reciprokával arányosan számítható négyszögjel spektrum törési frekvencia [53] (lásd a trapézjel spektrum közelítését a 40. ábra).

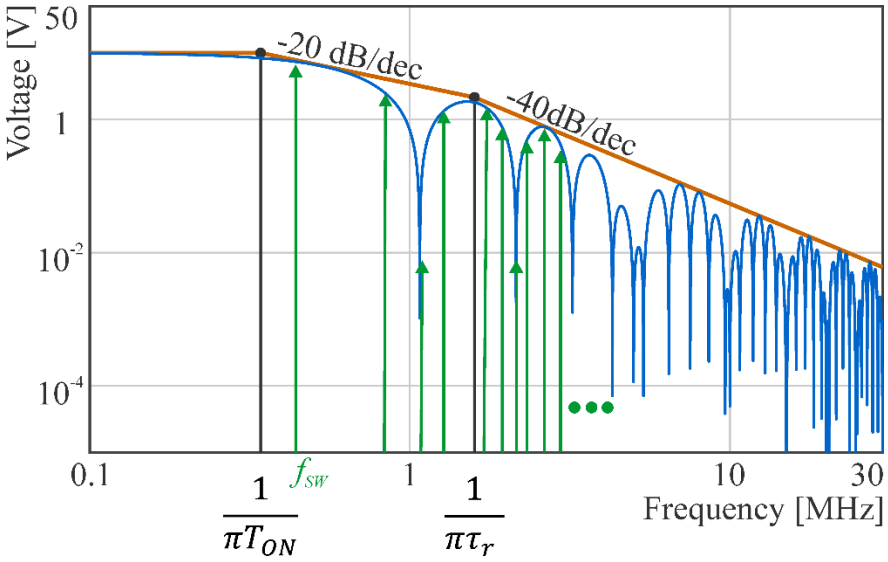
Mivel a bemutatott módszer kisjelű analízist alkalmaz, a kapcsolási hurok rezonanciájának hatása nélküli kapcsolási jelalak spektruma alkalmazandó a rendszer gerjesztéseként. A trapézjelek spektruma az alábbi formákban állíthatók elő:

- Törésvonalas közelítés (lásd a 41. ábra piros vonallal),
- Közelítés $\frac{\sin(x)}{x}$ jellegű burkolóval (lásd a (55) összefüggést, valamint a 41. ábrán kék vonallal),
- *Fourier*-sor segítségével pontos, diszkrét frekvenciakomponensek számítása (lásd a 41. ábrán zöld vonalakkal).

Trapézjelek *Fourier*-sora a

$$f(t) = \frac{AT_{ON}}{T} + \frac{2AT_{ON}}{T}\sum_{n=1}^{\infty}\left[\frac{\sin n\pi f_{SW}T_{ON}}{n\pi f_{SW}T_{ON}}\right]\left[\frac{\sin n\pi f_{SW}\tau_r}{n\pi f_{SW}\tau_r}\right]\cdot \cdot \exp(-\mathrm{j}n\pi f_{SW}T_{ON})\exp(\mathrm{j}2n\pi f_{SW}t) \tag{55}$$

összefüggés szerint számítható [95]. A gerjesztő jel spektrumokat egy adattömbként kell előkészíteni a szimulációs szoftver számára, például Matlab [35] segítségével.



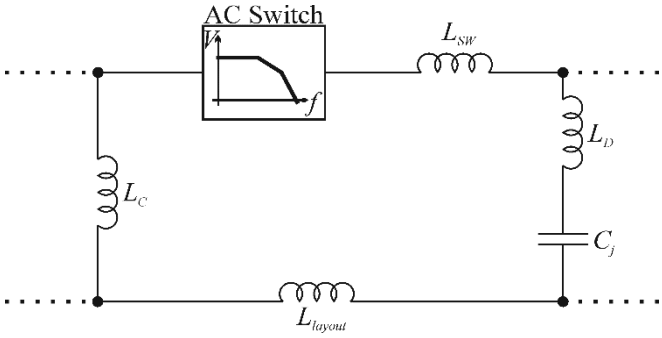
41. ábra Tetszőleges trapézjel spektrumának közelítési lehetőségei.

Frekvenciatartománytól, feladattól és felhasználói igénytől függ, hogy melyik trapézjel-spektrum formát szükséges alkalmazni. A módszer felhasználását taglaló fejezetekben két trapézlej-spektrum közelítési módszer is alkalmazásra kerül.

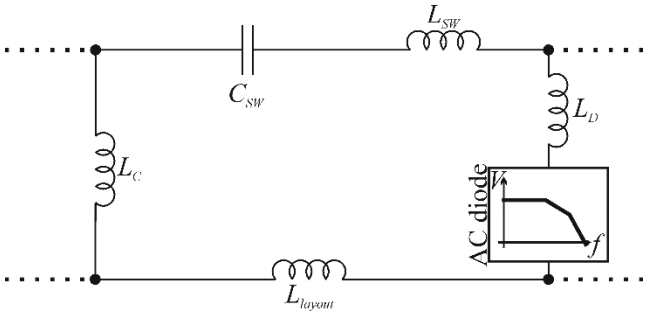
8.2.2. Szimulációs módszertan

A kapcsolási hurok rezonanciák mesterséges figyelembevételéhez két külön kisjelű szimuláció futtatása szükséges:

- AC gerjesztés a *high-side* kapcsoló pozíciójában a hozzá tartozó kapcsolójel spektrummal, míg a *freewheeling* dióda C_j parazita kapacitással van figyelembe véve (lásd a 42. ábra),
- AC gerjesztés a *freewheeling* dióda pozíciójában a hozzá tartozó kapcsolójel spektrummal, míg a *high-side* kapcsolóelem C_{SW} parazita kapacitással van figyelembe véve (lásd a 43. ábra).



42. ábra Gerjesztés a *high-side* kapcsoló pozíciójában.



43. ábra Gerjesztés a *freewheeling* dióda pozíciójában.

Mindkét szimuláció eredménye az egyes komponenseken mérhető nagyfrekvenciás feszültség- és áramzavar, illetve specifikus frekvenciákon (amelyen a frekvenciatartmánybeli *Full wave* szimulációs eredmények rendelkezésre állnak) az elektromágneses térjellemzők a teljes szimulációs tartományon. A két szimulációval két külön kapcsolási esemény hatását lehet számítani, mely a *high-side* kapcsolóelem ON-OFF, valamint OFF-ON átmenete. A két esemény időben elkülöníthető, azoknak egymásra hatása nincs. Ahogy az a 5.1.4 alfejezetben

bemutatásra került, a CISPR 25 szerint a detektorok egy frekvenciatartományon legalább 5 ms időtartamig végeznek mérést. Ez pedig elegendő ahhoz, hogy több kapcsolási eseményt is rögzítsen egy mérési intervallum során. Mivel a PK detektor csak az adott frekvencián a mérési ideje során legmagasabb detektált térerősség értéket szolgáltatja eredményül, ezért a két szimuláció által szolgáltatott sugárzott emissziós eredmény frekvenciapontonként vett maximuma a szimulált emisszió.

Reflektálva a fejezet elején felvázolt kritériumokra, a fent bemutatott módszer a szimulációs idő tekintetében a tranziens szimulációkhoz képest jelentősen gyorsabb, hiszen kisjelű analízis alkalmazása szükséges. A *buck* konverter a módszer alkalmazásával parametrikus analízis segítségével optimalizálható, hiszen a gerjesztő jelek függetlenek a rezonancia hatásától, továbbá a kapcsolási hurok rezonanciák is pontosan szerepelnek a két szimuláció során, így azok hatása is érvényesül a végeredményben. A módszer pontossága a vizsgálati frekvencia, s ezáltal ezen frekvenciatartományon domináns emissziós források karakterisztikájának függvénye.

A módszer alkalmazhatóságát a következő alfejezetekben szemléltem a bemutatott *buck* konverter topológián két külön szimulációs feladaton keresztül:

- Nagyfrekvenciás (30 MHz feletti) nyers sugárzott emisszió kvalitatív szimulációja,
- Kisfrekvenciás (30 MHz alatti) CISPR 25 szerinti sugárzott emisszió kvantitatív szimulációja.

A frekvenciatartomány szétválasztásának az oka az, hogy a nagyfrekvenciás esetben a sugárzott emisszió legfőbb forrása az 6.2.2. fejezetben bemutatott kapcsolási hurok rezonancia, mely a terhelő ellenállás, s így az átfolyó áram függvényében változó amplitúdójú sugárzást okoz, hiszen a kapcsolási hurok induktivitása által a kapcsoláskor kisütött energia az átfolyó DC árammal arányos. DC jelek AC hatása kisjelű analízis segítségével nem modellezhető. Ugyanakkor 30 MHz alatt a fő csatolási mechanizmus a 6.2.1. fejezetben taglalt kapacitív csatolás, erre pedig nincs hatással a munkapont, mivel a kapacitív csatolás a kapcsolt csomópont feszültségével arányos, az pedig egyértelműen csak a bemeneti feszültség, valamint a trapézjel kitöltési tényezőjének függvénye.

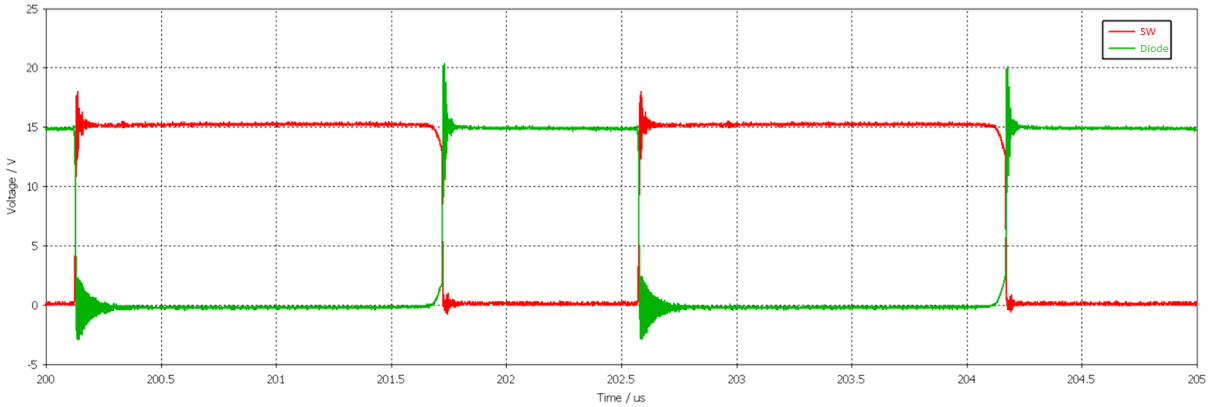
8.2.3. Méréstechnika

A kapcoslójelek mérése során kiemelten fontos szempont volt, hogy a mért jellemzőt a mérőeszköz ne változtassa meg, tehát a valóságos jelalak kerüljön detektálásra. A kapcsolás során a kapcsolóelemek impedanciája a soros ellenállás és a párhuzamos kapacitás

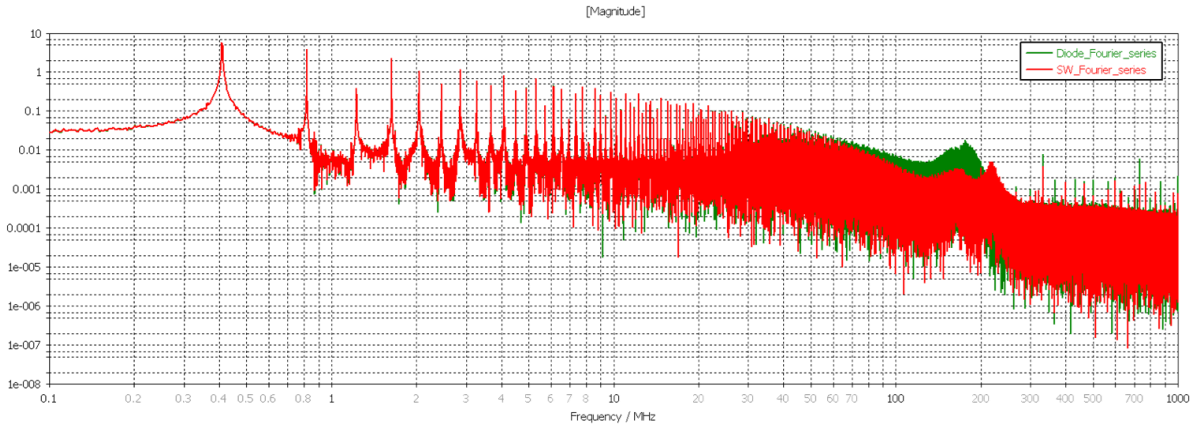
impedanciája között változhat. Mivel a mérendő érték az a kapcsolóelem kapcsai között eső feszültség, ezért nagy impedanciás mérőfej alkalmazása volt szükséges. Annak érdekében, hogy a mért kapcsolójelek időzítése helyesen sszerepeljen a szimulációban, a két kapcsolóelem mérése egyidejűleg történt

- A TPS54560 kapcsoló IC VIN (2) és SW (8) lábai között;
- A B560C dióda pin-ek között (switching node és GND).

A mért jelalakok a 44. ábra, míg azok *Fourier*-sora a 45. ábra látható.



44. ábra Kapcsolóelemeken egyidejűleg mért kapocsfeszültség.



45. ábra A mért kapcsolójelek *Fourier*-sora.

A sugárzott emisszió mérése mindkét következő esetben úgynevezett *Semi-Anechoic Chamber*-ben végeztem el, azonban a mérés két külön elrendezésben történt, így azok bemutatását a következő alfejezetekben külön tárgyalom.

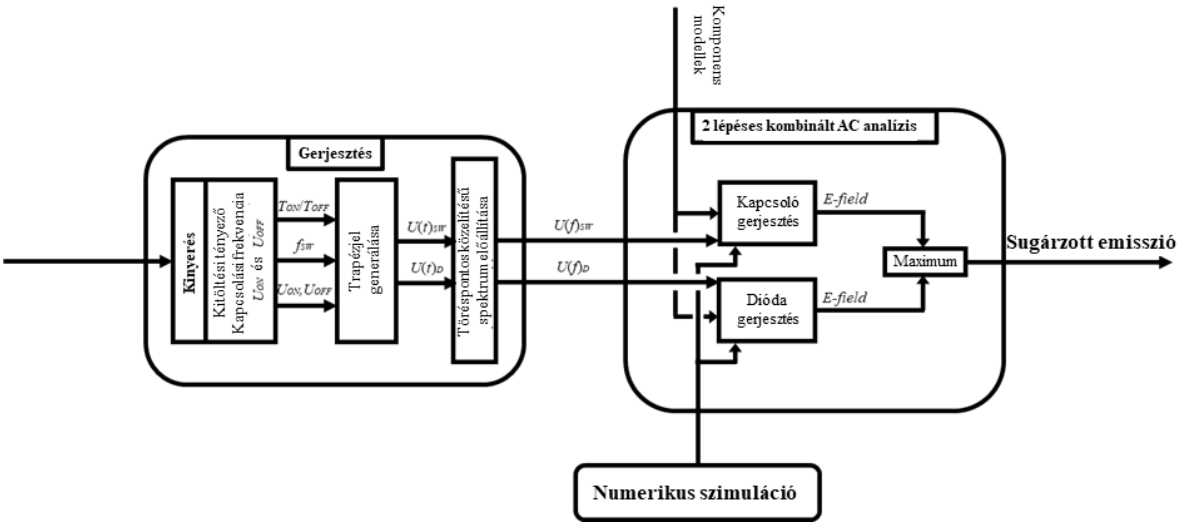
8.3. Nagyfrekvenciás sugárzott emisszió kvalitatív vizsgálata

Az autóipari sugárzott emissziós tesztfelépítés (32. ábra) egyik fontos része a kábelezés a mérés alatt álló eszköz és a LISN között. Ennek hossza 1,7 – 2 m közé esik, s ez rezonáns viselkedést mutat. A legkisebb rezonanciafrekvencia akár 30 MHz is lehet közös módusú

zavarok esetén, hiszen ilyenkor a kábelezés és a fémasztal által alkotott rendszer egy kapacitíven lezárt tápvonalnak tekinthető, ennek rezonanciafrekvenciája pedig a lezáró kapacitás (vizsgált termék és a fémasztal közötti szórt kapacitás) növelésével csökken [91]. Ez a rendszer a rezonanciafrekvenciák környékén felerősíti, míg antirezonancia frekvencián elnyomja az eszköz által kibocsátott zavarokat. Ennek okán a mérés-szimuláció összehasonlítást 30 MHz felett nem érdemes a CISPR 25 szerinti sugárzott emissziós elrendezésben elvégezni, hiszen a mérési elrendezés rezonáns viselkedése, valamint a bemutatott módszer függetlenek egymástól, az eredmények kiértékelését pedig nehézkesebbé teszi. A fent említett szempontok miatt jelen fejezetben a referencia PCB-t egy olyan elrendezésben teszteltem, mely segítségével az eszköz nyers emissziója kapható meg, megtisztítva a CISPR 25 szerinti mérési elrendezés az eredményekre gyakorolt hatásától.

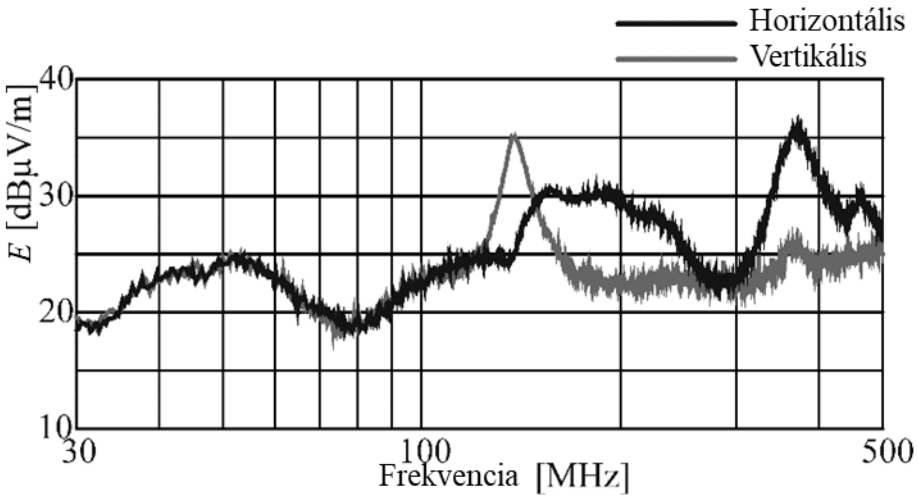
A nyers PCB emisszió mérése során az eszköz tápellátását egy kisméretű akkumulátor biztosította, s így az eszköz egy hungarocell tartó tetején volt elhelyezve. A hungarocell permittivitása közel azonos a levegőével. Reflexiómentesített kamrában mérve így ez az elrendezés egy ideálishoz közeli nyers emissziós környezet. A mérésre használt szabványos logperiodikus antenna a mért eszköztől a szabvány szerinti 1 méter távolságban lett elhelyezve.

Ezen mérési elrendezés szimulációs felépítése rendkívül egyszerű, hiszen a referencia PCB modelljét egy légüres térbe kell elhelyezni, a szimulációs tartomány peremén pedig úgynevezett sugárzási peremfeltételt kell alkalmazni, mely biztosítja a reflexiómentes környezetet. A nagyfrekvenciás emisszió szimulációja esetén a kétlépéses kombinált kisjelű analízis folyamatát a 46. ábra lehet követni.



46. ábra A bemutatott módszer alkalmazásának folyamata nagyfrekvenciás analízis esetén.

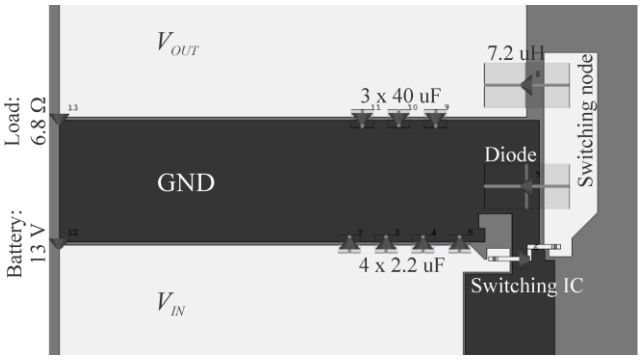
A nyers emissziós méréseket a referencia PCB-től 1 méterre elhelyezett bikónikus – logaritmikusan periodikus antennával végeztem el, horizontális és vertikális antenna polarizációban egyaránt. Az emisszióméré eredményét a 47. ábra mutatja, feketével a horizontális, szürkével a vertikális antenna polarizációval mért emissziós karakterisztika látható. 100 MHz alatt a mérés eredménye háttérzaj, így az az összehasonlítás vonatkozásában során figyelmen kívül hagyható. Jól látható a kapcsolási hurok rezonanciájának hatása 130 – 250 MHz között, illetve egy további – a kapcsolási hurok rezonanciájával nem magyarázható – emissziós csúcs is.



47. ábra A vizsgált *buck* konverter nyers emissziója két antennapolarizációval mérve.

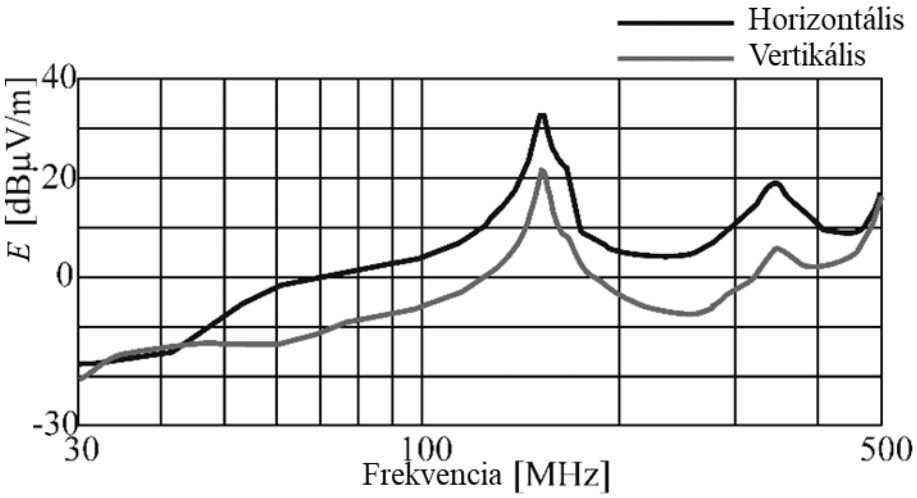
A szimulációs modell az eredeti referencia PCB modellhez képest annyiban tér el, hogy a szimulációs szempontból szükségtelen részek (mérőpontok, kapcsoló IC kapcsolási frekvenciáját és kimeneti feszültséget beállító segéd áramköri komponensek stb.) eltávolításra kerültek. A szimulált nyomtatott áramkör felülnézete az egyes komponenseket jelölve a 48. ábra látható. A szimulációk CST Microwave Studio szoftver segítségével készültek [59].

30 MHz felett a 400 kHz-es kapcsolójel felharmonikusait nem szükséges külön figyelembe venni, elegendő a gerjesztéshez a spektrum törésvonalas közelítése. A valóságban a kapcsolási frekvencia időben változhat [49]. Kis változás az alapharmonikus frekvenciájában a felharmonikusok frekvenciáját már jelentősen eltolja. A mérés során a 120 kHz-es felbontási sávszélesség, valamint a folytonosan váltakozó kapcsolási frekvencia azt eredményezi, hogy a nagyfrekvenciás mérések eredménye egy geometriailag sima zavarspektrum.



48. ábra A szimulált áramkör felülnézete.

A sugárzott nyers emisszió szimuláció eredménye – a méréssel azonosan – két antenna polarizációban a 49. ábra látható. Tisztán kivehető a 100 – 200 MHz frekvenciatartományon a kapcsolási hurok rezonanciája által okozott szélessávú emissziós csúcs, továbbá látszik a korábban is látott ismeretlen eredetű emisszió csúcs 400 MHz frekvencián.



49. ábra Szimulált nyers emisszió két polarizációban vizsgálva.

A mért és szimulált eredményeket összevetve az tapasztalható, hogy a szimulált karakterisztika a mértet nem értékhelyesen, de jellegre jól követi a mérés során tapasztaltakat, a szimulációs modell tehát validáltnak tekinthető. Az áramköri és PCB szinten végrehajtott módosítások hatására a validált szimulációs modell a valóságossal jellegre megegyező karakterisztikájú változást mutat az emissziós viselkedésben. A mérésben látszódó emissziós csúcsok a módszer alkalmazásával detektálhatók, s mivel a paraméterezett analízis megengedhető a bemutatott szimulációs technika használatával, az EMC fejlesztői munka így jelentősen könnyíthető és gyorsítható.

8.4. Kisfrekvenciás sugárzott emisszió kvantitatív vizsgálata

30 MHz alatti frekvenciatartományon az emisszió fő forrása a kapacitív csatolás a kapcsolt csomópont és a monopol antenna között, s ennek a csatolásnak az erőssége csak a bemeneti feszültségtől és a kapcsolás kitöltési tényezőjétől függ. A munkaponti áramtól való függetlenség lehetőséget nyit a kvantitatív szimulációra kisjelű analízis segítségével. A sugárzott emissziós teszt elrendezés bár nem rezonáns 30 MHz alatt, azonban hatással van a sugárzott emisszióra. Mivel 30 MHz alatt a monopol antenna használata szükséges, annak pedig a földsíkja a fémasztal síkjával közösített, ezen hatások figyelembevétele szükséges, amennyiben a cél a sugárzott emisszió kvantitatív pontosságú meghatározása. Ezen fejezetben a bemutatott módszer alkalmazhatóságát mutatom be virtuális EMC tesztelésre. Jelenleg a virtuális EMC tesztelés még nem elfogadott a gyakorlatban az elérhető szimulációs modellek pontatlansága miatt, de már olyan jellegű törekvések megkezdődtek, melyek célja akár egy teljes mintafázis kihagyása szimulációs eszközök által támogatva. A termékfejlesztés bármely iparágban egy hosszadalmas folyamat, de az olyan biztonságkritikus szektorban, mint az autóipar, ez kifejezetten igaz. Egy teljes mintafázis elhagyása az autóipar számára oly mértékű idő- és pénzbeli megtakarítást jelenthetne, hogy érdemes energiát áldozni a virtuális tesztelés témakörére.

A sugárzott emisszió mérése teljes mértékben a CISPR 25 szabványban közölt mérési elrendezés szerint történt, szabványos monopól antennával. A mérést csúcsdetektorral végeztem, az eszköz a 8.1 fejezetben közölt munkaponton üzemelt.

8.4.1. A szimulációs modell

A teljes sugárzott emissziós teszt elrendezésben három rész emelendő ki, melynek modellezésére különösen nagy figyelmet kell fordítani, hiszen ezek bírnak a legnagyobb hatással a mért emissziós karakterisztikára:

- A teszt elrendezés,
- A kamra fala,
- Az antenna.

A fenti részek pontos figyelembevétele elengedhetetlen a megfelelő szimulációs modell létrehozásához, és gyakran olyan részleteket is szükséges számításba venni, melyek elsőre irrelevánsnak tűnhetnek.

8.4.1.1. Teszt elrendezés modellezése

A CISPR25 szabványban definiált sugárzott emissziós tesztelrendezésre megadott toleranciák teret adnak a tesztmérnökök számára, hogy kétszer ugyanazt a tesztet apró eltérésekkel felépíthessék. Erre példa, hogy a szabványban meghatározott kábelhossz a mért eszköz és a LISN 1,7 és 2 méter közötti kell legyen. Talán elsőre egy ilyen engedmény nem tűnik olyannak, amivel foglalkozni volna érdemes, azonban ennek, illetve más elsőre lényegtelen paraméternek a hatása igenis számottevő lehet. A kábelezés hossza például befolyásolja annak rezonancia karakterisztikáját. Az autóipari sugárzott emissziós szabványokban például az FM rádió frekvenciasávjában szigorú limitek érvényesek. A kábelezés rezonanciafrekvenciája annak hosszától függően az FM sáv környékén található. Egy szerencsétlenül megválasztott kábelhossz esetén ez a teszteken bukást jelenthet, míg más (egyébként szabványos) kábelhossz esetén ez nem okoz problémát.

A teszt elrendezés vonatkozásában alábbi paraméterek (és ezek hatása) befolyásolják a legnagyobb mértékben a mérőkamra elektromágneses környezetét:

- A mérendő eszköz pozíció és orientáció
  - Közös és differenciális módusú zavarok,
  - Kapacitív csatolás az eszköz és az antenna között.
- Kábelezés modell
  - Közös és differenciális módusú zavarok,
  - Rezonáns karakterisztika.
- LISN
  - 150 MHz feletti reflexiós viselkedés (a szabvány szerint csak 150 MHz-ig szükséges az 50 Ω-os impedancia biztosítása).

A közös módusú zavar az autóipari tesztelrendezés hozománya, a mért eszköz és a fémasztal közötti parazita kapacitás utat nyit a közös módusú zavar terjedésének. A közös módusú zavar annyit jelent, hogy rezonáns hurok alakulhat a kábel és a fémasztal által alkotott tápvonalrendszerben, azonban ezek távolsága szabvány szerint 5 cm, így ennek a huroknak a sugárzékonysága jóval nagyobb a pusztán kábeleken folyó differenciális módusú rezonanciáknak. A közös múdusú rezonancia hasonló zavarteljesítményt képes elsugározni, mint zavaráramot tekintve kb. hat nagyságrenddel nagyobb áramú differenciális módusú rezonancia [51].

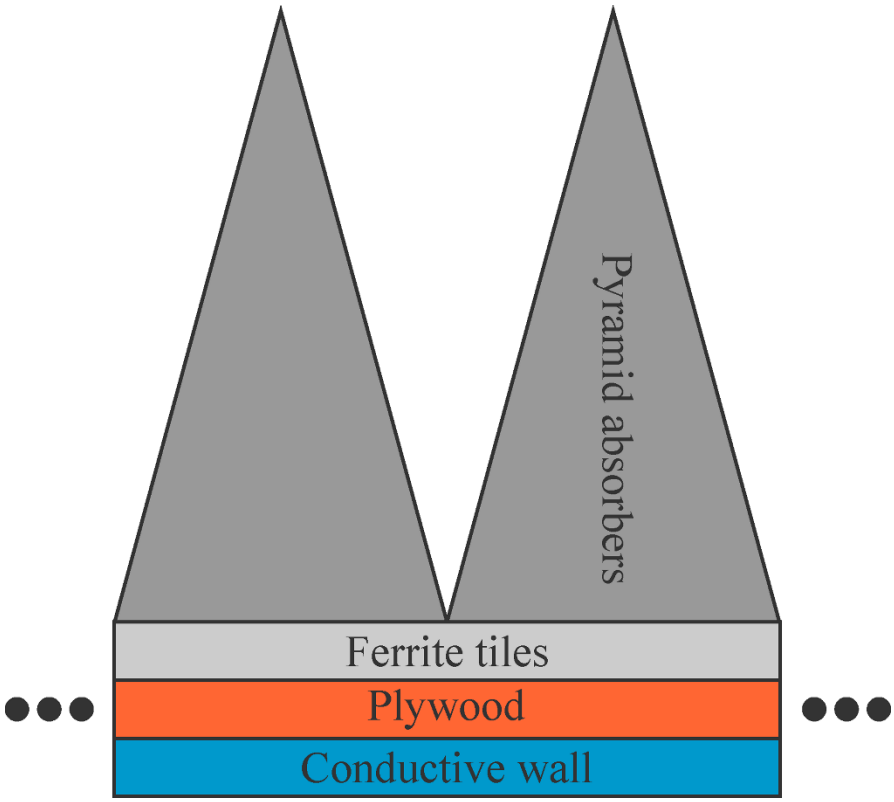
8.4.1.2. Kamrafal modell

A padlót leszámítva – mely egy fémes felület – az autóiparban használt SAC falaival szemben elvárás a 6 dB abszorpció a 70 – 2500 MHz frekvenciatartományon. Ez az abszorpciós szint elérhető ferrit csempék és piramis alakú abszorberek kombinált alkalmazásával. Mivel a ferrit csempék és a piramis abszorberek működési (abszorpciós) frekvenciatartománya nem egyezik meg, az alkalmazandó kamrafal modell a vizsgált frekvenciatartomány függvénye. A ferrit csempét alkotó ötvözettől függően azok többnyire a 10 – 1000 MHz tartományon képesek hatékonyan elnyelni az elektromágneses teljesítményt [96]. Ezzel szemben a piramis abszorberek többnyire néhány 100 MHz frekvenciánál kezdik kifejteni a hatásukat, s tart ez a hatás néhány GHz-ig [94]. Ezek (a kamra külső fémes vázával együtt) egyfajta rétegez struktúraként alkotják a kamra falát (lásd a 50. ábra). 30 MHz alatti vizsgálatok esetén ezek modellezése a következőkben taglalt módon szükséges.

Vezetőképes külső váz

Az autóipari sugárzott emissziós teszteket 100 kHz frekvencia felett kell elvégezni. A kamra fala a legtöbb esetben galvanizált vasból, vagy ehhez hasonlóan jó vezető anyagból készül. A vezetőképesség függvényétől függ ugyan, de az úgynevezett szkin-mélysége [85] a legrosszabb esetben is maximum 1 mm. Néhány mm vastagság felett ez a fémváz már végtelen vastagnak tekinthető elektromágneses szempontból, hiszen a fémfalon átjutó elektromágneses teljesítmény elhanyagolható a reflektált teljesítményhez képest. Ennek okán a fal anyagának ideális vezetőként való figyelembevétele elfogadható egyszerűsítés.

A kamra mérete egy további tényező, melyet ezen a frekvenciatartományon nem szabad elhanyagolni, hiszen üregrezonancia léphet fel, mely „erősíti” a kamrában az elektromos térerősséget.



50. ábra A reflexiómentes kamra falának rétegelt felépítése [38].

Ferrit csempék farostlemezen

A ferrit rideg és törékeny anyag, emiatt a csempéket vékony farostlemezre szerelik annak érdekében, hogy a kamra felépítése során azokból ne törjenek le darabok, ezáltal lerontva azok viselkedését elektromágneses szempontból.

A farost réteg könnyedén modellezhető, annak relatív permittivitása 2,2. Talán túlzásnak tűnhet, de a vákuumtól különböző permittivitásnak köszönhetően az elektromos tér koncentrációja növelhető, ezáltal a farostlemezen található ferrit nagyobb mértékben fejtheti ki abszorpciós hatását az elektromágneses környezetre.

A ferrit csempék permeabilitás karakterisztikája komplex, és frekvenciafüggő mennyiség. Különböző modellek léteznek a ferritek frekvenciafüggésének zárt alakban történő leírására [98][97] . Talán a leginkább általánosan elterjedt modellezési módszer az úgynevezett első rendű *Debye*-modell, mely a

$$\mu_r(f) = \mu_\infty + \frac{\mu_s - \mu_\infty}{1 + \mathrm{j}\tau_{rel}} \tag{56}$$

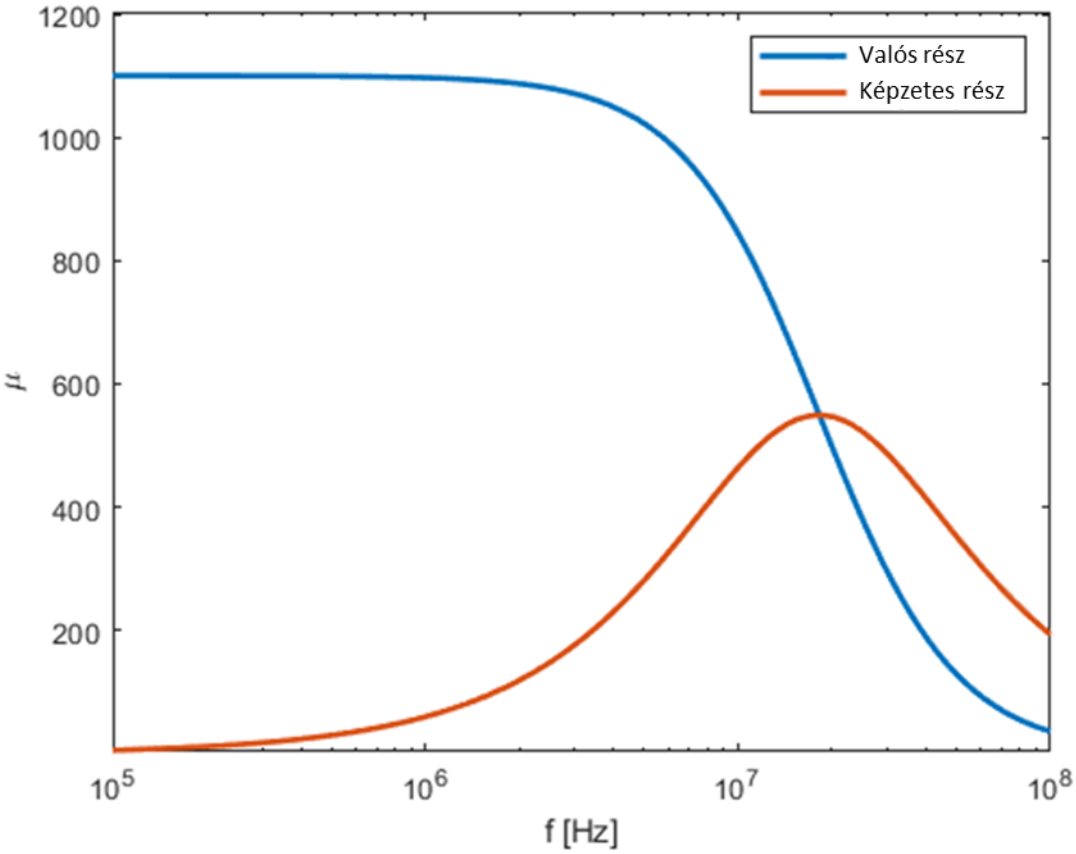
formában írható fel, ahol $\mu_r(f)$ a komplex frekvenciafüggő relatív permeabilitás, μ_s és μ_∞ apermeabilitás valós részét reprezentálja 0 és végtelen frekvencián, míg τ_{rel} az úgynevezett relaxációs időt jelöli. A fenti összefüggés egy makromodellt ad a permeabilitásra, azonban a ferrit csempék esetén számottevő a csempék közötti tizedmilliméteres nagyságrendű rések hatása is, mely rések a szerelés folyamán elkerülhetetlenek. Egy valóságos ferrit csempe rétegnek az effektív permittivitása a

$$\mu_{r,eff}(f) = \frac{\mu_r(f)}{1 + \frac{\Delta}{l}(\mu_r(f) - \mu_0)} \tag{57}$$

összefüggés szerint számítható. A fenti egyenletben Δ reprezentálja a ferrit csempék közötti rések átlagos méretét, míg l a négyzet alakú ferrit csempék oldalhossza [98]. Figyelembevéve a légrések hatását, a korrigált *Debye*- modell paraméterértékek a mérésekhez használt kamra eseté az alábbiak:

- μ_s = 1100,
- μ_∞ = 1,
- τ_{rel} = 55 ns.

A fenti modell paraméterek a 51. ábra látható permeabilitás karakterisztikát eredményezik.



51. ábra A ferritcsempék permeabilitásának frekvenciamenete.

A kereskedelmi forgalomban kapható piramis abszorberek hatékony abszorpciós tartománya 30 MHz felett kezdődik [94], de ez tipikusan inkább 100 MHz vagy afeletti érték. Ez annyit jelent, hogy a 30 MHz alatti tartományon a piramis abszorberek jelenléte nem befolyásolja a kamrában az elektromágneses környezetet, ennek okán pedig a szimulációs modellből elhagyható. Ezen egyszerűsítés rendkívül fontos a szimuláció futásideje szempontjából, hiszen többszáz komplex permeabilitással bíró struktúraelem számítása megelőzhető.

Antenna

A CISPR 25 szerint a 100 kHz – 30 MHz frekvenciatartományon sugárzott emisszió teszteléshez 1 m hosszú, a kábelezéstől 1 m-re elhelyezett monopol antenna alkalmazandó, melynek földsíkja a fémasztallal közösített. Ezen a frekvenciatartományon az 1 m hosszúságú antenna elektromosan rövidnek tekinthető, és a mérési elrendezésnek a közelterében található. Ezen körülmények között az antenna kapacitíven csatolt a mérendő eszközhöz, illetve a kábelezéshez, sugárzásról nem beszélhetünk.

A kereskedelmi forgalomban kapható EMC teszteléshez használt monopol antennák integrált erősítővel vannak felszerelve, melynek hatását a szimuláció során egy, a monopol antennával párhuzamos kapacitív lezárással szükséges figyelembe venni.

8.4.1.3. A mérési elrendezés szimulációs modellje

A szimulációhoz szükséges frekvenciatartománybeli analízist Ansys HFSS [60] környezetben hajtottam végre, direkt egyenletrendszer megoldót alkalmazva.

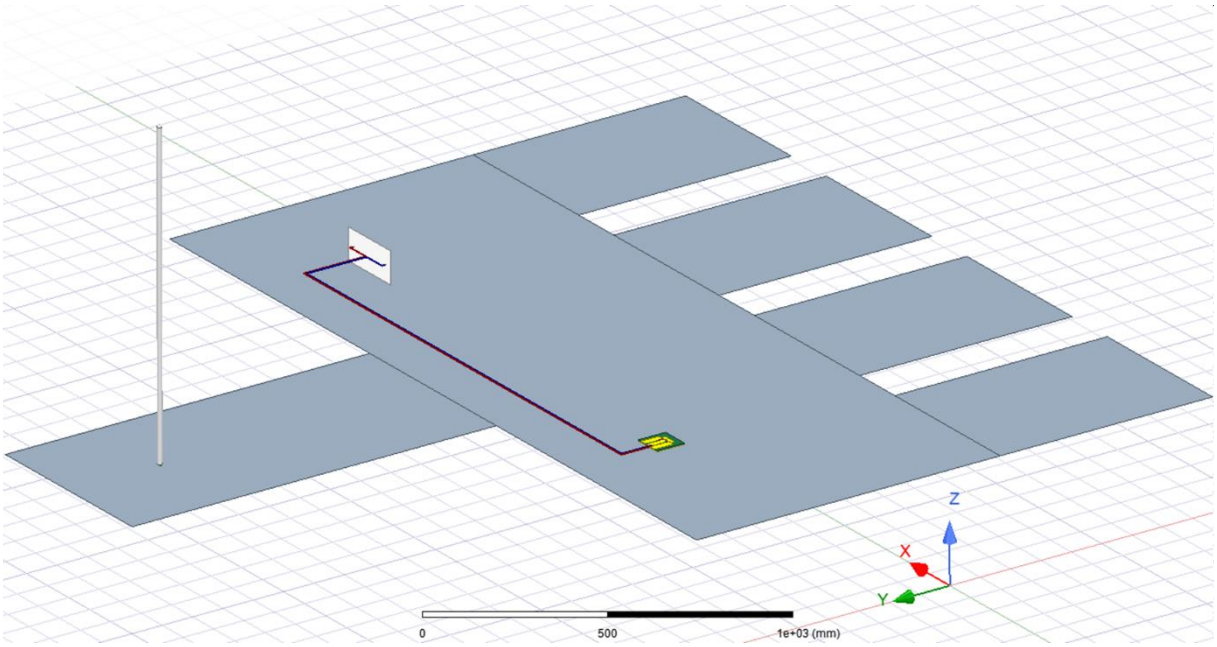
A teljes mérési elrendezés szimulációs modellje a 52. ábra, a szimulált PCB modell a kamraszimulációba illesztve pedig a 53. ábra látható. Az 53. ábra a kamrafal modellje a könnyebb áttekinthetőség értelmében rejtve van. A kábelezés egymással párhuzamos, azok távolsága egymástól minimális. A kábelezés hossza 1,9 m, annak távolsága a fémasztaltól 5 cm.

A fémasztal 4, a CISPR 25 követelményeinek megfelelő szabványos fémlappal csatlakozik galvanikusan a kamra külső fémvázához.

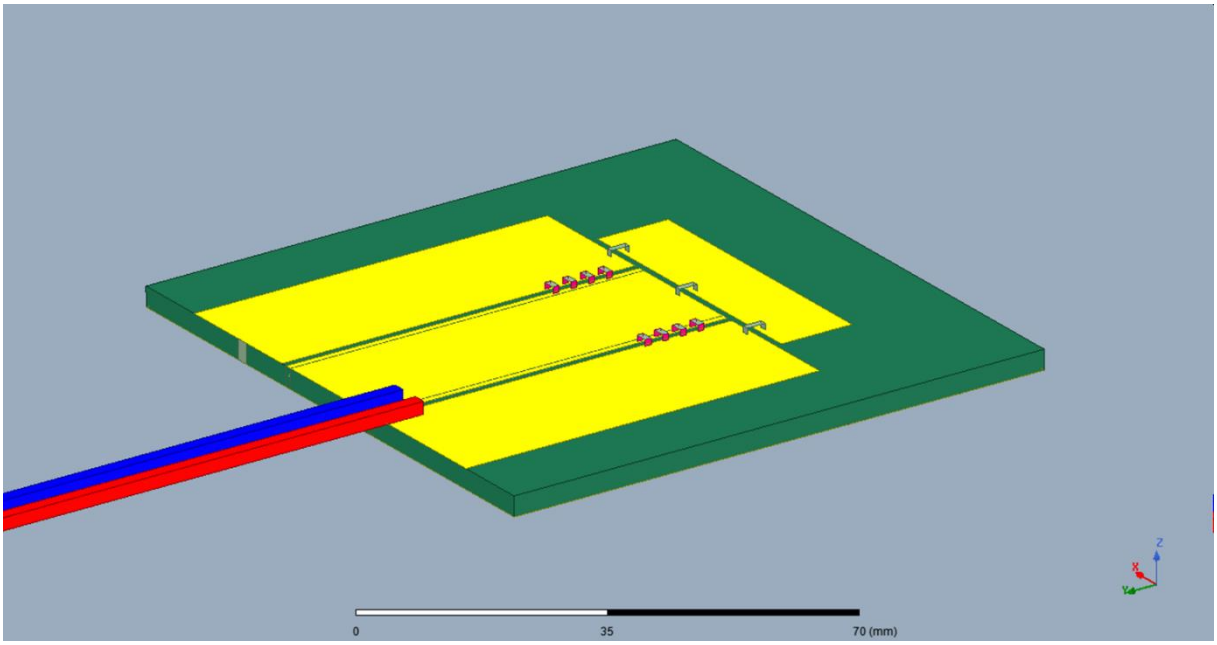
A szimulált SAC kamra mérete a következő:

- Szélesség: 4300 mm,
- Hosszúság: 5500 mm,
- Magasság: 3500 mm.

A monopol antenna erősítőjét reprezentáló kapacitás értéke 10 pF.



52. ábra A szimulált sugárzott emissziós mérési elrendezés. A kamra fala az ábrán rejtve van.



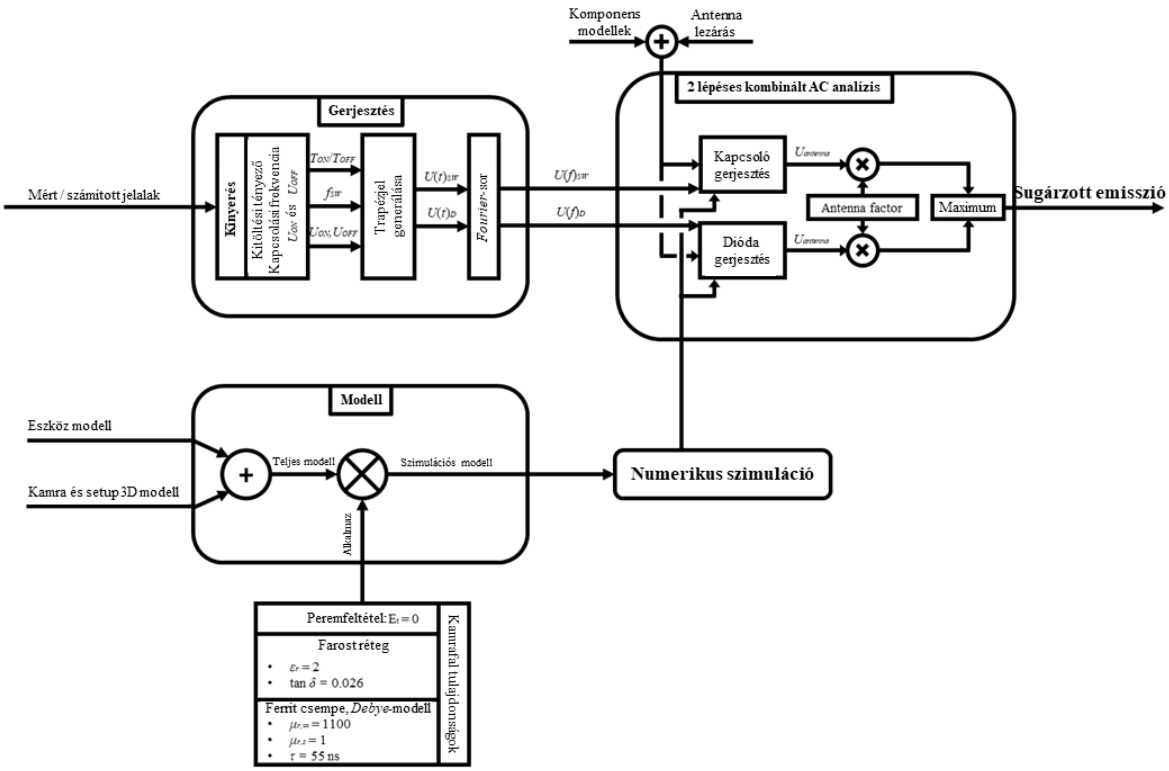
53. ábra A szimulált topológia 3D modellje a kamramodellbe illesztve.

8.4.2. Szimuláció folyamata

A disszertációmban bemutatott módszer három fő lépésből áll:

- Gerjesztés modellezése,
- 3D szimulációs modell előkészítése,
- Szimuláció, és posztprocesszálás.

A kisfrekvenciás kvantitatív sugárzott emisszió szimulációjának javasolt procedúrája a 54. ábra követhető. A gerjesztési modell a számolt vagy áramköri szimulációval meghatározott kapcsolójel trapéz közelítésének a *Fourier*-soraként meghatározható. A 3D szimulációs modellt az egyes részek geometriájának pontos leképzése mellett a 8.4.1. alfejezet szerint javasolt előkészíteni. Nagyfrekvenciás terek frekvenciatartmánybeli analízisének eredménye egy S-paraméterekkel [81] reprezentált 3D struktúra. A *buck* konverter topológia, valamint az egyéb kiegészítő részek (LISN, antenna erősítő) egy 0D-s áramköri szimulátorban illesztendők a 3D struktúrát leíró S-paraméter modellhez. A fenti koszimulációs környezetben a *high-side* és *low-side* kapcsolóelemek helyén a kapcsolójel *Fouries*-sorával történő gerjesztés a modell értelmében külön-külön végrehajtandó. Az áramköri szimulációban az antenna talppontján kapott feszültség megegyezik azzal a feszültség értéket az antennára jellemző antenna faktor értékével korrigálni szükséges, így megkapható a monopol antenna által detektált elektromos térerősség.



54. ábra A bemutatott módszer alkalmazásának folyamata kisfrekvenciás analízis esetén.

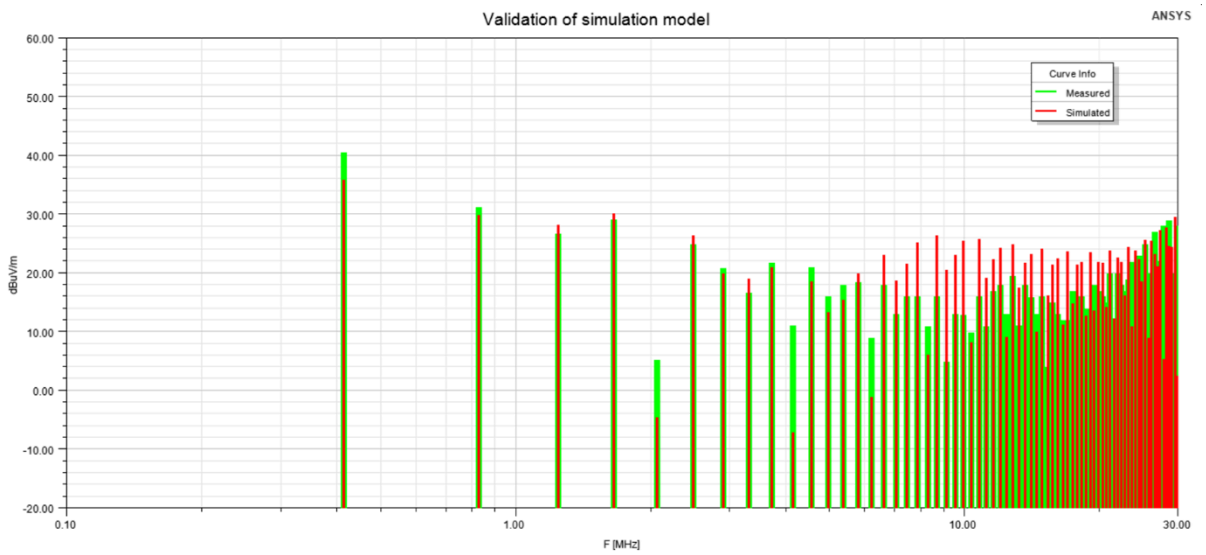
Mivel CISPR 25 szerint a sugárzott emissziós mérés során az egy felbontási sávszélességnyi frekvenciatartományon a mérővevő 5 – 50 ms ideig kell, hogy mérjen, a 400 kHz frekvenciájú jel alapharmonikusa is sokszorosa mérésre kerül. Ennek következménye, hogy a PK detektorral történő mérés az eszköz emissziójának ténylegesen az abszolút csúcsát jelenti. A szimulációs módszer értelmében két emissziós spektrum áll elő a módszer

alkalmazása eredményeképpen. Mivel a két szimuláció két külön kapcsolási esemény hatását adja eredményül, ezen kapcsolási események pedig időben szétválaszthatók (lásd a 40. ábra), azok egymással nem interferálhatnak, ezért a végső sugárzott emissziós szimulációs eredmény a két szimuláció eredményének frekvenciapontonként képzett maximuma.

A lehető legpontosabb szimulációs eredmény elérése érdekében a korábban bemutatott lépések gondos követése és alkalmazása szükséges, hiszen látszatra jelentéktelen eltérés a szimulációs eredményben előre beláthatatlan hatással tud bírni. A gondos és alapos tervezés és modellezés ellenére is a kisjelű analízis egyfajta egyszerűsítésnek tekinthető a tranziens analízissel szemben, ugyanakkor a szimulációhoz szükséges idő annak töredéke lehet. Mivel a gerjesztő jel független a design paraméterektől, a *buck* konverter bármely része szabadon parametrizálható anélkül, hogy a gerjesztő jelet újra kellene számolni. Koszimuláció segítségével a 3D modell paraméterei és az áramköri komponensek paramétereinek optimalizációja végrehajtható ugyanazon optimalizációs ciklus alatt.

8.4.3. Eredmények

A mért és szimulált 30 MHz alatti sugárzott emisszió összevetése a 55. ábra látható. Mivel a gerjesztési modell a *Fourier*-sor miatt nem folytonos spektrum, valamint a referencia PCB-n ezen a frekvenciatartományon más zavarforrás nem érvényesül, a könnyebb összevethetőség érdekében a mért spektrumnak csak a kapcsolási frekvencia, valamint annak felharmonikusai szerepelnek az ábrán. A szimulált sugárzott emissziós karakterisztika kiválóan illeszkedik a mért eredményhez, a különbség a legtöbb frekvenciaponton a tipikus 3 dB körüli mérési bizonytalanságon belül található.



55. ábra A mért és szimulált sugárzott emisszió összevetése.

A mért és szimulált emisszió különbsége a ~ 8 – 18 MHz tartományon megnő. Ennek több oka is lehet, ezen a frekvenciatartományon számos paraméter jelentős hatással van a sugárzott emissziós karakterisztikára. Ezek a következők:

- A kapcsolási jel trapéz közelítése nem kellően pontos: 8 MHz-en már a kapcsolási frekvencia már legalább 20. felharmonikusa található. Ennek hatása egy négyszögjel alakjában már alig észrevehető. A kapcsolási jel számított és szimulált közelítésében előfordulhat olyan pontatlanság, mely a 20. felharmonikus amplitúdójában már jelentős eltérésnek számít.
- A ferrit csempék permeabilitás modellje: ferrit csempék alacsonyfrekvenciás permeabilitás karakterisztikájának méréséhez speciális eszközökre van szükség, így az alkalmazott *Debye*-modell pusztán a gyártó által megadott információk alapján állt elő. Meglehet, hogy az első rendű modell nem kielégítően pontos a jelölt frekvenciatartományon, és a valóságos abszorpció (mely a permeabilitás képzetes részével arányos) kisebb a modellezett karakterisztikához képest.
- Az antenna erősítője egy egyszerű kapacitásként lett figyelembe véve, mely egyszerű kapacitás méréssel lett meghatározva. Erre a kapacitásra a sugárzott emissziós kép különösen érzékeny, s ez könnyen vezethet eltéréshez a mérés és a szimuláció között.

3. Tézis

Az EMC problémák leggyakoribb okozója, a kapcsolóüzemű tápegységek hatékony és gyors szimulációjára dolgoztam ki módszert, mely a szakirodalomban található tranziens-, illetve mérés alapú kisjelű analízist alkalmazó módszerekhez képest egyszerre képes gyorsan, megbízható és pontos eredményt szolgáltatni a paraméterezhetőség biztosítása és a könnyű implementálhatóság mellett.

(a) Kidolgoztam a kombinált kétlépéses kisjelű analízist kapcsolóüzemű tápegységek emissziójának szimulációjához, mely kisjelű analízist alkalmazva egy gyorsan paraméterezhető módszert jelent, ami könnyedén és hatékonyan alkalmazható termékfejlesztés során.

(b) Kidolgoztam a módszer alkalmazhatóságát nagyfrekvenciás sugárzott emissziós probléma megoldására. A referencia áramkör szimulált sugárzott emissziója kvalitatív közelítése a mért karakterisztikának, minden emissziós szempontból fontos tulajdonságot hordoz a szimulációs eredmény. Meghatároztam a nagyfrekvenciás alkalmazhatóság korlátait, illetve lokalizáltam annak okait. Kidolgoztam a módszer alkalmazásához szükséges részletes munkafolyamatot.

(c) Kidolgoztam a módszer alkalmazhatóságát kisfrekvenciás automotív sugárzott emissziós probléma megoldására. A referencia áramkör virtuális tesztelése kvantitatív közelítése a mérési eredményeknek, azokat széles frekvenciatartmányon mérési hibán belül közelíti. Meghatároztam és lokalizáltam az alacsony frekvenciás alkalmazhatóság korlátait. Részletesen kidolgoztam a 30 MHz alatti virtuális sugárzott emisszió tesztelés lépéseit.

9. Összefoglaló

A disszertációm első felében a metaheurisztikus optimalizáció területén végzett kutatási eredményeimet mutattam be. Először bemutattam a metaheurisztikus módszerek elméleti hátterét, és a tématerületen alkalmazott terminológiákat. Ezután bemutattam az első tézis alapjául szolgáló Súlyozott Vonzás Módszerét, mely alapját a vonzási függvény alapú újszerű technika jelenti. A módszer hatékonyságát összevetettem a legnépszerűbb eljárásokkal a szakirodalomból jól ismert tesztfüggvényeken. Az eredmények tükrében a bemutatott módszer egy versenyképes eljárás folytonos optimalizációs problémák megoldására. A módszer segítségével eredményesen határoztam meg a *Jiles-Atherton*-hiszterézismodell paramétereit, mely alátámasztja a mérnöki gyakorlatban való alkalmazhatóságot. Az első tézis zárásaként bemutattam az eljárás egy továbbfejlesztési lehetőségét, mely ötvözi a Súlyozott Vonzás Módszerét a sztochasztikus lokális és globális keresés alapú fókusz logikával. Az összevetés eredménye alapján az új technikával a vizsgált tesztfüggvényeken további javulás értem el.

A disszertációm második felében az elektromágneses kompatibilitás szimulációs vizsgálatának területén végzett kutatási eredményeimet ismertettem. Az elektromágnesesség és az elektromágneses kompatibilitás elméleti áttekintése után bemutattam a state-of-the-art technikákat *buck* konverterek emissziójának virtuális tesztelésére. Ezek után ismertettem a kidolgozott szimulációs eljárást, mely az elérhető technikák hátrányait (szimulációs sebesség, paraméterezhetőség, pontosság, mérnöki alkalmazhatóság) hivatott kiküszöbölni. A bemutatott módszer egy könnyedén alkalmazható kisjelű analízist használó technika, mely a nagyfrekvenciás viselkedés csupán kvalitatív pontosságáért cserébe paraméterezhető technikát nyújt az EMC fejlesztés számára. A második tézis gerincét jelentő technikát és szimulációs munkafolyamatot egy tetszőleges kapcsoló IC próbapaneljének kvalitatív nagyfrekvenciás és kvantitatív kisfrekvenciás szimuláció mentén mutattam be. A bemutatott eredmények szerint a módszer segítségével a *buck* konverter emissziós karakterisztikája jól követhető és tervezhető, sőt, alacsony frekvenciás emissziós karakterisztika esetén pedig akár pontos eredmény is kinyerhető a technika alkalmazásával. Az általam kidolgozott eljárás gyors, könnyen alkalmazható és paraméterezhető, ezáltal pedig hatékonyan integrálható EMC fejlesztési folyamatba.

A jövőben tervezem az első tézis tekintetében a technikák további alkalmazását a villamosmérnöki gyakorlatban, pl. passzív mikrohullámú eszközök és tetszőleges

antennastruktúrák többcélú optimalizálására. A cél a bemutatott optimalizációs módszerek paramétereinek optimalizálása, s ezáltal nagyfrekvenciás tervezéshez történő illesztése. Különösen izgalmas kérdés, hogy memetikus algoritmussá alakítás esetén a bemutatott módszer milyen hatékonyan tud együttműködni egy lokális kereső eljárással, illetve szükséges-e módosítás a gyorsabb konvergencia elérése és a minimális számú célfüggvény kiértékelés érdekében.

A második tézisben bemutatott szimulációs technika további alkalmazása szükséges. Ennek célja, hogy annak alkalmazhatóságának feltételeit meghatározzam, tehát milyen típusú gerjesztések és áramköri környezetek esetén biztosít megfelelő eredményt, és mely esetekben jár a módszer alkalmazása olyan szintű elhanyagolással, hogy már az emissziós karakterisztika jellegét sem követi le a szimulált spektrum. Villamos motorok H-híd hajtásához és digitális kommunikációs csatornák által létrehozott zavarok meghatározásához alapvetően alkalmazhatónak tartom a bemutatott kisjelű modellezést, viszont további kutatást igényel ezek részletes vizsgálata.

Az optimalizációs eljárás és a szimulációs módszertan olyan ötvözetet alkothat, mely EMC problémák megoldására egyszerre nyújt rövid szimulációs időt és kis lépésszámú optimalizációt, mely a hosszadalmas EMC fejlesztési folyamatot képes volna csökkenteni, ezáltal számítási kapacitást és erőforrást megtakarítva. Ennek implementálása is része a jövőbeli terveknek.

10. Tézisek összegzése

1. Tézis

Kutatásom során olyan metaheurisztikus algoritmust dolgoztam ki, melynek alkalmazási területe a villamosmérnöki tervezési feladatok által leírt célfüggvényekhez illeszkedik elsősorban. A módszer alkalmazását végrehajtottam és bemutattam olyan villamosmérnöki problémára, melyre az irodalomban nem létezik egzakt megoldás. A bemutatott módszert továbbfejlesztettem, s tesztfüggvényeken bemutattam a módszer teljesítőképességét.

(c) Bemutattam a Súlyozott Vonzás Módszerét, melyet a gravitációs mozgás elmélete ihletett. A módszer magját az újonnan bevezetett vonzási függvény adja, mely egy újszerű megközelítés a metaheurisztikák területén. A módszer hatékonyságát választott célfüggvényeken bemutattam, s összevetettem széleskörben alkalmazott metaheurisztikus optimalizációs módszerekkel. A módszer hatékonysága a választott célfüggvényeken kiemelkedő a referenciaként használt módszerekéhez képest.

(d) A Súlyozott Vonzás Módszerét hatékonyan alkalmaztam a *Jiles-Atherton*-hiszterézismodell paramétereinek meghatározásához, melynek pontos értékeinek meghatározására analitikus módszer nem létezik az irodalomban. A módszer alkalmazása segítségével olyan paraméterkészletet kaptam, mely mért karakterisztikát jellegre és értékre helyesen követi le.

A tézishez tartozó publikációk: [36][40][41].

2. Tézis

Kidolgoztam egy új, emberi látás tulajdonságait alapul vevő metaheurisztikus optimalizációs módszert. A bemutatott fókusz-logika segítségével egy olyan könnyedén implementálható algoritmust fejlesztettem, mely globális és lokális keresés során egyaránt hatékony, adaptív paramétermegválasztással pedig személyre szabható. A módszer a sztochasztikus optimalizációs eljárások családjába hoz újszerű megközelítést, mely segítségével a bemutatott célfüggvényeken versenyképes optimalizációs teljesítőképességet mutatott.

A tézishez tartozó publikációk: [46].

3. Tézis

Az EMC problémák leggyakoribb okozója, a kapcsolóüzemű tápegységek hatékony és gyors szimulációjára dolgoztam ki módszert, mely a szakirodalomban található tranziens-, illetve mérés alapú kisjelű analízist alkalmazó módszerekhez képest egyszerre képes gyorsan, megbízható és pontos eredményt szolgáltatni a paraméterezhetőség biztosítása és a könnyű implementálhatóság mellett.

(d) Kidolgoztam a kombinált kétlépéses kisjelű analízist kapcsolóüzemű tápegységek emissziójának szimulációjához, mely kisjelű analízist alkalmazva egy gyorsan paraméterezhető módszert jelent, ami könnyedén és hatékonyan alkalmazható termékfejlesztés során.

(e) Kidolgoztam a módszer alkalmazhatóságát nagyfrekvenciás sugárzott emissziós probléma megoldására. A referencia áramkör szimulált sugárzott emissziója kvalitatív közelítése a mért karakterisztikának, minden emissziós szempontból fontos tulajdonságot hordoz a szimulációs eredmény. Meghatároztam a nagyfrekvenciás alkalmazhatóság korlátait, illetve lokalizáltam annak okait. Kidolgoztam a módszer alkalmazásához szükséges részletes munkafolyamatot.

(f) Kidolgoztam a módszer alkalmazhatóságát kisfrekvenciás automotív sugárzott emissziós probléma megoldására. A referencia áramkör virtuális tesztelése kvantitatív közelítése a mérési eredményeknek, azokat széles frekvenciatartmányon mérési hibán belül közelíti. Meghatároztam és lokalizáltam az alacsony frekvenciás alkalmazhatóság korlátait. Részletesen kidolgoztam a 30 MHz alatti virtuális sugárzott emisszió tesztelés lépéseit.

A tézishez tartozó publikációk: [37][38]

11. Irodalomjegyzék

[1] S. Luke, „Essentials of Metaheuristics”, Lulu, 2013. Elérhető a következő címen: http://cs.gmu.edu/~sean/book/metaheuristics/ (utoljára látogatva: 2022 május 17)

[2] H. Robbins, S. Monro, „A Stochastic Approximation Method” (PDF). Annals of Mathematical Statistics, vol. 22, pp. 400–407, 1951. doi:10.1214/aoms/1177729586.

[3] N. A. Barricelli, „Esempi Numerici di Processi di Evoluzione”, Methodos, pp. 45–68, 1954.

[4] L. A. Rastrigin, „The Convergence of the Random Search Method in the Extremal Control of a Many Parameter System”, Automation and Remote Control. vol. 24, pp. 1337–1342, 1963.

[5] L. A. Rastrigin, „Systems of extremal control”, Mir, Moszka, 1974.

[6] J. Matyas, „Random Optimization”, Automation and Remote Control, vol. 26, pp. 246–253, 1965.

[7] D. Ibrahim, „An Overview of Soft Computing”, Procedia Computer Science, vol. 102, pp. 34-38, 2016.

[8] R. Falcone, C. Lima, F. Martinelli, „Soft Computing Techniques in Structural and Earthquake Engineering: a Literature Review”, Engineering Sturctures, vol. 207, 2020.

[9] L. Sgambi, „Artificial Intelligence: Historical Development and Applications in Civil Engineering Field”, Proceeding of the Fourth International Conference on Bridge Maintenance, Safety, Management, Health Monitoring and Informatics, pp. 866-873, 2008.

[10] J. H. Holland, „Adaption in Natural and Artificial Systems”, University of Michigan Press, Massachusetts, 1975.

[11] S. Sumathi, T. Hamsapriya, P. Surekha, „Evolutionary Intelligence - An Introduction to Theory and Applications with Matlab”, Springer, India, 2008.

[12] N. E. Nawa, T. Hashiyama, T. Furuhashi, Y. Uchikawa, „Fuzzy Logic Controllers Generated by Pseudo-Bacterial Genetic Algorithm”, In Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, vol. 4, pp. 2408—2413, Houston, 1997. DOI: 10.1109/ICNN.1997.614446

[13] N. E. Nawa, T. Furuhashi, „Fuzzy system parameters discovery by bacterial evolutionary algorithm”, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 7, no. 5, pp. 608-–616, 1999. DOI: 10.1109/91.797983

[14] J. Kennedy, R. Eberhart, „Particle swarm optimization”, In Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, vol. 4, pp. 1942-–1948, Perth, 1995. DOI: 10.1109/ICNN.1995.488968

[15] Y. del Valle, G. K. Venayagamoorthy, S. Mohagheghi, J.-C, Hernandez, R. G. Harley, „Particle Swarm Optimization: Basic Concepts, Variants and Applications in Power Systems”, IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 12, no. 2, pp. 171–195, 2008. DOI: 10.1109/TEVC.2007.896686

[16] F. Neri, E. Mininno, G. Iacca, „Compact Particle Swarm Optimization”, Information Sciences, vol. 239, pp. 96–121, 2013. DOI: 10.1016/j.ins.2013.03.026

[17] D. H. Wolpert, W. G. Macready, „No Free Lunch Theorems for Optimization”, IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 1, no. 1, pp. 67–82, 1997. DOI: 10.1109/4235.585893

[18] J. McDermott, „When and Why Metaheuristics Researchers can Ignore “No Free Lunch” Theorems”, SN Computer Science. vol. 1, no. 60, 2020.

[19] J. A. Snyman, „Practical Mathematical Optimization”, Springer, New York, 2005.

[20] D. H. Ackley, „A connectionist machine for genetic hillclimbing”, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1987.

[21] H. H. Rosenbrock, „An automatic method for finding the greatest or least value of a function”, The Computer Journal, vol. 3, pp. 175–184, 1960. DOI: 10.1093/comjnl/3.3.175

[22] K. Balázs, „Advanced Approaches in the Application Methodologies of Evolutionary Algorithms”, Ph.D. dissertation, Budapest, Hungary, 2013.

[23] L. Gál, „Optimalization of Fuzzy Models by Bacterial Type Algorithms (in Hungarian)”, Ph.D. dissertation, Győr, Hungary, 2012.

[24] K. Levenberg, „A method for the solution of certain non-linear problems in least squares”, Quarterly Journal of Applied Mathematics, vol. 2, no. 2, pp. 164–168, 1944.

[25] D. Marquardt, „An Algorithm for Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters”, SIAM J. Appl. Math., vol. 11, no. 2, pp. 431-441, 1963.

[26] I. Yamada, „The Hybrid Steepest Descent Method for the Variational Inequality Problem over the Intersection of Fixed Points Sets of Nonexpansive Mapping”, Studies in Computational Mathemathics, vol. 8, pp. 473–504, 2001. DOI: 10.1016/S1570-579X(01)80028-8

[27] D. C. Jiles, D. L. Atherton, „Ferromagnetic hysteresis”, IEEE Trans. Magn., vol. 19, pp. 2183–2185, 1983.

[28] D. C. Jiles, D. L. Atherton, „Theory of ferromagnetic hysteresis”, J. Magn. Mater., vol. 61 pp. 48 60, 1986.

[29] D. C. Jiles, J. B. Thoelke, „Theory of ferromagnetic hysteresis: Determination of model parameters from experimental hysteresis loops”, IEEE Trans. Magn., vol. 25, no. 5, pp. 3928–3930, 1989.

[30] P. Kis, „Jiles-Atherton Model Implementation to Edge Finite Element Method”, PhD dissertation, Budapest University of Technology and Economics, 2007.

[31] K. Chwastek, J. Szczygłowski, „Estimation methods for the Jiles-Atherton model parameters - a review”, 2nd Symposium on Applied Electromagnetics, Zamosc, Poland, pp. 33-40, 2008.

[32] G. Bertotti, „Hysteresis in Magnetism, For Physicists, Materials Scientists, and Engineers”, Academic Press, San Diego, 1988.

[33] M. Kuczmann, A. Iványi, „Finite Element Method in Magnetics”, Academic Press, Budapest, 2008.

[34] LabVIEW, National Instruments, http://www.ni.com/labview/, (utoljára látogatva: 2022 május 17)

[35] Matlab, www.mathw.rks.com, (utoljára látogatva: 2022 május 17)

[36] G. Friedl, M. Kuczmann, „A New Metaheuristic Optimization Algorithm, the Weighted Attraction Method”, Acta Technica Jaurinensis, Győr, Hungary, vol. 8, no. 2, pp. 257-266, 2015.

[37] G. Friedl, P. Prukner, M. Kuczmann, “Qualitative small-signal analysis of DC-DC buck converter’s radiated emission”, 12th IEEE International Conference on Cognitive Infocommunications, pp. 103-108, 2021.

[38] G. Friedl, M. Kuczmann, „Quasi-quantitative combined small signal analysis to predict radiated emission of DC-DC buck converters”, *megjelenés alatt*.

[39] G. Friedl, P. Prukner, M. Kuczmann, „Design of Metamaterial Unit Cell for Cellular Application”, 12th IEEE International Conference on Cognitive Infocommunications, pp. 109-114, 2021.

[40] G. Friedl, M. Kuczmann, „Population and gradient based optimization techniques, a theoretical overview”, Acta Technica Jaurinensis, Győr, Hungary, vol. 7, no. 4, pp. 378-387, 2014.

[41] G. Friedl, M. Kuczmann, „Identification of scalar Jiles-Atherton hysteresis model parameters with a new particle behaviour based metaheuristic algorithm”, Przeglad Elektrotechniczny, vol. 12, pp. 87-90, 2015.

[42] G. Friedl, M. Kuczmann, „Identification of Jiles-Atherton hysteresismodel parameters from measured datas”, 4th Symposium on Applied Electromagnetics, pp. 75-76, 2012.

[43] G. Friedl, M. Kuczmann, „Measurement and simulation of magnetic flux density, a comparative study”, Pollack Periodica, vol. 9, no. 1, pp. 133-144, 2014.

[44] G. Friedl, M. Kuczmann, „Application of finite element method in high frequency simulations”, Acta Technica Jaurinensis, vol. 7, no. 2, pp. 130-145, 2014.

[45] G. Friedl, M. Kuczmann, „Edge finite element method in case of high frequency simulations”, Pollack Periodica, vol. 10, no. 3, pp. 59-70, 2015.

[46] G. Friedl, M. Kuczmann, „A novel focus logic infused metaheuristic optimization approach based on swarm movement and human eye behavior”, IEEE 1st International Conference on Internet of Digital Reality, *megjelenés alatt*.

[47] G. Friedl, M. Liszi, Zs. Pethő, Gy. Wersényi, M. Kuczmann, „Recommendations on electromagnetic compatibility testing of unmanned aerial vehicles”, IEEE 1st International Conference on Internet of Digital Reality, *megjelenés alatt*.

[48] M. Kuczmann, T. Budai, G. Kovács, D. Marcsa, G. Friedl, P. Prukner, T. Unger, Gy. Tomozi, „Application of PETSC and other useful packages in finite element simulation”, Pollack Periodica, vol. 8, no. 2, pp. 141-148.

[49] M. K. Kazimierczuk, “Pulse-width modulated DC-DC power converters”, Wiley, Dayton, Ohio, 2008.

[50] T.-F. Wu, “The origin of converters”, in 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), Tainan, 2013, pp. 611-617.

[51] C. R. Paul, “Introduction to electromagnetic compatibility, 2nd Edition”, Wiley, New York, 2006.

[52] Richtek, Application Note 045, “Reducing EMI in buck converters”, 2016.

[53] Murata, “EMI solution for DC/DC converter”, 2016.

[54] E. Darie, E. Darie, "EMI Problems associated with DC-DC Converters", Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Power Systems, pp. 232-235, 2007.

[55] C. Rostamzadeh, P. DeRoy, A. Barchanski, B. Abdolali, “Investigation of electromagnetic field coupling from DC-DC buck converters to automobile AM/FM antennas”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Ottawa, pp. 364-369, 2016.

[56] Texas Instruments, Application Note SLUA831A, “Minimizing switching ringing at TPS53355 and TPS53353 family devices”, 2017.

[57] Z. Chen, Y. Yao, D. Boroyevich, K. Ngo, P. Mattavelli, “Exploration of switching loop snubber for parasitic ringing suppression”, Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., pp. 1605-1612, 2014.

[58] Texas Instruments, User’s Guide SLVU863, “Evaluation module for the TPS54560 step-down converter”, 2013.

[59] CST Studio Suite, https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/ (utoljára látogatva: 2022 május 17)

[60] Ansys HFSS, https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss (utoljára látogatva: 2022 május 17)

[61] Altair FEKO, https://www.altair.com/feko/ (utoljára látogatva: 2022 május 17

[62] T. Bäck, „Evolutionary Algorithms in Theory and Practice”, Oxford University Press, New York, 1995.

[63] K. Deb, „Multi-Objective Optimization Using Evolutionary Algorithms: an introduction”, Springer, 2011.

[64] K. Deb, „Multi-Objective Optimization Using Evolutionary Algorithms”, Wiley, 2001.

[65] K. Hussain, M. Salleh, S. Cheng, R. Naseem, „Common Benchmark Functions for Metaheuristic Evaluation: A Review”, Int. J. Inform. Vis., vol. 1, pp. 218–223, 2017.

[66] M. Jamil, X. S. Yang, „A Literature Survey of Benchmark Functions for Global Optimization Problems”, Int. J. Math. Model. Numer. Optim, vol. 4, pp. 150–194, 2013.

[67] C. Vanaret, „Hybridization of interval methods and evolutionary algorithms for solving difficult optimization problems” PhD dissertation, Ecole Nationale de l'Aviation Civile, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2015.

[68] D. M. Himmelblau, „Applied Nonlinear Programming”, McGraw-Hill Book Company, New York, 1972.

[69] R. Oldenhuis, „Many test functions for global optimizers”, Mathworks, 2012.

[70] P. Moscato, „On Evolution, Search, Optimization, Genetic Algorithms and Martial Arts: Towards Memetic Algorithms”, Caltech Concurrent Computation Program, report 826, 1989.

[71] O. Goldreich, „P, NP, and NP-Completeness: The Basics of Computational Complexity”, Cambridge University Press, 1st edition, 2010.

[72] N. Hansen, „The CMA evolution strategy: a comparing review”, Towards a new evolutionary computation. Advances on estimation of distribution algorithms, Springer, pp. 1769–1776, 2006.

[73] D. C. Sorensen, „Newton's Method with a Model Trust Region Modification”, SIAM J. Numer. Anal., vol. 19, no. 2, pp. 409–426, 1982.

[74] J. A. Nelder, R. Mead, „A simplex method for function minimization”, Computer Journal, vol. 7, no. 4, pp. 308–313, 1965.

[75] T. F. Sturm, „Quasi-Newton method by Hermite interpolation”, Journal of Optimization Theory and Applications, vol. 83, pp. 587-612, 1994.

[76] M. J. D. Powell, „On Search Directions for Minimization Algorithms”, Mathematical Programming, vol. 4, pp. 193–201, 1973.

[77] A. V. Fiacco, „Sequential Unconstrained Minimization Methods for Nonlinear Programming”, Ph.D. Dissertation, Northwestern University, Evanston, 1967.

[78] J. Lee, S. Leyffer, „Mixed Integer Nonlinear Programming”, Springer, 2012.

[79] D. J. Wilde, „Optimum Seeking Methods”, Englewood Cliffs, 1964.

[80] T.-T. Wong, W.-S. Luk, P.-A. Heng, „Sampling with Hammersley and Halton Points”, Journal of Graphic Tools, vol. 2, no. 3, 1997.

[81] D. M. Pozar, „Microwave Engineering - 4th edition”, Wiley, 2012.

[82] DIN 57680-1 VDE 0870-1 szabvány, „Elektromágneses behatás”, 1984.

[83] CISPR 25: Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics for Protection of Receivers Used on Board Vehicles ,3rd ed.”, Geneva, Switzerland IEC, 2008.

[84] C. Bianchi, A. Meloni, „Natural and man-made terrestrial electromagnetic noise: an outlook”, Annals of Geophysics, vol. 50, no. 3, pp. 435-445, 2007.

[85] C. R. Paul, “Introduction to electromagnetic compatibility, 2nd Edition”, Wiley, New York, 2006.

[86] S. Niedzwiedz, S. Frei, “Transient emission analysis of EV- and HEV-powertrains using simulation”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 247-252, 2013.

[87] S. W. Ng, S. C.Wong and Y. S. Lee, “Small signal simulation of switching converters”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 46, No. 6, pp 731-739, Jun. 1999.

[88] P. Hillenbrand, M. Böttcher, S. Tenbohlen, J. Hansen, “Frequency-domain EMI-simulation and resonance analysis of a DCDC-converter”, EMC Europe, Wroclaw, Poland, 2016, pp. 176-181.

[89] H. Rebholz and S. Tenbohlen, “A fast radiated emission model for arbitrary cable harness configurations based on measurements and simulations”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Detroit, pp. 1-5, 2008.

[90] J. M. Jin, “Finite element method in electromagnetics”, Wiley, New York, 2002.

[91] J. Hansen, C. Potratz, “Capacity extraction in physical equivalent networks”, 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 491-496, 2015.

[92] T. H. Hubling, H.-W. Shim, “Model for estimating radiated emissions from a printed circuit boards with attached cables due to voltage-driven sources”, IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, no. 4, pp. 899-907, 2005.

[93] P. Hillenbrand, M. Beltle, S. Tenbohlen, J. Hansen, “Transient co-simulation of electromagnetic emission caused by a SiC traction inverter”, 2017 International Symposium on Ele tromagnetic Compatibility – EMC EUROPE, pp. 1-6, 2017.

[94] S. H. Raad, “Analysis and Design of Absorbers for Electromagnetic Compatibility Applications”, In Recent Topics in Electromagnetic Compatibility, London: IntechOpen, 2021. DOI: 10.5772/intechopen.100543.

[95] M. Bocher, “Introduction to the theory of Fourier’s series”, Annals of Mathematics, vol. 7, no. 3, pp. 81-152, 1906.

[96] X. Liu et al., “Behavioral modeling of complex magnetic permeability with high-order Debye model and equivalent circuits”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 63, no. 3, pp. 730-738, 2021.

[97] I. Zivkovic, A. Murk, “Free-space transmission method for the characterization of dielectric and magnetic materials at microwave frequencies”, Microwave Materials Characterization, London, United Kingdom: IntechOpen, 2012.

[98] K. Liu, “Analysis of the effect of ferrite tile gap on EMC chamber having ferrite absorber walls”, Proceedings of Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 156-161, 1996.

[99] G. Marsaglia, T. A. Bray, „A Convenient Method for Generating Normal Variables”, SIAM Review, vol. 6, no. 3, pp. 260–264, 1964.

[100] M. Potter, K. De Jong, „Evolving Complex Structures via Coperative Coevolution”, Fourth Annual Conference on Evolutionary Programming, San Diego, CA, 1995.

[101] M. Baudin, V. Couvert, S. Steer, „Optimization in scilab” Scilab Consortium, INRIA Paris-Rocquencourt, July 2010.

[102] B. V. Tüű-Szabó, „Diszkrét optimalizálási problémák kezelése populáció alapú evolúciós algoritmusokkal”, doktori értekezés, SZE-MMTDI, 2020.

[103] E. S. Venttsel, „Operations Research”, Wright-Patterson, Air Force Base, Ohio: Foreign Technology Division, Air Force System Command, 1978.

[104] L. Zhang, L. Liu, X. S. Yang, Y. Dai, „A Novel Hybrid Firefly Algorithm for Global Optimization”, PLOS ONE, vol 11, no. 9, 2016.

[105] F. E. Grubbs, „Procedures for Detecting Outlying Observations in Samples”, Technometrics vol. 11, no. 1, pp. 1–21, 1969.

[106] F. Preisach, „Über die magnetische Nachwirkung”, Zeitschrift für Physik, vol. 94, no. 5–6, pp. 277–302, 1935.

[107] J. C. Maxwell, „A Treatise on Electricity and Magnetism”, Macmillen & Co, London, 1873.

[108] T. North, F. Keith, D. L. Sanders, J. P. Muccioli, „Electromagnetic Compatibility of Direct Current Motors in an Automobile Environment”, SAE Transactions, vol. 114, pp. 116–29, 2005.

[109] CISPR 16-1-1: „Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Measuring apparatus”, Geneva, Switzerland IEC, 2019.

[110] MIL-STD-461: „Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipments”, Department of defense interface standard, 2015.

[111] ISO 11452 szabványcsalád, https://www.iso.org/, utoljára látogatva: 2022.08.31.

[112] ISO 7637 szabványcsalád, https://www.iso.org/, utoljára látogatva: 2022.08.31.

[113] ISO 16750, „Road vehicles – Environmental conditions and testing for electrical and electronic equipment”, 2018.”

[114] F. N. Najm, „Circuit Simulation”, Wiley, 2010.

[115] K. Yee, „Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media”, IEEE Transactions and Propagations, vol. 14, no. 3, pp. 302-307, 1966.

[116] T. Weiland, „A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields”, Electronics and Communication (AEÜ), vol. 31, pp. 116-120, 1977.

[117] K. Pearson, „On the systematic fitting of curves to observation and measurements”, Biometrika, pp. 265-303, 1902.

[118] R. Severns, E. Reduce, „Design of snubbers for power circuits”, International Rectifier Corporation, 2006.

[119] T. Unger, „Mágneses hiszterézis mérése, analízise és szimulációja végeselem-módszer és skalár Preisach-modell segítségével”, Tudományos és Műszaki Diákköri Konferencia, Széchenyi István Egyetem, Győr, 2014.

[120] M. T. Rahimo, N. Y. A. Shammas, „Freewheeling diode reverse-recovery failure modes in IGBT applications”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 2, pp. 661-670, 2001.

[121] http://nojhan.free.fr/metah/

[122] https://www.mdpi.com/

[123] https://www.mdpi.com/journal/mathematics

[124]