



**Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem**

Villamosmérnöki és Informatikai Kar  
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

# Rezonátor láncon alapuló nagytávolságú vezeték nélküli energiaátvitel

TDK DOLGOZAT

*Készítette:*

Bálint Botond

*Konzulensek:*

Dr. Pávó József és Dr. Bilicz Sándor

2015. október 26.

# Tartalomjegyzék

<b>Kivonat</b>	<b>3</b>
<b>1. Bevezetés</b>	<b>4</b>
1.1. A vezeték nélküli energiaátvitel változatai . . . . .	4
1.2. A rezonáns WPT alkalmazási területei . . . . .	5
1.3. A dolgozat felépítése . . . . .	6
<b>2. A rezonancián alapuló WPT leírása</b>	<b>8</b>
2.1. A megoldandó integrálegyenletek . . . . .	8
2.2. A geometria és az egyenletek diszkretizációja . . . . .	9
2.3. Az átvitel minőségi jellemzése . . . . .	10
2.3.1. Hatásfok . . . . .	10
2.3.2. A környező térbeli teljesítményáramlás . . . . .	11
<b>3. Egy általános rezonáns átviteli lánc szimulációja</b>	<b>13</b>
3.1. Az átvitel hatásfoka . . . . .	13
3.2. Áramló teljesítmények . . . . .	14
3.2.1. Kereszmetszeti áramlás . . . . .	14
3.2.2. A rendszerből elsugárzó teljesítmény . . . . .	15
3.3. Összegzés . . . . .	17
<b>4. A hatótávolság növelése ismétlőkkel</b>	<b>18</b>
4.1. Eddigi eredmények áttekintése . . . . .	18
4.2. Szimulációs eredmények . . . . .	18
4.2.1. Hatásfok . . . . .	19
4.2.2. A repeater hatása a két oldal közti teljesítményáramlásra . . . . .	20
4.2.3. A sugárzási tulajdonságok vizsgálata . . . . .	22
4.3. Összegzés . . . . .	23
<b>5. Autotranszformátoros csatolás</b>	<b>24</b>
5.1. A modellezés lépései . . . . .	24
5.1.1. Generátor oldal . . . . .	24
5.1.2. Terhelés oldal . . . . .	25
5.1.3. A rendszermátrix összeállítása . . . . .	25
5.2. Az autotranszformátor hatása . . . . .	26
<b>6. A térelmélet kapcsolata az elektromos hálózattal</b>	<b>28</b>
6.1. Röviden a szórési paraméterekről . . . . .	28
6.2. A megvalósítás menete . . . . .	29
<b>Összefoglalás</b>	<b>31</b>

Ábrák jegyzéke	33
Táblázatok jegyzéke	35
Irodalomjegyzék	36

# Kivonat

Az utóbbi években a vezeték nélküli elektromos energiaátviteli módszerek jelentős fejlődésen mentek keresztül. Ennek során a már korábban jelenlévő, tisztán induktív elven működő megoldások felől a rezonanciát kihasználó konfigurációk kutatása felé tolódott a hangsúly.

Utóbbi esetben a rendszer rezonátor elemei tipikusan tekercsek. Ezek, a gerjesztés és a lezárások együtt alkotnak egy WPT (Wireless Power Transfer) láncot. Az ilyen, vezeték nélküli energiaátvitel esetében a mobilitás kérdése kulcsfontosságú, melynek egyik fő paramétere a hatótávolság. A jelenlegi rendszerekben elmondható, hogy kb. a rezonátorok méretének néhányszorosa az a távolság, amin belül hasznosítható mértékű energiáttranszportra számíthatunk. Kézenfekvő tehát a kérdés, miszerint hogyan lehetséges ezen távolság növelése úgy, hogy a rezonátorok mérete ne növekedjen.

Erre egy megoldás, hogy az adó- és vételi oldalak közé egy (vagy akár több) újabb rezonátort helyezünk. Ezeket ismétlőknek (repeater) nevezik.

A dolgozat fő célja az ilyen, ismétlőkkel kiegészített láncok vizsgálata. Különös tekintettel a hatótávolságra, valamint a betáplált energia eloszlásának és az impedancia viszonyoknak a megváltozására.

Az elektromágneses modellezést alapvetően a Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszéken korábban kidolgozott, integrálegyenleteken alapuló módszerre támaszkodva végezzük, azonban azt az ismétlőkön túl számos vonatkozásban kiterjesztjük és továbbfejlesztjük.

A lezárások hagyományosan induktívan csatlakoznak a WPT rendszerhez, amely impedancia illesztés tekintetében előnyös. A dolgozatban emellett az ún. autotranszformátoros csatlakozási módszert is vizsgáljuk, mely újdonságnak számít WPT rendszerek esetében. Ennek során a lezárások galvanikusan csatlakoznak a rezonátorok néhány menetéhez. Ilyen módon anyagot takaríthatunk meg, miközben az illesztési képességet nem veszítjük el, hiszen a módszer helix antennák esetében szintén használatos.

Nyilvánvaló, hogy egy jól működő WPT rendszer nem létezhet aktív elektronika nélkül. Értjük ezalatt pl. a rendszer számára megfelelő generátort vagy a visszacsatolt impedancia illesztő áramkört. Ezek elkészítése hálózattervezési feladat, amely viszont nem működhet anélkül, hogy tudnánk, mi zajlik az elektromágneses térben. A tanszéken készülő program erre a feladatra is hivatott: a tételmeleti modellből megkapható kétkapú paraméterek már egyszerűen beilleszthetőek akármelyik áramkör tervező programba. Ezáltal a hálózatszintézis és a tételmelet összefonódik.

Mindezek mellett a dolgozat fontos célja, hogy az eddig kevésbé elterjedt rezonáns vezeték nélküli energiaátviteli rendszerben fellépő jelenségeket szemléletesen és jól érthető formában bemutassa. Ennek legfőbb eszköze a hatásos teljesítmény áramlásának felvázolása különböző konfigurációk esetén.

# 1. fejezet

## Bevezetés

Ma már természetesnek vesszük, hogy adatainkat sok esetben vezeték nélkül továbbítjuk. Rádióznak, mobiltelefonokkal kommunikálunk, WiFi-n és mobilhálózaton keresztül kapcsolódunk az internetre, GPS-szel navigálunk, stb. Ezek némelyike során akár több ezer kilométeres távolságokat is áthidalunk, és lokálisan minden esetben mobilisak vagyunk. A használt eszközeink tápellátásáról akkumulátorok gondoskodnak, melyeket időszakosan újra fel kell töltenünk. Ekkor az elektromos hálózathoz vezetékekkel csatlakozunk, azaz mobilitásról ez idő alatt nem beszélhetünk. Nyilvánvalóan látszik tehát, hogy a vezeték nélküli információ-továbbítás technológiai fejlődésével az energiaátvitel ugyanilyen módjának fejlődése nem tudott lépést tartani.

### 1.1. A vezeték nélküli energiaátvitel változatai

Az utóbbi években azonban jelentős fejlődés mutatkozott az energiaátviteli ágazatban is. A szó szoros értelmében vett vezeték nélküli töltés mára már megoldott probléma, hiszen a jól ismert mágneses indukció jelenségét itt is hasznosítani tudjuk. Okostelefonok és más mobil eszközök esetén egyre szélesebb körben alkalmazzák ezt a technológiát.

A konfiguráció két tetszőleges tekercsből áll. Az egyiket váltakozó áram gerjeszti, minek hatására kialakuló váltakozó fluxus a vevő oldalon áramot indukál. A módszer sajátja, hogy az adó és a vevő közti csatolás (levegőben) laza, ami miatt az átvitel hatósugara erősen korlátozott. Tekinthejtük tehát úgy, hogy ugyan a vezetéket elimináltuk a korábbi rendszerből, a mobilitáson azonban mégsem sikerült javítanunk. A mágneses indukción alapuló vezeték nélküli energiaátvitel ennek ellenére kedvelt megoldás, mivel a felhasználó számára kényelmesebbé tehető általa mobil eszközének töltése. Ezenfelül használatos még RFID alkalmazásokban, vezeték nélküli szenzor hálózatokban és orvosi implantátumokban egyaránt [1].

Egy másik, egyelőre sokkal kevésbé elterjedt módszer azonban megoldást jelenthet a hatótávolság problémájára is. Ennek alapja a rezonancia. A tisztán induktív átvitel során használt tekercsek itt – a legegyszerűbb esetben és a gyártási pontatlanságoktól eltekintve – megegyező geometriájúak, ezáltal rezonanciafrekvenciájuk is egybeesik. A működési frekvenciát ezek után a közös rezonanciafrekvenciának választjuk. Egy ilyen rendszerben a rezonátorok között szoros csatolás alakul ki, minek következtében azok méretének néhányszorosán belül hatékony energiátvitel valósítható meg. Az ötletet először 2007-ben publikálták az MIT kutatói [2], a módszert pedig mágnesesen csatolt, rezonáns vezeték nélküli energiaátvitelnek nevezik.

A rendszer elemei a rezonátorokként funkcionáló tekercsek, a gerjesztés és a lezárás, valamint az ezek csatolását végző kiegészítő elemek. Ezek együttesét nevezzük WPT (Wireless Power Transfer) láncnak, amelyeken végzett első kísérletek során 60 W teljesítményt 40%-os határfokkal sikerült átvinni kb. 2 m-es távolságból [3]. Ez alapján a tisztán induktív átvitelhez képesti fejlődés egyértelmű. A két módszer pontos összevetéséből kiderül [4], hogy míg a

tisztán induktív csatolás esetén a vételi oldalon mérhető jelszint, teljesítmény és hatásfok exponenciálisan csökken a távolság növekedtével, ugyanez a rezonáns esetben közelítőleg lineáris tendenciát mutat.

Megjegyezzük, hogy a fenti két megoldáson kívül létezik a vezeték nélküli energiaátvitelnek egy harmadik módozata is. Ezek a különböző sugárzó eljárások. Itt a legaktívabban kutatott területek a nagy elemszámú antennarendszerekkel [5] és a felületi elektromágneses hullámokkal [6] való megvalósítások.

Említésre méltó továbbá, hogy a téma annyira nem is újkeletű, mint azt elsőre gondolnánk. Nikola Tesla már az 1900-as évek legelején szabadalmaztatott egy nagy teljesítményű vezeték nélküli átvitelére alkalmas szerkezetet. Ez azonban valószínűleg akkora térerősségeket eredményezett, hogy emiatt megvalósítására sosem került sor.

Külön érdekesség továbbá, hogy Öveges József egykori tankönyvében szintén ábrázol egy rezonáns átviteli rendszert [7].

Jelen dolgozatban a vizsgálatok középpontjában a mágnesesen csatolt rezonáns megoldás áll. Ennek motivációja, hogy robusztussága, hatósugara és változatos megvalósításai miatt a legtöbb alkalmazás ehhez köthető. Továbbá ezen rendszerek működésére egyes szervezetek (pl. a Rezenca [8]) szabvány tervezeteket dolgoztak ki, melyek iránymutatást adnak a jövőbeli eszközök tervezéséhez.

## 1.2. A rezonáns WPT alkalmazási területei

A vezeték nélküli töltésre vonatkozó specifikációk között szerepel például, hogy egyszerre több – különböző méretű és teljesítményigényű – vevő legyen tölthető. Erre kínál megoldást a [9] irodalomban bemutatott módszer, mely szerint az egyes vevőket időosztásosan táplálja az adó mindig az éppen soron következő eszköz igényének megfelelő teljesítménnyel. Ennek megvalósításához adaptív impedanciaillesztésre és teljesítményérzékelésre van szükség, mely komoly jelfeldolgozási és szabályozási feladat.

Egyes megoldások egyszerre több vezeték nélküli energiaátviteli módszer szabványait igyekeznek támogatni. Egyik ilyen pl. [10], amelyben javasolt konstrukció képes mind az induktív, mind pedig a rezonáns átvitelre.

A rezonáns WPT technika egyik előnye, hogy az átviteli láncba beiktatott nem mágneses objektumok nem okoznak komoly hatásfok csökkenést. Ebből következően alkalmas lehet a rendszer falon vagy egyéb gyakran előforduló akadályon át történő vezeték nélküli energia továbbítására. Különböző vastagságú és anyagú falakon végzett kísérletek eredményét [11], az adó tekercs valamilyen dielektrikummal történő beborításának következményét pedig [12] irodalmak szemléltetik. Itt említhetjük meg továbbá a WiTricity Corporation által forgalmazott mobil töltőt is [13], melynek adóját pl. egy asztal lapja alá rögzítve, az asztalon elhelyezett telefon feltölthető általa.

Az elektromos autók terjedésével gondoskodni kell azok rugalmas töltéséről. Ezt a jelenlegi vezeték nélküli megoldás azonban nem teljesíti. Az akkumulátorok véges kapacitása határt szab a megtehető távolságnak, továbbá mivel a töltőállomások csak félreeső helyeken lehetnek, hosszabb utak esetén az útvonal kiválasztásánál ezt is figyelembe kell venni. Ezenfelül környelmi problémát is jelent, mivel leparkoláskor csatlakoztatni kell a töltőt, indulás előtt pedig annak eltávolításáról is gondoskodni kell.

A rezonáns WPT itt is a segítségünkre lehet. Utóbbi problémára a már említett WiTricity szintén kifejlesztett egy eszközt, amit a garázs padlójára és a jármű alvázára szerelnek. Az átvitel automatikusan működésbe lép, amint a vevő és az adó egymás felett áll. Hasonló megoldásaik egyéb cégeknek is léteznek, eltérés leginkább a működési frekvenciában és az átvitt teljesítményben mutatkozik [14]. Ezen módszerek nagy előnye, hogy akár egy nagy útkereszteződés vagy buszmegálló aszfalt burkolata alá is beépíthető az adó, minek következtében a

vevővel felszerelt jármű a piros lámpánál vagy a megállóban várakozva töltődhet, ezáltal pedig növekszik a megtehető kilométerek száma.

Az elektromos autók tömegének nagy hányadát az akkumulátorok adják, ezért a jövőbeli járművekben ezek számát biztosan csökkenteni kell úgy, hogy a hatótávolság ne csökkenjen. Ennek feltétele, hogy a kisebb energiatároló kapacitást folyamatosan és dinamikusan lehessen tölteni menet közben, azaz, hogy az „üttest” tudja táplálni a gépkocsit. Az egyik megoldás szerint az akkumulátorokat nagyteljesítményű gyorsöltéssel a teljes útvonal csak kis hányada mentén töltenék [15]. A publikált kísérleti eredmények szerint egy 2,2 km-es teszt pályán egy összesen 170 méternyi táplált szakaszon annyi energiát nyert a jármű az úttestből, ami a teljes körre elegendő volt számára.

Egy másik megoldás szerint akkumulátorokra nincs is szükség, mert az útpályából a működéshez szükséges energia kinyerhető [16]. Az itt bemutatott kísérletben egy 10 m hosszúságú teszt pályát építettek meg, ami mentén egy kétüléses elektromos autó végighaladt csupán az úttest alatt elhelyezett adó tekercsekből kicsatolt teljesítményt hasznosítva.

Számos egészségügyi probléma kezelése esetében elkerülhetetlen, hogy a beteg testébe beültessenek bizonyos elektronikus szabályzó, rásegítő vagy helyettesítő eszközöket. A szerkezet energiaigényétől függően a tápellátást biztosító akkumulátort is beültetik az eszközzel együtt, vagy kivezetik azokat a testen kívülre. Az előbbi esetben elkerülhetetlen, hogy mielőtt lemerülne a forrás, egy újabb műtét során kicserélik azt. Az utóbbiban a csere egyszerű, viszont sok higiéniai problémát vet fel, ugyanis a kivezetések helye könnyen elfertőződik. Ezek után nagy előrelépést jelentene, ha az áramforrás állandó maradhatna, ráadásul a testen kívülről újratölthető lenne.

Kézenfekvő, hogy alkalmazzunk vezeték nélküli energiátvitelt. Az emberi szövetben elhelyezett vevő oldal hatását vizsgálja a [17] irodalom. Eredményeik alapján az izomba helyezett vevővel is 20 % és 40 % közötti átviteli hatásfok érhető el. Egy javasolt – vékonyréteg technológiát használó – tervezési eljárást mutat be a [18] hivatkozás. A WPT orvosi alkalmazásaira való tervezés szempontjainak részletes összefoglalása pedig ugyancsak megtalálható a szakirodalomban [19].

A rezonáns WPT alkalmazására a fentiekén kívül egyéb elképzelések is felmerültek. Az autókhoz hasonlóan vonatok energiaellátása is megoldható vezeték nélküli átvittel [20]. Egy ilyen rendszernek azonban 100 kW nagyságrendjébe eső teljesítményt kell tudnia továbbítani, ami számos kérdést vet fel a hőtermelés és a hozzávezetések minősége szempontjából.

Ezenfelül szenzorhálózatok távtáplálására [21], valamint víz alatti energiatovábbításra [22] is használható a rezonáns WPT. Utóbbi eredményei szerint az átlag tengervízbeli átviteli hatásfoka kb. 85 kHz alatt és néhányszor 10 cm-es távolságban nagyságrendileg megegyezik a levegőben mérhetővel.

Az iménti – közel sem teljes – lista alapján belátható, hogy a mágnesesen csatolt rezonáns induktív vezeték nélküli energiaátvitel hasznosíthatósága valóban rendkívül szerteágazó. Pont ebből következik, hogy az apróbb új felismerések is új területeket nyithatnak meg alkalmazhatósága előtt. Érdeemes tehát a téma további kutatása, kiváltképpen a hatótávolság növelésére irányulóan.

### 1.3. A dolgozat felépítése

Jelen munka alapvetően öt részre tagolódik. Ezek a rezonáns WPT elméleti áttekintéséből, a hagyományos és az újszerű struktúrák numerikus modellezéséből és azok eredményeinek bemutatásából, valamint az eredmények hálózattervező programba ágyazásából állnak. A továbbiakban, ha azt külön nem jelezzük, WPT alatt az induktívan csatolt rezonáns átvitelt értjük.

A 2. fejezet egy tipikus WPT geometrián keresztül bemutatja egy ilyen rendszer leírásának egy nagyon hatékony módját. Ez a Maxwell-egyenletek teljes rendszerének megoldásán

alapszik, így minden frekvencián helyes eredményt ad. A térszámítási feladatot integrálegyenletekkel fogalmazzuk meg, amelyek numerikus megoldását a későbbiekben a momentum-módszerrel végezzük [23, 24].

Ezt követően bevezetünk néhány, az átvitelt jellemző mennyiséget, továbbá megadjuk az adó és vevő oldalak közti teljesítményáramlás számításának módját.

Ezt követően a 3. fejezetben a „klasszikus” (azaz a 2007-ben a [2] irodalomban bemutatott) WPT láncon végzünk számításokat. Ezek referenciaként szolgálnak majd a későbbi eredmények számára. Meghatározzuk a két oldal közti távolság függvényében a várható hatásfokot, valamint azt, hogy a hatásos teljesítmény milyen csatornán keresztül éri el a vételi oldalt.

A 4. fejezet képezi a dolgozat középpontját, ugyanis itt a klasszikus WPT lánc átvitele hatósugarának kiterjesztése a cél. Erre több típusú megoldás is létezik, a dolgozatban azonban csak az ismétlő rezonátorok hatását vizsgáljuk [25, 26]. Ezek a beiktatott elemek az adó és vevő tekercsekkel megegyező geometriájúak, használatukkal pedig felerősíthető a rezonancia a vételi oldalon, ezáltal pedig növelhető az áthidalt távolság.

Ezek után, az 5. fejezetben az átviteli láncot átalakítjuk. A gerjesztés és lezárás az ún. autotranszformátoron keresztül csatolódik a lánchoz. Ezzel a WPT vonatkozásában elsőként kísérletezünk. Célja a jobb hatásfok elérése azáltal, hogy csökkenti a veszteségi teljesítményt, miközben impedanciát illeszt.

Két rezonátor statikus gerjesztéssel és terheléssel önmagában nem annyira robusztus rendszer, hogy minden kiegészítés nélkül a gyakorlatban is széleskörben hasznosítható legyen. Ezért szükséges hozzá kiegészítő elektronika, amely a megfelelő hangolásokat dinamikusan elvégzi. A 6. fejezetben az ilyen áramkörök megtervezését igyekszünk támogatni azáltal, hogy megadjuk elektromágneses tér paraméteres leírását olyan módon, hogy az áramkör szimulátor programok által könnyen értelmezhető legyen. Itt a legegyszerűbb példa demonstrálására a Qucs szabad forráskódú programot [27, 28] használjuk.



## 2. fejezet

# A rezonancián alapuló WPT leírása

Jelen fejezet a rezonáns WPT – később programban implementált – integrálegyenleteken alapuló leírását mutatja be. A szolgáltatott megoldás minden frekvencián helytálló, továbbá számítógépes megoldása hatékonyabb más, kereskedelmi forgalomban lévő szoftverekénél.

Ugyancsak itt tárgyaljuk az átvitelt jellemző mennyiségeket, valamint azt, hogy a térbeli teljesítményáramlás miként határozható meg szintén a numerikus modellből.

### 2.1. A megoldandó integrálegyenletek

Ahhoz, hogy az eredmények minden esetben érvényesek legyenek, a Maxwell-egyenletek teljes rendszerét kell megoldanunk, azaz hullámtani feladatként kell tekinteni a problémára (full-wave model). Később látni fogjuk, hogy ilyen módon csak egyetlen – a diszkrétizációra vonatkozó – feltételt kell teljesítenie a modellnek ahhoz, hogy az általa szolgáltatott eredmény érvényes legyen. A kiindulási egyenleteink tehát az időharmonikus esetben érvényes Maxwell-egyenletek:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \mathbf{D}, \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B}, \quad (2.2)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0, \quad (2.3)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho. \quad (2.4)$$

Vezessük be az  $\mathbf{A}$  vektorpotenciált, melyet a  $\operatorname{rot} \mathbf{A} = \mathbf{B}$  egyenlet definiál. A (2.1), a (2.2) és a (2.3) egyenletekből a  $\operatorname{div} \mathbf{A} = -j\omega \mu \varepsilon \varphi$ , ún. Lorenz-mérték felhasználásával az  $\mathbf{A}$ -ra, a (2.4) egyenletből pedig a  $\varphi$  skalárpotenciálra vonatkozó hullámegyenletre jutunk:

$$\Delta \mathbf{A} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J},$$

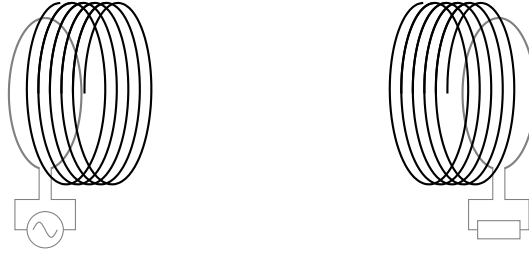
$$\Delta \varphi + \omega^2 \mu \varepsilon \varphi = -\frac{\rho}{\varepsilon}.$$

Ezek általános megoldását az elektromágneses hullámterek elméletéből ismert, ún. retardált potenciálok adják, amelyeket az alábbi integrálok adnak meg:

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}') dV'}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} e^{-j\beta|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}, \quad (2.5)$$

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_V \frac{\rho(\mathbf{r}') dV'}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} e^{-j\beta|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}, \quad (2.6)$$

ahol  $\beta = \omega \sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{\omega}{v}$  a fázistényező,  $v$  a fázissebesség. Esetünkben nemcsak a potenciálokat, hanem az áram- és töltéssűrűséget is ismeretlenként kezeljük. Összesen tehát négy ismeretlen



2.1. ábra – Egy tipikus rezonáns WPT rendszer rajza. A generátor és a terhelés egy-egy hurkon keresztül, tisztán induktívan csatolódik a lánchoz. Ilyen módon lehetőség van impedanciaillesztésre a generátor és az adó, valamint a vevő és a terhelés között. A rezonátorok megegyező geometriájú tekercsek, melyeket a közös rezonanciafrekvencián oszcilláló szinuszjel gerjeszt. A terhelő impedanciát úgy optimalizáljuk, hogy az átvitel hatásfoka legyen maximális. A térfogatot kitöltő közeg levegő.

mennyiségünk van, amelyeket az adott gerjesztés és peremfeltételek mellett meg kell határoz-  
nunk. Az egyértelmű megoldhatósághoz szükség van még két egyenletre és peremfeltételekre.

A szükséges harmadik összefüggést a folytonossági egyenlet adja. Ez a (2.1)-ből divergencia képzéssel, majd a (2.4) behelyettesítésével adódik:

$$\operatorname{div} \mathbf{J}(\mathbf{r}) + j\omega \rho(\mathbf{r}) = 0. \quad (2.7)$$

A negyedik egyenletet pedig a differenciális Ohm-törvény szolgáltatja:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = z\mathbf{J}(\mathbf{r}) = -\operatorname{grad} \varphi(\mathbf{r}) - j\omega \mathbf{A}(\mathbf{r}), \quad (2.8)$$

ahol  $z$  a huzal belső impedanciája, és ahol a vékony huzal közelítés értelmében feltételezzük, hogy annak sugara jóval kisebb, mint a hossza.

## 2.2. A geometria és az egyenletek diszkretizációja

A (2.5)–(2.8) egyenletek megoldásához rögzítenünk kell a tartományt, amelyen az egyenle-  
teket kiértékeljük, vagyis meg kell adnunk a rendszer geometriáját. Ennek egy vázlatát látható  
a 2.1. ábrán.

A megoldást numerikus módszerrel közelítjük, ehhez pedig mind a struktúrát, mind pedig  
az egyenleteket diszkretizálnunk kell [23]. A tekercseket azok középvonalában futó egydimen-  
ziós görbével helyettesítjük, amely mentén  $\zeta$  jelöli a pozíciót. Továbbá az összes objektumot  
felbontjuk szegmensekre (ezt szintén a vékony huzal közelítés miatt tehetjük meg), melyek  
száma a hurkok esetében legyen  $m$ , a rezonátorok esetében pedig  $n$ . Megválasztásukból kö-  
vetkezik a szegmensek hossza is, melyekre teljesülnie kell a már korábban említett feltételnek,  
miszerint legyenek jóval kisebbek a hullámhossznál, ugyanakkor jóval hosszabbak a vékony  
huzal sugaránál.

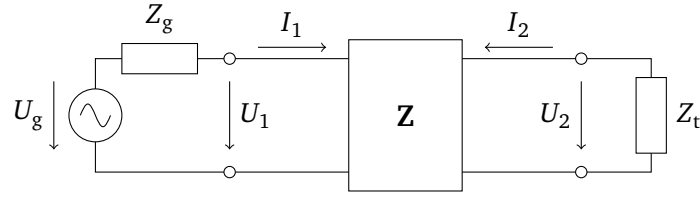
Ezek után a (2.5)–(2.8) egyenletek diszkretizációjából (és a térfogatot kitöltő levegő figye-  
lembevételével) a következő egyenletrendszerhez jutunk:

$$A_\zeta(\zeta) = \hat{\mathbf{e}}_\zeta \cdot \frac{\mu_0}{4\pi} \int_L \frac{I(\zeta') d\zeta'}{\chi(\zeta, \zeta')} e^{-j\beta\chi(\zeta, \zeta')}, \quad (2.9)$$

$$\varphi(\zeta) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_L \frac{q(\zeta') d\zeta'}{\chi(\zeta, \zeta')} e^{-j\beta\chi(\zeta, \zeta')}, \quad (2.10)$$

$$0 = \frac{dI(\zeta)}{d\zeta} + j\omega q(\zeta), \quad (2.11)$$

$$z_i I(\zeta) = -\frac{d\varphi(\zeta)}{d\zeta} - j\omega A_\zeta(\zeta), \quad (2.12)$$



2.2. ábra – A WPT lánc kétkapu modellje. A feszültségeket és áramokat a komplex csúcsértékekkel jellemezzük.

ahol  $\zeta'$  a futópont, ami a WPT lánc összes elemének minden szegmensén végigfut,  $\chi(\zeta, \zeta')$  a vizsgált pont és a futópont távolsága, valamint  $z_i$  a huzal hosszegységre eső belső impedanciája. Mivel egydimenziós görbével közelítjük a huzalokat, ezért a  $\mathbf{J}$  áramsűrűséget az  $I$  áramerősség és a  $d\zeta$  vonalelem-vektor szorzatára, továbbá a  $\rho$  térfogati töltéssűrűséget a  $q$  vonalmenti töltéssűrűség és huzalkeresztmetszet hányadosára cserélhetjük.

Ami a peremfeltételeket illeti, az adó oldali hurok 1. és  $m$ . szegmense között előírható a feszültség, a rezonátorok 1. szegmenseire a 0 áram, továbbá a terhelés meghatározza a feszültség és az áram viszonyát a vételi oldalon.

A fenti egyenletrendszer a peremfeltételekkel együtt megadja tehát a huzalok mentén a potenciálok, áramok és töltések értékeit, melyekből pedig már számíthatóak a teljesítmények és impedanciák.

A huzalokban eldisszipált Joule-hő és az onnan a közegbe kilépő komplex teljesítmény kifejezése a következő:

$$P_{\text{joule}} = \frac{1}{2} \int_L \operatorname{Re}\{z_i\} |I(\zeta)|^2 d\zeta,$$

$$S_{\text{közeg}} = \frac{1}{2} j\omega \int_L (A(\zeta)I^*(\zeta) - q(\zeta)\varphi^*(\zeta)) d\zeta.$$

Utóbbi valós része a huzalokból kiáramló, és a közegben továbbterjedő hatásos, képzetes része pedig a meddő teljesítményt adja.

Az ebbe a mérettartományba tartozó vékony, hengeres vezetőből készült légmagos tekercsek (itt a WPT rezonátorai) nagyfrekvenciás modellezése és számítása sokkal hatékonyabb integrálformalizmussal, mint pl. végelelem-módszerrel. A [24] irodalom alapján egy 100 szegmensre bontott tekercs esetén a számolás 13 s integrálformalizmus alkalmazásával, míg 18273 s COMSOL, azaz végelelemes számolás esetén.

## 2.3. Az átvitel minőségi jellemzése

Az átviteli lánc tekinthető egy kétkapunak, melyet pl. az impedancia-paramétereivel írhatunk le. Ennek modellje látható a 2.2. ábrán. A kétkapu-paraméterek egy adott frekvencián pontosan leírják a reprezentált hálózatot, így ezek ismeretében a szimulációk ismételt futtatása nélkül végezhetünk számításokat a láncon.

### 2.3.1. Hatásfok

Ahhoz, hogy a későbbiekben vizsgált struktúrák egymással összehasonlíthatóak legyenek, definiálnunk kell olyan mennyiségeket, amelyek jól jellemzik az átvitelt és minden esetben értelmezhetőek is. Kézenfekvő választás lehet erre a hatásfok, amit a terhelésen eldisszipált és a

generátor által betáplált teljesítmények hányadosa definiál:

$$\eta = \frac{P_t}{P_g} = \frac{\operatorname{Re} \left\{ -\frac{1}{2} U_2 I_2^* \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{2} U_g I_1^* \right\}}. \quad (2.13)$$

Célunk az, hogy ezen hatásfokot a szóbanforgó reciprok kétkapu esetében maximalizáljuk. Ezt a  $\hat{Z}_t = \hat{R}_t + j\hat{X}_t$  terhelés értékének alábbi szerinti megválasztásával érhetjük el [29]:

$$\hat{R}_t = \frac{\sqrt{(R_{11}R_{22} + R_gR_{22} - R_{12}^2)(R_{11}R_{22} + R_gR_{22} + X_{12}^2)}}{R_{11} + R_g}, \quad (2.14)$$

$$\hat{X}_t = \frac{R_{12}X_{12}}{R_{11} + R_g} - X_{22}, \quad (2.15)$$

ahol  $R_{ij} + jX_{ij} = Z_{ij}$ ,  $i, j = \{1, 2\}$ , az impedancia-paraméterek, valamint  $R_g = \operatorname{Re}\{Z_g\}$ .

### 2.3.2. A környező térbeli teljesítményáramlás

A célunk eddig a kétkapu-karakterisztika meghatározása volt. Ahhoz, hogy meghatározhassuk hogy egy adott üzemállapotú WPT lánc milyen elektromágneses mezőt kelt a tér tetszőleges pontjában, kiegészítő számításokat kell végeznünk. Ennek alapja szintén a 2.2. szakaszban ismertetett diszkretizált geometria.

Az egyes szegmenseket külön-külön Hertz-dipólussal közelítjük. Egyenként kiszámítjuk, majd szuperonáljuk ezek terét, amelyből a Poynting-vektor már egyszerűen megkapható. Ha ennek valós részét egy felületen integráljuk, az ott átáramló hatásos teljesítmény értékét kapjuk.

A Hertz-dipólus távolterében az elektromos térerősségnek gömbi koordinátákban csak  $r$  és  $\vartheta$  irányú, a mágnesesnek pedig csak  $\varphi$  irányú komponensei vannak [30]:

$$E_r = \frac{I_0 l}{4\pi} \left[ \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{2}{r^2} - \frac{2j}{\omega \epsilon_0 r^3} \right] \cos \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)}, \quad (2.16)$$

$$E_\vartheta = \frac{I_0 l}{4\pi} \left[ \frac{j\omega \mu_0}{r} - \frac{j}{\omega \epsilon_0 r^3} + \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{1}{r^2} \right] \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)}, \quad (2.17)$$

$$H_\varphi = \frac{I_0 l}{4\pi} \left[ \frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)}. \quad (2.18)$$

A fenti egyenletekben szereplő ismeretlenek mind származtathatóak a korábbi számítási eredményekből:  $I_0$  a szegmens árama,  $l$  a hossza,  $r$  a szegmens és a vizsgálati pont távolsága, valamint  $\vartheta$  az az elevációs szög, amely alatt a szegmensből a vizsgálati pont látszik.

A (2.16), a (2.17) és a (2.18) kifejezések kiértékelését egy adott szegmens esetében tehát annyiszor kell elvégeznünk, ahány pontból áll az a felület, amin a teljesítményt számítani szeretnénk. Ezt követően pedig ugyanezt a műveletsort kell megismételni az összes szegmensre, miközben az egyes térkomponenseket folyamatosan összegezzük. Ezután az  $\mathbf{E} = \hat{e}_r E_r + \hat{e}_\vartheta E_\vartheta$  és  $\mathbf{H} = \hat{e}_\varphi H_\varphi$  összefüggések alapján a kérdéses felület minden – a gyakorlatban diszkrét – pontjában ismeretes a teljes elektromágneses tér. Innen a komplex Poynting-vektort az

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \quad (2.19)$$

kifejezés adja, melynek valós részének iránya a teljesítményáramlás irányát mutatja, nagysága azzal arányos, továbbá, amely valós részének felületen vett integrálja az ott átáramló hatásos összteljesítményt eredményezi:

$$P = \frac{1}{2} \oint_A \operatorname{Re}\{\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*\} \cdot d\mathbf{A}. \quad (2.20)$$

Ezesetben a célunk az, hogy szemléletesen mutassuk be a WPT jó frekvencia-szelektivitását, valamint a teljesítményáramlás koncentráltságát. Ehhez a fent leírt módon és alkalmasan megválasztott felületeken fogjuk kiszámítani a Poynting-vektor tengelyirányú komponensét, valamint az egyes rezonátorokból ki- illetve oda besugárzó hatásos teljesítményeket.

## 3. fejezet

# Egy általános rezonáns átviteli lánc szimulációja

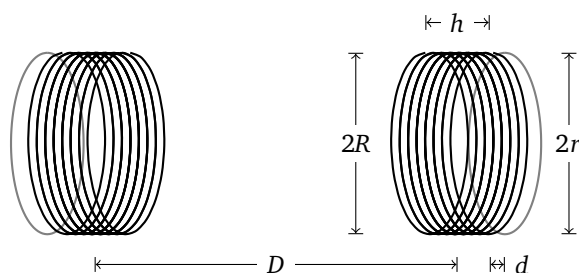
Az ebben a fejezetben bemutatott szimulációk és eredményeik a későbbi fejlesztések után kapott eredmények viszonyítási alapjául fognak szolgálni. Ugyanazokat a számolásokat végezzük el most egy teljesen hagyományos konfiguráción, mint később az átalakítottakra, így kvantitatív képet fogunk kapni a javasolt módosítások tényleges jelentőségéről.

Az itt vizsgált geometria rajza a 3.1. ábrán látható. Mivel a dolgozatban legfőképpen a hatótávolság kiterjesztése a célunk, számításaink során leginkább az adó és vevő oldal közti  $D$  távolság függvényében vizsgálódunk. Ennek során a 2.3. alfejezetben ismertetett átviteli jellemzőket határozzuk meg bizonyos paraméterek ésszerű változtatása mellett.

### 3.1. Az átvitel hatásfoka

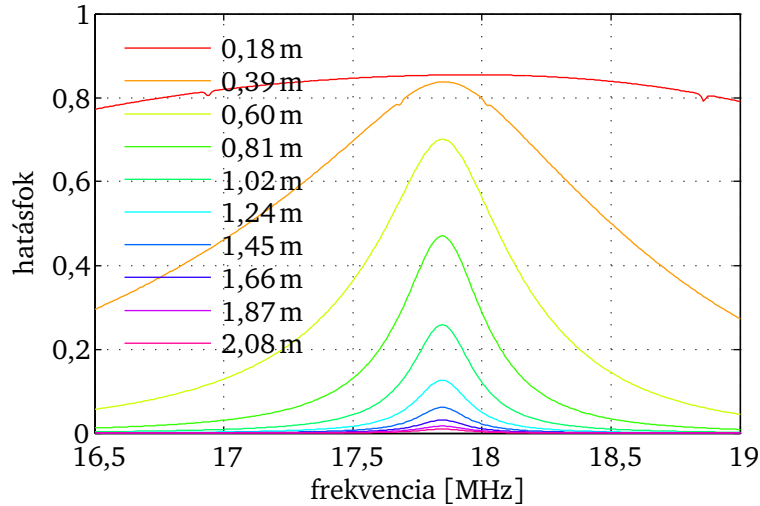
Elsőként a (2.13) kifejezéssel definiált hatásfokot számítjuk ki a rezonátorok közti távolság függvényében a (2.14) és a (2.15) egyenletek által meghatározott optimális terhelő impedancia mellett.

A hatásfok frekvenciafüggését mutatja a 3.2. ábra lineárisan változó szeparáció esetén. A grafikonon jól látszik, hogy a távolság növekedtével a hatásfok csúcsértéke – amely a rezonanciafrekvencián ( $\approx 17,84$  MHz) tapasztalható – körülbelül lineárisan csökken. Ez az eredmény jellegre megegyezik a [4] hivatkozásban közölttel.



3.1. ábra – Az ebben a fejezetben vizsgált lánc rajza. Bejelöltük az ábrán a jellemző paramétereket is, azaz a rezonátorok átmérőjét ( $2R$ ) és magasságát ( $h$ ), valamint a csatoló hurkok átmérőjét ( $2r$ ) és távolságát a rezonátoroktól ( $d$ ). A két oldal közti változó közepes távolság  $D$ . A paraméterek értékei:

$$R = r = 11,25 \text{ cm}, h \approx 8 \text{ cm}, d = 1 \text{ cm}, \text{ a tekercsek menetszáma } N = 8.$$



3.2. ábra – A kiindulási konfigurációval számított, a rezonátorok közepes  $D$  távolságával paraméterezett frekvencia–hatásfok görbék.

## 3.2. Áramló teljesítmények

A rezonáns WPT módszert nevezik nemsugárzó átvitelnek is. Hogy az elnevezést igazolni tudjuk, azt kell megmutatnunk, hogy a teljesítményáramlás erősen lokalizálódik a tekercsek közti és azok körüli térben, továbbá, hogy a rendszert nem hagyja el jelentős mértékű sugárzott teljesítmény.

Az alkalmazások szempontjából a WPT rendszer által átvitt hatásos teljesítmény az érdekes, így mi is csak ezzel foglalkozunk. A meddő teljesítmény a térben oszcillál, de nem terjed.

Tudjuk, hogy a hatásos teljesítmény áramlásának irányát a komplex Poynting-vektor valós része mutatja, így kézenfekvő annak vizsgálata. SI-mértékegysége  $W/m^2$ , azaz egy adott pontban megadja az ott lévő teljesítménysűrűséget. Alkalmasan megválasztott felületeken történő integrálásával tehát a számunkra érdekes teljesítményeket megkaphatjuk.

A fejezet további részében a fenti megállapításainkat igyekszünk bizonyítani. Ezután látni fogjuk, hogy a nemsugárzó jelző helytálló.

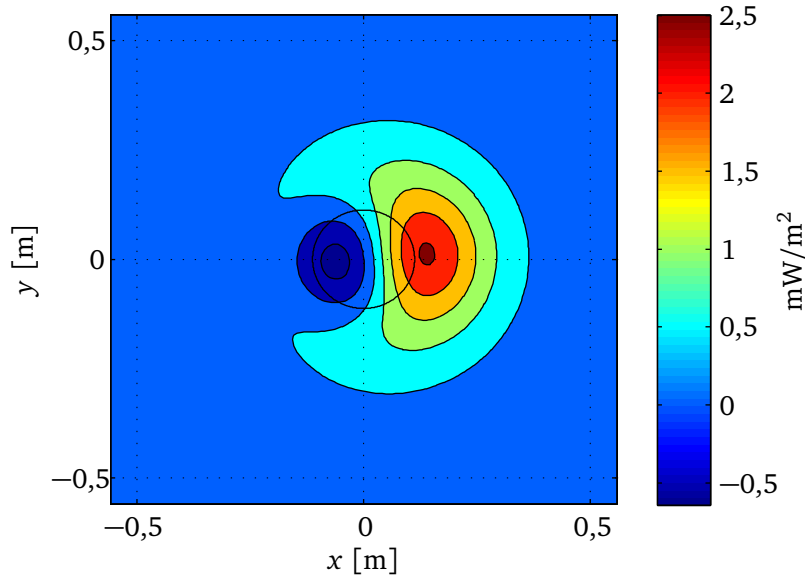
### 3.2.1. Kereszmetszeti áramlás

Helyezzük el a 3.1. ábrán bemutatott rendszert a Descartes-féle koordináta-rendszerben úgy, hogy annak hossz tengelye a  $z$  tengellyel essen egybe.

Ebben a szakaszban azzal foglalkozunk, miként áramlik a teljesítmény az adó és a vevő között. Ehhez egy  $a$  oldalhosszúságú, origó közepű és pozitív irányítású síkot definiálunk a  $z$  tengelyre merőlegesen, majd ezen meghatározzuk a Poynting-vektor valós részének normális irányú komponensét ( $S_n$ ). Ha az itt átáramló teljesítményre vagyunk kíváncsiak, az alábbi integrált értékeljük ki:

$$P_{\text{sík}} = \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-a/2}^{a/2} S_n \, dx \, dy. \quad (3.1)$$

A 3.3. ábrán a  $z = D/2$  koordinátájú  $xy$ -síkban végzett szimuláció eredménye látható. Az ábrán feltüntettük a WPT rezonátorok körvonalát is, melyek sugara a korábbi  $R = 11,25$  cm, a teljes ábrázolt felület pedig egy  $a = 10R$  oldalhosszúságú négyzet. Innen rögtön látszik, hogy nem



3.3. ábra – A rezonátorok között  $D/2$  távolságban, a lánc hossz tengelyére merőleges (vevő felé irányított) síkon számított Poynting-vektor normális irányú komponensének valós része. Tehát az ábrázolt mennyiség a hatásos teljesítmény áramlásának iránya és mértéke az adott felületelemen és a rezonanciafrekvencián.

szimmetrikus a teljesítménysűrűség-eloszlás, azaz a vevő felé áramló teljesítmény kitolódik a tekercsek pereméig. Ezt a későbbiekben az ismétlőkkel majd igyekezünk kihasználni.

Az adott felületen a (3.1) összefüggés szerint átáramló teljesítmény  $P_{\text{sík}} = 0,39 \text{ mW}$ , miközben a generátor által betáplált teljesítmény a 2.2. ábra jelöléseit használva  $P_{\text{be}} = \frac{1}{2} \text{Re}\{U_g I_1^*\} = 0,46 \text{ mW}$  volt. Itt jegyezzük meg, hogy a modellezés során a becsatoló hurok kapcsai közé  $U_g = 1 \text{ V}$  feszültséget írtunk elő peremfeltételként. Mivel a WPT lánc lineáris, a kiadódó teljesítményértékek ezen peremfeltétellel arányosan változnak, miközben a hatásfok nem változik.

Szintén látszik az ábrán, hogy van némi visszaáramlás is. Ez azonban az előre irányhoz képest kicsi, továbbá csak nagyon kis felületen megy végbe, így az integrál értékét alig módosítja.

Megállapítható továbbá, hogy a rezonátorok sugárának körülbelül háromszorosán kívül semmilyen teljesítményáramlás nem tapasztalható, ami jó hír a sugárzás szempontjából.

### 3.2.2. A rendszerből elsugárzó teljesítmény

Két szempontból is előnytelen, ha a lánc a külvilág felé is sugároz. Az egyik, hogy az elsugárzott teljesítmény számunkra veszteségként jelentkezik, a másik pedig, hogy ugyanekkor a környezetet zavarja a kényszerű sugárzással.

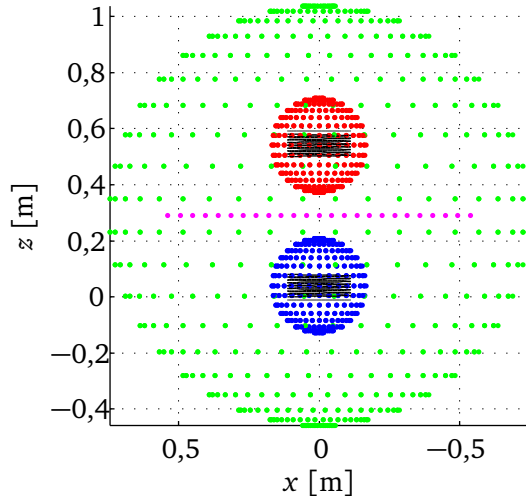
Annak megállapítására, hogy a kérdéses sugárzás valójában mekkora, az előző szakaszban bemutatotthoz teljesen hasonlóan járunk el. A különbség csupán az, hogy most a rezonátorok és a teljes konfiguráció köré is gömbfelületeket definiálunk, az integrálást pedig ezeken végesszük. Ezesetben a Poynting-vektor valós részének sugárirányú komponensével ( $S_r$ ) számolunk. Az egy gömbön így megkapható teljesítményt a következő integrál szolgáltatja:

$$P_{\text{rad},i} = \oint_{A_i} S_{r,i} dA_i, \quad \text{ahol } i = 1, 2, 3. \quad (3.2)$$

A 3.4. ábrán az itt alkalmazott gömbfelületeket ábrázoltuk is. Legyen a kék színű az 1-es, a piros a 2-es, valamint a zöld a 3-as indexű.

Ha ezeken a felületeken számítjuk a teljesítményeket, várakozásainkat az alábbi összefüg-





3.4. ábra – A rezonátorokat és az egész rendszert befoglaló gömbök vázlatos elhelyezkedése, melyeken az áramló teljesítményeket kiszámítottuk. A felületeket téglányelemekkel közelítjük, ezek középpontjait ábrázoltuk. Rózsaszínnel a 3.3. ábrához tartozó síkot is bejelöltük.

géssel fejezhetjük ki:

$$P_{\text{be}} - P_{\text{joule}} = P_{\text{ki}} - P_{\text{gen.}} - P_{\text{rad},3}, \quad (3.3)$$

ahol az egyes tagok kifejezése a következők:

$$P_{\text{be}} = \frac{1}{2} \text{Re}\{U_g I_1^*\}, \quad (3.4)$$

$$P_{\text{joule}} = \frac{1}{2} \int_L \text{Re}\{z_i\} |I(\zeta)|^2 d\zeta, \quad (3.5)$$

$$P_{\text{ki}} = \frac{1}{2} \text{Re}\{-U_2 I_2^*\}, \quad (3.6)$$

$$P_{\text{gen.}} = \frac{1}{2} R_{\text{gen.}} |I_1|^2, \quad (3.7)$$

a  $P_{\text{rad},3}$  teljesítményt a (3.2) egyenlet adja meg. Ennek értéke ideális esetben 0 volna, de a későbbiekben látni fogjuk, hogy a számolt érték sem tér el ettől túlságosan. A (3.4), a (3.6) és a (3.7) egyenletekben a 2.2. ábra jelöléseit alkalmaztuk, a (3.5) egyenlet pedig megegyezik a numerikus modelltől számolttal. Feltételezzük továbbá, hogy  $P_{\text{rad},1} \approx -P_{\text{rad},2}$ .

A következőkben végzünk néhány számolást a két oldal közti távolság függvényében a rezonanciafrekvencián, majd pedig a gerjesztő frekvencia függvényében egy névleges távolságnál. Előbbi eredményeit a 3.1. táblázat, utóbbiét pedig a 3.2. táblázat tartalmazza. Ezek oszlopaiban a fent tárgyalt mennyiségek szerepelnek, mérlegnek pedig a (3.3) egyenlet nullára redukált alakjának eredményét értjük.

A táblázatokban világosan látszik, hogy az összes korábbi kívánalomnak megfelelnek az eredmények. A távolság növekedésével tudjuk, hogy csökken a hatásfok. Ezt a 3.1. táblázat eredményei is igazolják, mivel azzal együtt, hogy csökkennek, változik a ki- és bemenő teljesítmények aránya. A generátoron disszipált teljesítmény ( $P_{\text{gen.}}$ ) a bemenő teljesítménytől függ. Továbbá adó oldalon kilépő teljesítmény ( $P_{\text{be}}$ ), a vételin ellentétes előjellel ( $P_{\text{ki}}$ ) szinte maradéktalanul megjelenik, ez pedig ugyancsak jó arányban alakul hasznos teljesítménnyé a fogyasztón ( $P_{\text{ki}}$ ). A táblázatokban feltüntettük a 3.3. ábra síkján kapott teljesítmény értékét is ( $P_{\text{sík}}$ ). Ennek értéke minden esetben  $P_{\text{be}}$  és  $P_{\text{ki}}$  közé esik, amely szintén megfelel az elvárásainknak.

$D$	$P_{be}$	$P_{gen.}$	$P_{joule}$	$P_{rad,1}$	$P_{rad,2}$	$P_{rad,3}$	$P_{sik}$	$P_{ki}$	Mérleg
0,1805	0,7744	0,0731	0,0508	0,7431	-0,7423	0,0012	0,7404	0,7238	-0,0746
0,3916	0,6101	0,0436	0,0491	0,5721	-0,5702	0,0019	0,5520	0,5475	-0,0320
0,5	0,4648	0,0247	0,0594	0,4206	-0,4184	0,0022	0,3901	0,3839	-0,0054
0,6027	0,3310	0,0123	0,0641	0,2812	-0,2788	0,0024	0,2470	0,2406	0,0114
1,2361	0,0804	0,0011	0,0478	0,0201	-0,0183	0,0018	0,0089	0,0103	0,0194

3.1. táblázat – Öt különböző szakasz hossz esetén, állandó rezonanciafrekvencián és optimális terhelő impedanciával végzett számolások eredményei. A teljesítmények mW-ban,  $D$  pedig méterben értendő.

$f$	$P_{be}$	$P_{gen.}$	$P_{joule}$	$P_{rad,1}$	$P_{rad,2}$	$P_{rad,3}$	$P_{sik}$	$P_{ki}$	Mérleg
0,017	0,6152	0,8754	0,1793	0,6146	-0,6076	0,0069	0,5673	0,3802	-0,8271
0,0175	0,6599	0,2660	0,1206	0,6453	-0,6391	0,0062	0,5971	0,4899	-0,2229
0,1784	0,4648	0,0247	0,0594	0,4206	-0,4184	0,0022	0,3901	0,3839	-0,0054
0,0181	1,0587	0,2963	0,1869	1,0135	-1,0098	0,0037	0,9432	0,8066	-0,2349
0,0185	2,1835	2,6146	0,6409	2,1452	-2,131	0,0143	1,9996	1,3587	-2,4449

3.2. táblázat – A rezonanciafrekvencia környezetében végzett számítások a klasszikus konfiguráció esetében. A jelölések és mértékegységeik megegyeznek az előzőekkel.

Szintén igaz mindkét táblázat eredményeire, hogy a rendszerből elsugárzó teljesítmény ( $P_{rad,3}$ ) sokkal kisebb a többi értéknél. Ez szintén igazolja a rendszer nemsugárzó tulajdonságát.

A 3.2. táblázatbeli eredményekből jól látszik hogy, a rezonanciafrekvenciától eltérő frekvenciákon a bemenő teljesítmény akár növekedhet is, azonban az ehhez tartozó kimenő teljesítmény figyelembevételével már jóval rosszabb hatásfokot kapunk. A 3.2. ábra alapján tudjuk, hogy a hatásfok minden távolságérték mellett a rezonanciafrekvencián van, így az eredmény nem meglepő.

### 3.3. Összegzés

Megállapíthatjuk tehát, hogy egy klasszikus rezonáns WPT struktúrában a hatásfok az áthidalt távolság növekedésével fordított arányban változik. Reciprok kétkapuk számára optimális lezárással (ami nem biztos, hogy egy adott áramkör számára is az), a hatásfok maximuma 80% körül várható. Ez egy kb. 20 cm átmérőjű rezonátorral 1 m-es távolság után pedig 10%-ra esik.

Ezek után megvizsgáltuk, hogy a struktúra mennyire sugároz, illetve, hogy a teljesítményáramlás a két oldal között mennyire koncentrált. Ezek alapján elmondható a rendszerről, hogy csak csekély mértékben zavarja a környezetét, amennyiben megfelelő frekvencián üzemeltetik.

## 4. fejezet

# A hatótávolság növelése ismétlőkkel

A rezonáns WPT-vel elérhető átviteli hatótávolság már eddig is sokkal nagyobb volt, mint a tisztán induktív változat esetében. Azonban ez az arány még tovább is javítható, így újabb alkalmazások számára lehet megfelelő ez a táplálási mód.

A bővítésnek több lehetséges változata is van, ám ezek közül a legegyszerűbb és legolcsóbb az, ha a rezonátorok számát növeljük, és azokat elosztjuk a lánc mentén. Ezek a tekercek az ismétlők. Jelen fejezetben főként ezt a megoldást tárgyaljuk, de előtte röviden áttekintjük a leggyakrabban alkalmazott módszereket.

### 4.1. Eddigi eredmények áttekintése

Az irodalomban alapvetően háromféle módszer ismeretes a hatótávolság növelésére. Az egyik a szupravezetőket alkalmazó megoldás. Főként magas hőmérsékletű szupravezető tekerceket használnak adó és vevő rezonátorként, így leginkább a veszteségek csökkentése útján képesek növelni a hatásfokot és a hatósugarat [31]. Komoly hátránya a módszernek, hogy a szupravezető anyagok, és főleg a magas hőmérsékletűek, nagyon drágák.

Másik – előbbinél gyakoribb – megoldások azok, melyek metaanyagokat alkalmaznak. Ezek az anyagok speciális törésmutatójúak, a vezeték nélküli energiaátvitelbeli működésük alapja pedig, hogy a csillapodó módusokat erősítik fel, ezzel növelve a csatolást a két oldal között [32, 33, 34]. Ezen megoldás hátránya a sok esetben elég bonyolult struktúrákban rejlik.

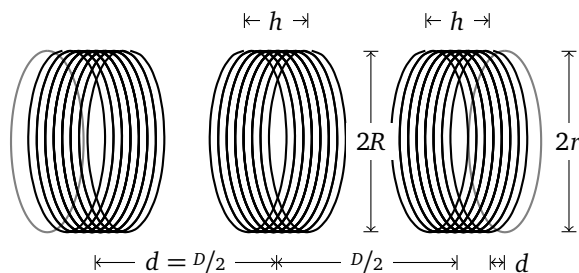
A harmadik, és egyben legnépszerűbb módszer a hatósugár növelésére az ismétlő (repeater, relay) rezonátorok használata. Korábban már előre vetítettük, hogy ezen elemek leggyakrabban az eredeti rezonátorokkal megegyező tulajdonságúak és méretűek annak érdekében, hogy a rendszerrel együtt rezonanciába kerülhessenek. Pozíciójuk jellemzően az áthidalandó távolság felénél van.

Léteznek azonban megoldások, melyek szerint, ha pl. a vételi oldali tekerccs mérete nem egyezik az adóéval, optimális esetben az ismétlő elemet egy kicsit ki kell mozdítani a középpontból [35]. Ezenkívül akár több hasonló, gerjesztetlen rezonátor is sorba rendezhető, amivel még jelentősebb javulás érhető el [36].

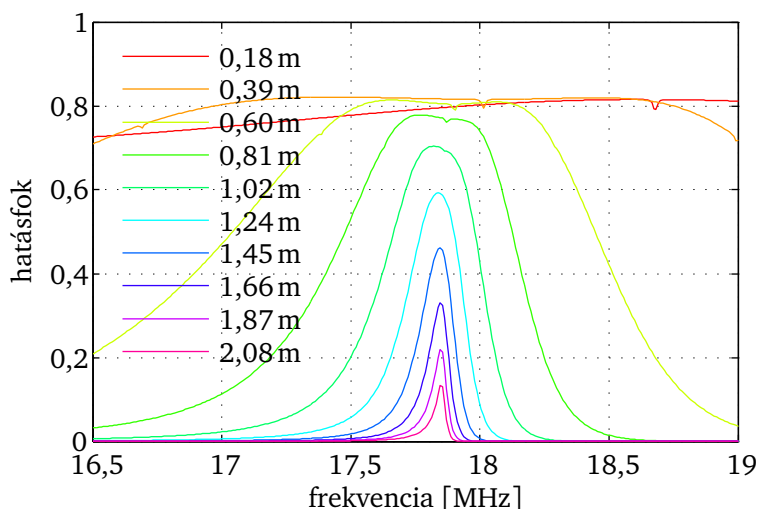
Más megoldások pedig ötvözik a korábbiakat: a [37] irodalomban magas hőmérsékletű szupravezető anyagból készült ismétlő rezonátorokat alkalmaznak.

### 4.2. Szimulációs eredmények

A modellezés lépéseit ez esetben nem részletezzük, mert a meglévő konstrukciót csupán csak még egy tekerccsel kell kiegészíteni. Ennek szegmenseire vonatkozó egyenletek megegyeznek az eredeti rezonátorokra vonatkozókkal, így egyszerűen csak meg kell őket ismételni, majd a



4.1. ábra – Az ismétlő (repeater) tekerccsel kiegészített rezonáns WPT lánc vázlatos rajza. Az adó oldalon ismét a hurkot gerjeszti a szinuszos generátor; a terhelés pedig úgy szintén hurokkal csatolódik a lánchoz. Az ismétlő rezonátor gerjesztetetlen, és általában az eredeti struktúrával közös hossz tengely mentén, a két oldal között félúton helyezkedik el. Az elemek méretei megegyeznek a korábbiakkal.



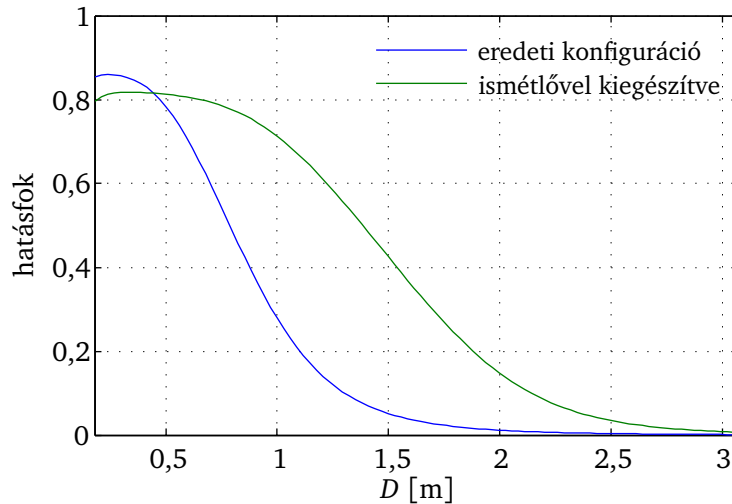
4.2. ábra – Ismétlő tekerccs alkalmazásával kapott frekvencia–hatásfok görbék a rezonátorok közti  $D$  távolsággal paraméterezve. Az ismétlő rezonátor minden esetben a  $(h+D)/2$  pozícióban helyezkedik el a hossz tengely mentén.

repeater első szegmensének áramát pl. 0-ra kell állítani. Az itt érvényes modell rajza a 4.1. ábrán látható.

#### 4.2.1. Hatásfok

Elsőként most is a rendszer hatásfokát határozzuk meg. Ezt pont ugyanúgy végezzük, ahogy a klasszikus rendszer esetében tettük. A rezonátorok közti távolsággal paraméterezett eredményt a 4.2. ábra mutatja. A csúcértékben nem látunk jelentős változást a korábbihoz képest, azonban az, amilyen gyorsan csillapodik a görbesereg, jelentős eltérést mutat a klasszikushoz képest. Ezesetben még 2 m-es távolságban is 10% feletti hatásfokra számíthatunk.

A klasszikus és az ismétlővel kiegészített lánc hatásfokát leginkább a rezonanciafrekvencián van értelme összehasonlítani, mivel minden távolságértéknél itt kapunk maximális hatásfokot. Ezen összehasonlítás eredményét mutatja a 4.3. ábra. Az görbék magukért beszélnek: a hatósugár nagyjából megkétszereződött azáltal, hogy egyetlen ismétlőt helyeztünk el a lánc közepén. Észrevehetjük ugyanakkor, hogy kis távolságok esetében, azaz mikor az adó, a repeater és a vevő közel kerülnek egymáshoz, a hatásfok csúcértéke alacsonyabb az ismétlő nélküli esethez képest. Ennek oka a jósági tényező leromlásában keresendő. Megvizsgáltuk azt is, hogy a repeater elhelyezése hol optimális a hossz tengely mentén. Ez nem feltétlenül mindig középen van, ahogy arra példát is mutat a [35] hivatkozás. A kérdés eldöntéséhez az ismétlőt végig-



4.3. ábra – Az eredeti, ismétlő rezonátor nélküli, és az azzal kiegészített lánc hatásfokának távolságfüggése a rezonanciafrekvencián, 17,84 MHz-en.

mozgattuk a lánc mentén és számoltuk a hatásfokot. Ennek az eredménye a 4.4. ábrán látható. Az hamar leolvasható, hogy a középre helyezett rezonátorral nagyot nem tévedtünk, azonban, ha kb. 3 cm-rel arrébb helyeznénk, talán némi javulás mutatkozna, de ez leginkább elhanyagolható lenne. Az is tanulságos lehet viszont, hogy ha az ismétlő elemet túl közel helyezzük el az adó oldalhoz, akár még ronthatunk is vele a hatásfokon.

Ezenfelül a 3.3. ábra kapcsán eszünkbe juthat, hogy mivel a teljesítménysűrűségnek nem pont tengelyben van maximuma a klasszikus elrendezésben (és így lesz ez az ismétlővel is), helyezzük a repeater elemet pont a maximális teljesítménysűrűsége.

A vizsgálatot elvégeztük, az eredmény viszont konstansnak bizonyult mind az  $x$ , mind pedig az  $y$  tengely menti eltoláskor.

#### 4.2.2. A repeater hatása a két oldal közti teljesítményáramlásra

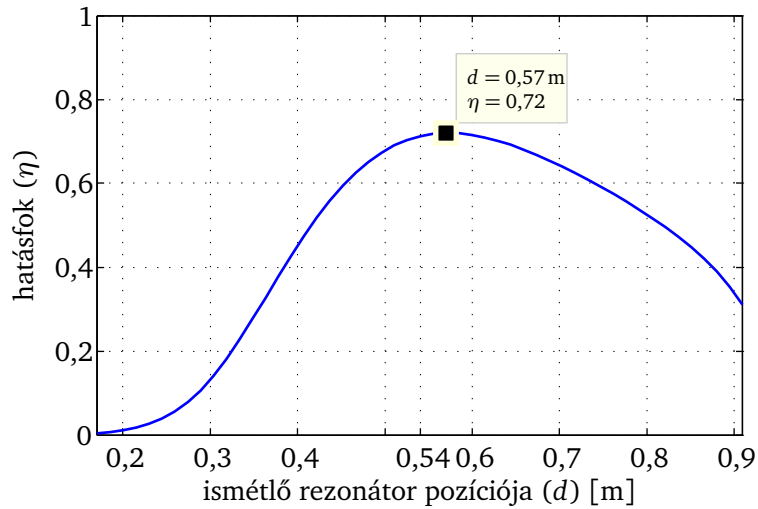
Ismét megvizsgáljuk, hogy ez esetben hogy alakul a teljesítményáramlás az adó és a vevő között. Azt már tudjuk, hogy sugárzásról csak minimális mértékben beszélhetünk, azonban még kíváncsiak lehetünk arra, hogy milyen elektromágneses térbeli jelenségben mutatkozik meg az ismétlők jótékony hatása.

Helyezzük a konfigurációt most is a Descartes-féle koordináta-rendszerbe úgy, hogy hossz-tengelye a  $z$  tengely legyen, továbbá tekintsük most a  $D = 1$  m-es távolságot kiindulásnak. Ekkor az adó és az ismétlő elem közötti távolság pont megegyezik a klasszikus konfigurációban vizsgálttal. Ha követjük a korábbiakban alkalmazott konvenciót, miszerint a vizsgálati síkot két rezonátor közé középre helyezzük, most éppen azt az esetet kapjuk, amit a 3.2.1. alfejezetben is vizsgáltunk. A különbség, hogy most az egyik rezonátor pl. az adó lesz, a másik pedig az ismétlő tekercs.

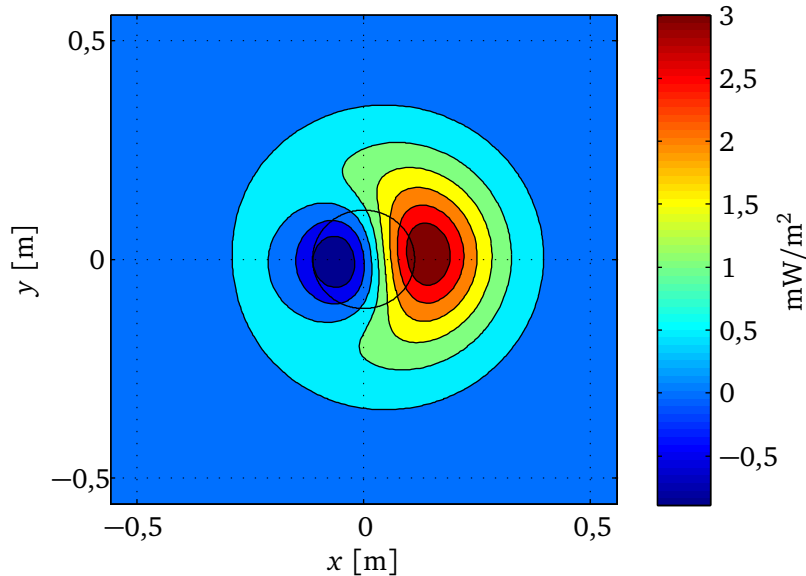
Feltételezzük továbbá azt, hogy a hatásfok javulásának nyoma kell hogy legyen a kialakuló teljesítménysűrűség-eloszlásban is. Azáltal, hogy a rezonátorok és a vizsgálati sík közti távolságok megegyeznek a 3.3. ábra esetén alkalmazottal, ez feltehetőleg a teljesítménysűrűség növekedésében mutatkozik majd meg.

Az elvégzett számítás eredményét szemlélteti. Ha ezt összehasonlítjuk a 3.3. ábrán szereplő eredménnyel, észrevesszük, hogy a teljesítménysűrűség valóban növekedett, valamint térben kompaktabb jelleget mutat.

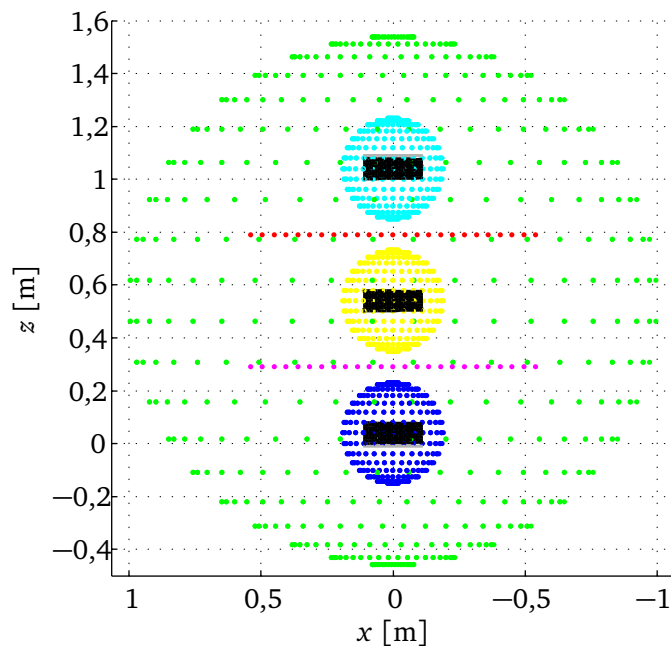
A kiszámított valós Poynting-vektor felületi komponensét ugyancsak a (3.1) egyenlet alapján számítjuk át hatásos teljesítménybe. Az eredmény szintén növekményt mutat, azaz ugyan-



4.4. ábra – Az átviteli hatásfok a beiktatott repeater elem hossz tengely menti pozíciójának függvényében. Az ábrán bejelöltük a lánc középpontját (0,54 m), valamint a maximális hatásfokot (72%) és az ahhoz tartozó távolságot (0,57 m). A számítást a rezonanciafrekvencián végeztük.



4.5. ábra – Ismét a hatásos teljesítményáramlást szemlélteti az ábra, de már az ismétlős láncban. A sík, amely mentén ezt a teljesítménysűrűség-eloszlást kaptuk, a 4.6. ábrán rózsaszínnel jelöltük. Ez tehát az adó oldal és a lánc közepén elhelyezkedő repeater között található. Most a felületen vett integrálja 0,53 mW, míg a teljes betáplált teljesítmény 0,62 mW volt. A 4.6. ábrán piros színnel jelölt sík szimmetrikusan helyezkedik el az ismétlőre, és ott egy ezzel szinte teljesen megegyező ábrát eredményez. Tehát azt a teljesítményt, amit a repeater felvesz, le is sugározza.



4.6. ábra – A rezonátorokat és az egész rendszert befoglaló gömbök, az ismétlő rezonátorral kiegészített struktúrában. Rózsaszínnel a 4.5. ábrához tartozó síkot jelöltük be.

olyan gerjesztéssel most több teljesítményt csatolunk ki a rendszerből. Ez lehet a magyarázat a megnövekedett hatásfokra is.

### 4.2.3. A sugárzási tulajdonságok vizsgálata

Az ismétlővel kibővített struktúra működése csak akkor lehet hatékony, ha a repeater nagyon jó hatásfokkal le is adja azt a teljesítményt, amit felvesz. Tehát a klasszikus rendszerre érvényes feltételeken túl itt azt is megköveteljük, hogy a repeater által disszipált teljesítmény nullához tartson. Ennek igazolását ugyancsak a rezonátorokat körülvevő gömbfelületek segítségével végezzük, melyeket most a 4.5. ábrán ábrázoltunk.

Legyen a kék színű gömb az 1-es indexű, a rajta áramló eredő teljesítmény  $P_{\text{rad},1}$ . A világoskék vételi oldali gömb a 2-es sorszámú, a teljesítménye hasonlóképpen  $P_{\text{rad},2}$ , az egész struktúrát magában foglaló zöld gömb a 3-as indexet kapja, a rajta keresztül a környezetbe áramló teljesítmény  $P_{\text{rad},3}$ . Végezetül az új elemet befoglaló sárga gömb, amely a 4-es, és amelyen eredőben áramló  $P_{\text{rad},4}$  teljesítmény reményeink szerint közel zérus.  $P_{\text{rad},i}$  értékeit, ahol  $i = 1, 2, 3, 4$ , ismét a (3.2) kifejezéssel definiáljuk.

A teljesítményviszonyokkal szemben támasztott követelményeink pontosan megegyeznek a 3.2.2. alfejezetben bemutatottal, azonban egy plusz kiegészítést kell tennünk. Eszerint a repeater elemet körbevevő gömbön az eredő teljesítményáramnak zérusnak (de legalábbis ahhoz nagyon közelinek) kell lennie. Különben nem jöhetne létre erősítés.

Néhány számolás eredményének bemutatására ismét a már bevezetett táblázatos formát használjuk. Ezek most a 4.1. és a 4.2. táblázatok. Az előbbiben különböző átviteli hosszak esetén és állandó frekvencia mellett számoltuk ki a teljesítmény komponenseket. Ennek eredménye ismét kielégítő, ugyanis teljesül, hogy  $P_{\text{rad},1} \approx -P_{\text{rad},2}$ , továbbá a környezetbe csak minimális mértékű teljesítmény jut ki ( $P_{\text{rad},3} \approx 0$ ). Az új feltételünk, miszerint  $P_{\text{rad},4} \approx 0$ , szintén tekinthető igaznak. Esetünkben a táblázat ide tartozó értékei kis abszolút értékűek és negatívak, ami fizikailag azt fejezi ki, hogy a gömbön beáramlott teljesítmény, ami ott el is disszipálódott. Ez megfelel annak, hogy a huzalok véges vezetőképessége okoz némi veszteséget ebben az elemben is.

$D$	$P_{be}$	$P_{gen.}$	$P_{joule}$	$P_{rad,1}$	$P_{rad,2}$	$P_{rad,3}$	$P_{rad,4}$	$P_{sík}$	$P_{ki}$	Mérleg
0,6	0,9012	0,1038	0,0764	0,8764	-0,8672	0,0003	-0,0089	0,8572	0,8099	-0,0893
0,8	0,7867	0,0764	0,0907	0,7565	-0,7244	0,0010	-0,0311	0,7202	0,6698	-0,0513
1	0,6161	0,0445	0,1066	0,5781	-0,5196	0,0020	-0,0564	0,4738	0,4708	-0,0078
1,5	0,2589	0,0071	0,1008	0,2051	-0,1407	0,0035	-0,0608	0,1566	0,1132	0,0342
2	0,1164	0,0015	0,0671	0,0570	-0,0269	0,0032	-0,0269	0,0328	0,0175	0,0271

4.1. táblázat – Az ismétlő rezonátorral kiegészített láncon, az állandó rezonanciafrekvencián és változó távolságok esetén adódó teljesítmények.

$f$	$P_{be}$	$P_{gen.}$	$P_{joule}$	$P_{rad,1}$	$P_{rad,2}$	$P_{rad,3}$	$P_{rad,4}$	$P_{sík}$	$P_{ki}$	Mérleg
0,017	0,0753	1,0118	0,0342	0,0594	-0,0576	0,0014	-0,0004	0,0458	0,0298	-1,0019
0,0175	0,2327	0,2997	0,0754	0,2057	-0,1944	0,0045	-0,0068	0,1701	0,1233	-0,2700
0,0178	0,6161	0,0445	0,1066	0,5781	-0,5196	0,0020	-0,0564	0,4738	0,4708	-0,0078
0,0181	0,2724	0,3846	0,1276	0,1782	-0,1576	0,0016	-0,0190	0,1882	0,0941	-0,3356
0,0185	0,2248	6,1763	0,1689	0,0072	-0,0002	0,0035	-0,0035	0,0030	0,0001	-6,1239

4.2. táblázat – Az ismétlő rezonátorral kiegészített láncon, állandó távolság mellett a frekvencia megváltozásának függvényében adódó teljesítményértékek.

A 4.2. táblázat eredményeire ugyancsak elmondható, hogy a várakozásainknak eleget tesznek. Az is látszik viszont, hogy a rezonanciától eltérve, a kimenő feszültség meredekebben csökken, mint a bemenő megfelelője, ami pedig a hatásfok gyorsabb csökkenését eredményezi. Ez azonban már korábban is látszott a 4.2. és a 3.2. ábrákon, ugyanis az ismétlővel kiegészített láncon a hatásfok görbék jóval meredekebbek.

### 4.3. Összegzés

Az ismétlő tekercs alkalmazása mindenképpen előnyös a WPT rendszer hatósugara szempontjából. A hasonló klasszikus konfigurációhoz képest egyetlen repeater beiktatásával sikerült ugyanazon hatásfok értékhez kétszeres hatótávolságot társítani, ez pedig figyelmreméltó eredmény.

Annak ellenére, hogy az irodalomban megtalálható a repeaterok optimális elhelyezésének problémája, ez esetünkben nem okozott gondot.

A klasszikushoz képesti sugárzási jellemzői nem változtak meg a rendszernek. Továbbra is elmondható, hogy csekély a környezetbe való elsugárzás, azonban vélhetően a hatásfok javulásának nyoma felfedezhető a kialakuló teljesítménysűrűség-eloszlásban a vizsgálati sík mentén.



## 5. fejezet

# Autotranszformátoros csatolás

A következőkben egy új gerjesztési és kicsatolási módszer vizsgálatával folytatjuk. Ez az ún. autotranszformátor. Megvalósítása úgy történik, hogy a generátor a tekercs egyik végpontja és egy másik – néhány menettel arrébb elhelyezkedő – pontja közé kapcsolódik, míg a vételi oldalon a terhelés ezzel szimmetrikus. Az egyébként ismert elrendezés WPT láncban való alkalmazását és annak vizsgálatát jelenlegi irodalmak nem tartalmazzák. A struktúra használatának ötletét Szűcs László (BME-HVT) vetette fel. Mi az ötlet megvalósíthatóságát és egyes jellemzőit vizsgáltuk meg az általunk kifejlesztett szimulációs rendszer felhasználásával. A most érvényes modell az 5.1. ábrán látható. A jelölések követik a korábbi kétkapú reprezentációnál használtakat.

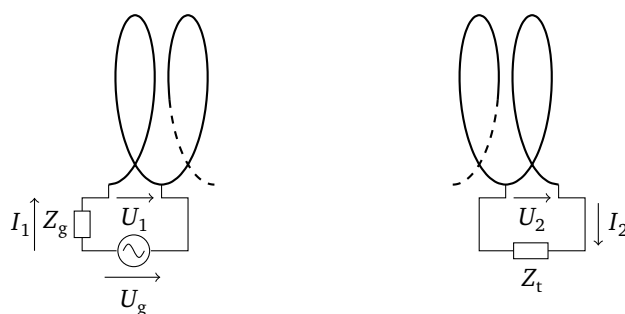
### 5.1. A modellezés lépései

A megoldandó egyenletrendszert ez esetben is a (2.9)–(2.12) egyenletek adják. Az új csatolási mód modellezéséhez azonban szükség van a rendszermátrix és a peremfeltételek módosítására is. A megcsapolási pontokban – az 5.1. ábrán jól láthatóan – módosul a folytonossági egyenlet, továbbá a generátor és a lezárás a peremfeltételeket is meghatározza.

#### 5.1.1. Generátor oldal

Tekintsük először az adó oldali tekercset. Legyen ennek a  $k$ . szegmense az, amely után megcsapoljuk a tekercset. Ebbe a szegmensbe  $i_k$ , az ezt követőbe értelemszerűen  $i_{k+1}$  áram folyik be. Ebből a csomópontból folyik ki az  $i_1 = I_1$  áram is, tehát a tekercs  $(k+1)$ . diszkrét pontja egy hármas csomópont. Erre a csomóponti törvény szerint felírható a következő összefüggés:

$$i'_k = i_1 + i_{k+1},$$



5.1. ábra – Az autotranszformátoros be- és kicsatolás modellje, ha a megcsapolás mindkét esetben az első menetnél van. A rezonátorok méretei a korábbiakkal megegyeznek, továbbá ugyancsak 8 menetesek.

ahol  $i'_k$  a  $k$ . szegmens végén folyó ismeretlen áram. A folytonossági egyenlet a  $k$ . szegmensre ezek után a következőképpen alakul:

$$j\omega Q_k = i_k - i'_k = i_k - i_1 - i_{k+1}.$$

A generátor a belső ellenállásával az 1. és a  $k$ . szegmensek közé kapcsolódik. E két pont közé az alábbi huroktörvény írható fel:

$$U_1 + i_1 Z_g = \varphi_1 - \varphi_k + i_1 Z_g = U_g,$$

$$i_1 = \frac{U_g + \varphi_k - \varphi_1}{Z_g}. \quad (5.1)$$

Utóbbi kifejezés előírja a peremfeltételt is ezen az oldalon. Visszahelyettesítve az előbbi folytonossági egyenletbe, a következő egyenletet kapjuk:

$$j\omega Q_k + i_{k+1} - i_k - \frac{\varphi_1}{Z_g} + \frac{\varphi_k}{Z_g} = -\frac{U_g}{Z_g}. \quad (5.2)$$

Ez tehát a (2.11) egyenletre vonatkozó egyik változtatás.

### 5.1.2. Terhelés oldal

Következzen most a vételi oldal vizsgálata. Legyen a tekercs utolsó szegmense az  $n$ ., így  $i_n = I_2$ , az pedig, melynek végpontja a megcsapolás helye, az  $m$ . Az eljárás ugyanaz, mint az előbb. A hármas csomópontra felírható egyenlet az alábbi:

$$i'_m + i_n = i_{m+1},$$

ahol  $i'_m$  az  $m$ . szegmens végén folyó áram. A kimenetre felírható huroktörvény ezek után a következő alakú:

$$0 = U_2 + Z_g i_n = \varphi_m - \varphi_n + Z_g i_n,$$

$$i_n = \frac{\varphi_n - \varphi_m}{Z_g}. \quad (5.3)$$

Ezek után az  $m$ . szegmensre felírható folytonossági egyenlet a következő lesz:

$$j\omega Q_m + i_{m+1} - i_m + \frac{\varphi_m}{Z_g} - \frac{\varphi_n}{Z_g} = 0. \quad (5.4)$$

Ezzel minden ismeret a rendelkezésünkre áll az autotranszformátoros csatolás leírására. Már csak az van hátra, hogy az egyenleteket beépítsük a rendszermátrixba.

### 5.1.3. A rendszermátrix összeállítása

A tekercsek mindegyike 300 szegmensre van osztva, ez összesen 600 szegmenst jelent. Mind a 4 ismeretlenhez tartozik ilyen módon egy  $600 \times 600$ -as blokk. Ezek szintén a 4 ismeretlen miatt  $4 \times 4$ -es blokkmátrixot alkotnak, így a mátrix teljes mérete  $2400 \times 2400$ . Ebben és a  $2400 \times 1$  méretű gerjesztés vektorban kell megtalálni az (5.1), az (5.2), az (5.3) és az (5.4)

egyenletek pontos helyét. Ezt az alábbi vázlatos mátrixegyenlet szemlélteti:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots(-1, 1)\cdots & j\omega & 0 & \cdots-\frac{1}{Z_g}\cdots\frac{1}{Z_g}\cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots(-1, 1)\cdots & j\omega & 0 & \cdots\frac{1}{Z_t}\cdots-\frac{1}{Z_t}\cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}}_{2400 \times 2400} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \vdots \\ Q_k \\ \vdots \\ Q_m \\ \vdots \\ \mathbf{A} \\ \varphi \end{bmatrix}}_{2400 \times 1} = \underbrace{\begin{bmatrix} \vdots \\ \vdots \\ -\frac{1}{Z_g} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix}}_{2400 \times 1} U_g.$$

A (2.11) egyenlet a korábbi egyenletrendszerben is a harmadik sorban szerepelt, ezért kerültek az ide tartozó egyenletek is a rendszermátrix harmadik vízszintes sávjába. Az ismeretlenek és a gerjesztés vektorai ennek megfelelően rendeződnek. Az (5.1) és az (5.3) egyenletek alkotják a mátrix utolsó két sorát, mint a gerjesztésre és lezárásra vonatkozó egyenletek.

Az elkészült módosításokkal már vizsgálhatjuk az új csatolási mód hatásfokát és egyéb jellemzőit. A fejezet hátralévő részében ezekről lesz szó.

## 5.2. Az autotranszformátor hatása

Hangsúlyozzuk, hogy jelen konfiguráció teljes mértékben kísérleti stádiumban van. A szimuláció egy becslést adhat az elvárható képességeire, azonban további, komolyabb vizsgálatok is szükségesek.

A korábbiakhoz hasonlóan most is a hatásfok vizsgálatával kezdjük. Igazából sok javulásra első megközelítésben nem számítunk, ugyanis csupán a becsatoló hurkokat hagytuk el a lánc elejéről és végéről, ezek ohmos vesztesége pedig kicsi.

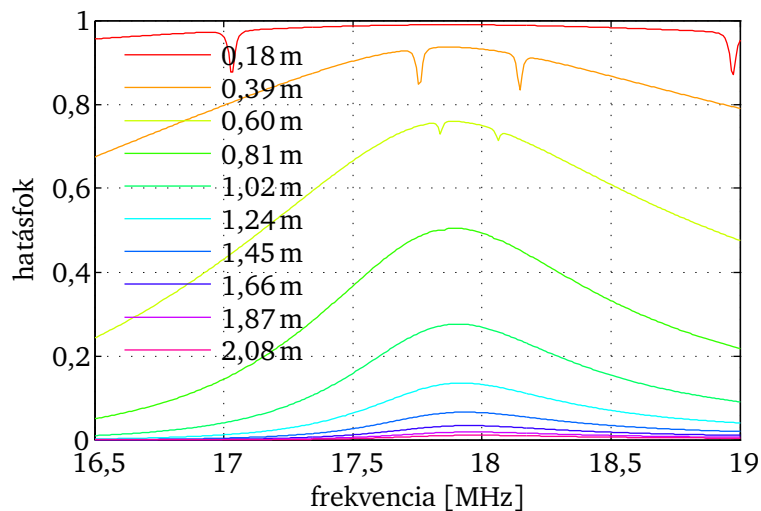
Ha mégis javulás mutatkozik az eredményben, az valószínűleg a tisztán induktív csatolás elhagyásából származhat.

Ezek után a távolságfüggő frekvencia-hatásfok görbesereg az 5.2. ábrán látható. A transzformátor áttétele 1:7, azaz a 8 menet közül az első után csapoljuk meg a rezonátorokat. Az eredmény biztató. A hatásfok maximuma általában nőtt (a hatósugar nem) a 3. fejezetben vizsgált klasszikus konstrukciójához képest. Sőt, ami még jelentősebbnek tűnik az az, hogy jócskán megnőtt a „sávszélesség”.

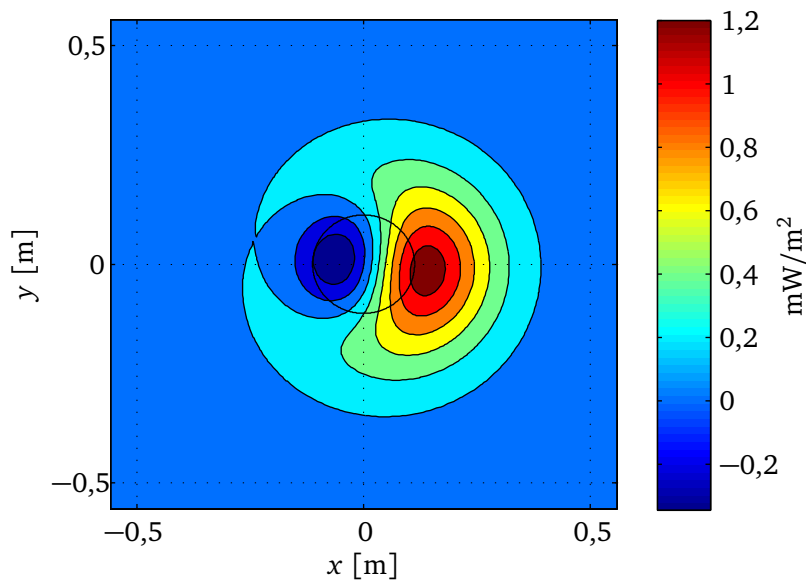
Kis távolságok esetén kapott görbéken apró tüskék figyelhetőek meg. Ezek feltehetőleg valamiféle numerikus bizonytalanságból származnak. Ennek pontos oka még nem világos.

Ezt követően, az előzőek példájára a két oldal közti teljesítményátvitelt vizsgáljuk. A konfiguráció most is pont az, mint ami a klasszikus elrendezés esetén volt. A rezonátorok távolsága  $D = 0,5$  m, a teszt sík ehhez képest féltávnál van. Az eredmény az 5.3. ábrán látható.

Az első biztató eredmények után ez a mostani csalódás. A teljesítménysűrűség maximuma jócskán lecsökkent, így az átvitt teljesítmény is. A tér szerkezete alapvetően nem változott meg, de ezek alapján azt mondhatjuk, hogy további hangolásokra van szükség, ahhoz, hogy az átvitt teljesítmény is elérje a kívánt értékeket.



5.2. ábra – A láncot autotranszformátor gerjeszti 1:7 áttétellel, vizsgáljuk a hatásfok frekvenciafüggését különböző  $D$  szeparációk esetén. Ismétlő rezonátort itt nem alkalmaztunk. Az apró tüskék a görbéken feltehetőleg valamilyen numerikus bizonytalanság miatt keletkeznek.



5.3. ábra – Autotranszformátoros csatolás esetén a 3.3. ábrával pontosan megegyező konfigurációban számolt teljesítménysűrűség-eloszlás  $D/2$  távolságban az origótól a  $z$  tengely mentén. A teljesítménysűrűség értéke láthatóan csökkent a korábbiakhoz képest, így a most kapott átáramló teljesítmény új értéke 0,2 mW a korábbi 0,39 mW-hoz képest.

## 6. fejezet

# A térelmélet kapcsolata az elektromos hálózattal

Teljesen bizonyos, hogy ahhoz, hogy egy mágneseszen csatolt rezonáns WPT rendszer a gyakorlatban is működőképes legyen (és nem csak laborkörülmények között), szükséges hozzá vezérlés. Ez lehet pl. impedancia hangolás, esetleg annak eldöntése, hogy mikor kapcsoljon be az adó, de akár az adóteljesítmény szabályozása is, stb. Ahhoz azonban, hogy a feladatra legalkalmasabb elektronika megtervezhető legyen, pontosan kell ismernünk az elektromágneses tér viselkedését az adott alkalmazási környezetben. Jelen fejezetben ennek a kívánalomnak próbálunk eleget tenni azáltal, hogy a már rendelkezésünkre álló impedancia-paramétereket szórás paraméterekké számoljuk át, melyek – alkalmas formátumban elmentve – áramkör-szimulátor által feldolgozhatóak lesznek.

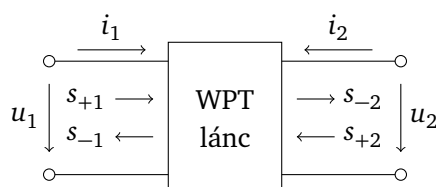
### 6.1. Röviden a szórás paramétereiről

Kétkapú hálózatok jellemzése különböző paraméterekkel lehetséges. Ezek közül a WPT esetén a numerikus modellből rendelkezésünkre állnak az impedancia-paraméterek. Nagyfrekvenciás áramkörök tervezésére és szimulációjára alkalmas szoftverek azonban a szórás paraméterekkel tudnak számolni, így a kettő közötti áttérést el kell végeznünk.

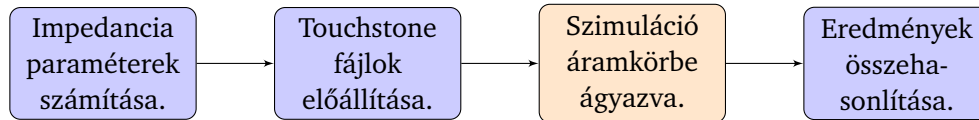
A szórás paraméterek definíciója a következő:

$$\begin{bmatrix} s_{-1} \\ s_{-2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{+1} \\ s_{+2} \end{bmatrix},$$
$$\mathbf{s}_- = \mathbf{S} \mathbf{s}_+,$$

ahol  $\mathbf{s}_+$  a portokba be,  $\mathbf{s}_-$  pedig az azokból kiáramló teljesítményhullámok, melyeket a 6.1. ábra szemlélteti.  $\mathbf{S}$  a szórás mátrix, melynek elemei az ábrán szemléltetett szimmetrikus referencia irányokkal és egy pozitív valós normalizáló impedancia megválasztásával ( $R_0$ ), a követ-



6.1. ábra – A WPT lánc kétkapú modellje az impedancia- és szórás paraméterek közti áttérés értelmezéséhez.



6.2. ábra – A számolások vázlatos egymásutánja. A kék háttér az Octave/MATLAB feladatokat jelöli, a sárga a Qucs-ban végzett szimuláció.

kezőképpen definiáltak:

$$\mathbf{s}_+ = \frac{1}{2\sqrt{R_0}}(\mathbf{u} + R_0\mathbf{i}) = \frac{1}{2\sqrt{R_0}}(\mathbf{Z} + R_0\mathbf{I})\mathbf{i},$$

$$\mathbf{s}_- = \frac{1}{2\sqrt{R_0}}(\mathbf{u} - R_0\mathbf{i}) = \frac{1}{2\sqrt{R_0}}(\mathbf{Z} - R_0\mathbf{I})\mathbf{i},$$

ahol  $\mathbf{Z}$  az impedancia,  $\mathbf{I}$  pedig az egységmátrix. Innen az első egyenletet átrendezve kapjuk:

$$\frac{1}{2\sqrt{R_0}}\mathbf{i} = (\mathbf{Z} + R_0\mathbf{I})^{-1}\mathbf{s}_+,$$

amit ha behelyettesítünk a másodikba, az

$$\mathbf{s}_- = \frac{1}{2\sqrt{R_0}}(\mathbf{Z} - R_0\mathbf{I})\mathbf{i} = (\mathbf{Z} - R_0\mathbf{I})(\mathbf{Z} + R_0\mathbf{I})^{-1}\mathbf{s}_+$$

egyenlet adódik. Ebből következik, hogy a szórási mátrix az impedancia mátrixból az

$$\mathbf{S} = (\mathbf{Z} - R_0\mathbf{I})(\mathbf{Z} + R_0\mathbf{I})^{-1}$$

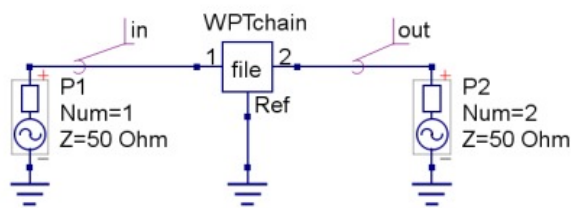
összefüggés szerint számítható.

## 6.2. A megvalósítás menete

Rendelkezésünkre áll tehát a lánc szórási mátrixszá. Ennek elemei természetesen frekvencia- és geometria függő értékek. Ennek megfelelően a szórási paramétereket minden változó paraméter érték mellett meg kell határozni, majd a hálózat szimulátorral szintén ennyiszor kell számítást végeznünk. Ennek felgyorsítására célszerű programból vezérelni a folyamatot.

A hálózat számítást a Qucs (Quite Universal Circuit Simulator) [27, 28] szabad forráskódú áramkör szimulátorral végezzük, mivel kifejezetten támogatja az Octave-ból és MATLAB-ból való vezérlést. Továbbá az itt bemutatott demonstrációs célú „kapcsoláshoz” teljesen megfelelőek a képességei. A program számára szükséges S-paraméter fájl a Touchstone, mely eredetileg a Hewlett Packard által használt formátum volt, de azóta sokfelé elterjedté vált. A programmal megvalósított funkció a következő lépéseket végzi el:

- A kiszámolt Z-paramétereket először átszámoljuk szórási paraméterekké.
- Ezekből a Touchstone formátum előírásai szerint fájlba mentjük a kiszámolt értékeket.
- A fájlok mindegyike egyetlen frekvenciamenetet tartalmaz, tehát ha a korábbi impedancia görbék paraméterezve voltak, akkor annyi fájl eredményez az átalakítás, ahány görbénk volt.
- A függvény egyesével automatikusan átadja a Qucs-nak a fájlokat, amelyek felhasználásával a program minden frekvencián elvégzi az áramkör teljes szimulációját.



### Equation

Eqn  
 $dBS11=dB(S[1,1])$   
 $dBS12=dB(S[1,2])$   
 $dBS21=dB(S[2,1])$   
 $dBS22=dB(S[2,2])$

### S parameter simulation

SP1  
 Type=lin  
 Start=17 MHz  
 Stop=18.5 MHz  
 Points=100

6.3. ábra – Qucs szimuláció a függvény tesztelésére.

- Az eredményekkel visszatér az Octave-ba, ahol azok ábrázolhatók vagy tetszőlegesen feldolgozhatók.

A fent leírt folyamatot a 6.2. ábra szemlélteti, a próba kapcsolás pedig a 6.3. ábrán látható. Itt a „WPTchain” nevű modul tartalmazza az S-paraméter fájlt.

# Összefoglalás

Jelen dolgozatban a mágnesesen csatolt induktív rezonancián alapuló vezeték nélküli energiaátvitellel foglalkoztunk. A téma 2007 óta elég intenzív kutatás alatt áll, ezért a munkát a jelenleg legaktívabb területek összegyűjtésével kezdtük. Ezek főleg a különféle akkumulátor töltőket, villamos autók meghajtását, orvosi eszközök távtáplálását célzó kísérletek és megvalósítások. Külön kiemelendő a Witricity Corporation, aki a téma úttörője.

Ezt követően megadtuk a rezonáns WPT integrálformalizmus útján történő leírását. A módszer MATLAB környezetben került implementációra, hatékonysága jelen problémakör esetében pedig messze felülmúlja a kereskedelmi szoftverek által megvalósítottakat.

Azért, hogy a későbbiekben egységesen beszélhessünk ezekről, előre összefoglaltuk az átviteli minőségi jellemzésére használható eszközöket. Értelmeztük a WPT láncban a hatásfokot, valamint megadtuk az elektromágneses tér kiszámításának egy módját a rezonátorokat körülvevő közegben.

Ezután a klasszikus WPT struktúra vizsgálatába fogtunk. Meghatároztuk átvitelének hatásfokát különböző távolságok esetén, majd megvizsgáltuk a sugárzási tulajdonságait. A hatásfok minden esetben a rezonanciafrekvencián maximális, kb. 80%. A távolságfüggése azonban jelentősnek bizonyult: 1 m-es szeparációhoz már csak kb. 30% tartozik. A teljesítményáramlás a két rezonátor között elég lokalizáltan megy végbe. A tekercsek sugarának néhányszorosán túl már nem kell sugárzásra számítani. Ezenfelül a rendszerből „elszökő” hatásos teljesítmény általában nagyságrendekkel kisebb, mint a lezáráson hasznosuló.

A munka lényegi részét képezte az ismétlődő rezonátor beiktatása hatásának vizsgálata. Ez az egyik bevett módja a WPT rendszerek hatótávolságának további kiterjesztésére.

Az eredményeink igazolták az irodalomban megtalálhatóakat. Eszerint a hatásfok távolságfüggése a klasszikus esethez képest jelentősen javult a rezonanciafrekvencián: egy repeater használatával kb. fele meredekséggel csökken.

A javulás nemcsak a hatásfokban figyelhető meg, de a vevőbe áramló hatásos teljesítmény nagyságán és fokozott koncentráltságán is.

Összesítésben elmondható, hogy a WPT által áthidalható távolság kiterjesztésének leghatékonyabb módja a repeater alkalmazása, ha a költségeket is figyelembe vesszük.

Végezetül két kitekintő jellegű témával foglalkoztunk. Az egyik a WPT lánc egy új gerjesztő és terhelő módja. Ez volt az autotranszformátor, melynek numerikus modelljével kiegészítettük a korábbi modellünket, majd pedig számításokat végeztünk ennek felhasználásával. Az eredmények még némi magyarázatra és további vizsgálódásra szorulnak, de az már most látszik, hogy az ötlet nem rossz.

Ezt követően a rezonánsan megvalósított átviteli láncokhoz szükséges kiegészítő elektronika megtervezését igyekeztünk elősegíteni. Ezt úgy értük el, hogy a nagyfrekvenciás áramkörszámító programok számára gyorsan feldolgozható formában megadtuk az elektromágneses tér paraméteres leírását.



## **Később megvalósítandó tervek**

Mindenképpen érdemes lenne a WPT lánc további ismétlődő elemekkel való bővítésének vizsgálatára. Ezek után viszont már nemcsak lineáris elrendezésben, hanem tesztelges (esetleg valószínűbb) konfigurációkban egyaránt.

A nyitott végű rezonátor tekercsek esetében a két szélső áramelem végén felhalmozódó töltést a jelenlegi dipólusos teljesítmény számítások során elhanyagoltuk, annak hatása azonban akár jelentős is lehet. Ennek figyelembevétele lehetsége, ellenben bonyolult.

A pontosabb teljesítményáramlás meghatározásához hasznos volna továbbá 3D-s térszámító programok, pl. COMSOL alkalmazása is.

# Ábrák jegyzéke

2.1. Egy tipikus rezonáns WPT rendszer rajza. A generátor és a terhelés egy-egy hurkon keresztül, tisztán induktívan csatolódik a lánchoz. Ilyen módon lehetőség van impedanciaillesztésre a generátor és az adó, valamint a vevő és a terhelés között. A rezonátorok megegyező geometriájú tekercsek, melyeket a közös rezonanciafrekvencián oszcilláló szinuszjel gerjeszt. A terhelő impedanciát úgy optimalizáljuk, hogy az átvitel hatásfoka legyen maximális. A térfogatot kitöltő közeg levegő. . . . .	9
2.2. A WPT lánc kétkapu modellje. A feszültségeket és áramokat a komplex csúcsértékekkel jellemezzük. . . . .	10
3.1. Az ebben a fejezetben vizsgált lánc rajza. Bejelöltük az ábrán a jellemző paramétereket is, azaz a rezonátorok átmérőjét ( $2R$ ) és magasságát ( $h$ ), valamint a csatoló hurkok átmérőjét ( $2r$ ) és távolságát a rezonátoroktól ( $d$ ). A két oldal közti változó közepes távolság $D$ . A paraméterek értékei: $R = r = 11,25$ cm, $h \approx 8$ cm, $d = 1$ cm, a tekercsek menetszáma $N = 8$ . . . . .	13
3.2. A kiindulási konfigurációval számított, a rezonátorok közepes $D$ távolságával paraméterezett frekvencia–hatásfok görbék. . . . .	14
3.3. A rezonátorok között $D/2$ távolságban, a lánc hossz tengelyére merőleges (vevő felé irányított) síkon számított Poynting-vektor normális irányú komponensének valós része. Tehát az ábrázolt mennyiség a hatásos teljesítmény áramlásának iránya és mértéke az adott felületelemen és a rezonanciafrekvencián. . . . .	15
3.4. A rezonátorokat és az egész rendszert befoglaló gömbök vázlatos elhelyezkedése, melyeken az áramló teljesítményeket kiszámítottuk. A felületeket téglányelemekkel közelítjük, ezek középpontjait ábrázoltuk. Rózsaszínnel a 3.3. ábrához tartozó síkot is bejelöltük. . . . .	16
4.1. Az ismétlő (repeater) tekercssel kiegészített rezonáns WPT lánc vázlatos rajza. Az adó oldalon ismét a hurkot gerjeszti a szinuszos generátor, a terhelés pedig úgyszintén hurokkal csatolódik a lánchoz. Az ismétlő rezonátor gerjesztetlen, és általában az eredeti struktúrával közös hossz tengely mentén, a két oldal között félúton helyezkedik el. Az elemek méretei megegyeznek a korábbiakkal. . . . .	19
4.2. Ismétlő tekercs alkalmazásával kapott frekvencia–hatásfok görbék a rezonátorok közti $D$ távolsággal paraméterezve. Az ismétlő rezonátor minden esetben a $(h+D)/2$ pozícióban helyezkedik el a hossz tengely mentén. . . . .	19
4.3. Az eredeti, ismétlő rezonátor nélküli, és az azzal kiegészített lánc hatásfokának távolságfüggése a rezonanciafrekvencián, $17,84$ MHz-en. . . . .	20
4.4. Az átviteli hatásfok a beiktatott repeater elem hossz tengely menti pozíciójának függvényében. Az ábrán bejelöltük a lánc középpontját ( $0,54$ m), valamint a maximális hatásfokot (72 %) és az ahhoz tartozó távolságot ( $0,57$ m). A számítást a rezonanciafrekvencián végeztük. . . . .	21

4.5. Ismét a hatásos teljesítményáramlást szemlélteti az ábra, de már az ismétlős láncban. A sík, amely mentén ezt a teljesítménysűrűség-eloszlást kaptuk, a 4.6. ábrán rózsaszínnel jelöltük. Ez tehát az adó oldal és a lánc közepén elhelyezkedő repeater között található. Most a felületen vett integrálja $0,53\text{ mW}$ , míg a teljes betáplált teljesítmény $0,62\text{ mW}$ volt. A 4.6. ábrán piros színnel jelölt sík szimmetrikusan helyezkedik el az ismétlőre, és ott egy ezzel szinte teljesen megegyező ábrát eredményez. Tehát azt a teljesítményt, amit a repeater felvesz, le is sugározza. . . . .	21
4.6. A rezonátorokat és az egész rendszert befoglaló gömbök, az ismétlő rezonátorral kiegészített struktúrában. Rózsaszínnel a 4.5. ábrához tartozó síkot jelöltük be. . . . .	22
5.1. Az autotranszformátoros be- és kicsatolás modellje, ha a megcsapolás mindkét esetben az első menetnél van. A rezonátorok méretei a korábbiakkal megegyeznek, továbbá ugyancsak 8 menetesek. . . . .	24
5.2. A láncot autotranszformátor gerjeszti 1:7 áttétellel, vizsgáljuk a hatásfok frekvenciafüggését különböző $D$ szeparációk esetén. Ismétlő rezonátort itt nem alkalmaztunk. Az apró tüskék a görbéken feltehetőleg valamilyen numerikus bizonytalanság miatt keletkeznek. . . . .	27
5.3. Autotranszformátoros csatolás esetén a 3.3. ábrával pontosan megegyező konfigurációban számolt teljesítménysűrűség-eloszlás $D/2$ távolságban az origótól a $z$ tengely mentén. A teljesítménysűrűség értéke láthatóan csökkent a korábbiakhoz képest, így a most kapott átáramló teljesítmény új értéke $0,2\text{ mW}$ a korábbi $0,39\text{ mW}$ -hoz képest. . . . .	27
6.1. A WPT lánc kétkapú modellje az impedancia- és szórési paraméterek közti áttérés értelmezéséhez. . . . .	28
6.2. A számolások vázlatos egymásutánja. A kék háttér az Octave/MATLAB feladatokat jelöli, a sárga a Qucs-ban végzett szimuláció. . . . .	29
6.3. Qucs szimuláció a függvény tesztelésére. . . . .	30

# Táblázatok jegyzéke

- 3.1. Öt különböző szakaszhossz esetén, állandó rezonanciafrekvencián és optimális terhelő impedanciával végzett számítások eredményei. A teljesítmények  $mW$ -ban,  $D$  pedig méterben értendő. . . . . 17
- 3.2. A rezonanciafrekvencia környezetében végzett számítások a klasszikus konfiguráció esetében. A jelölések és mértékegységeik megegyeznek az előzőekkel. . . . 17
- 4.1. Az ismétlő rezonátorral kiegészített láncon, az állandó rezonanciafrekvencián és változó távolságok esetén adódó teljesítmények. . . . . 23
- 4.2. Az ismétlő rezonátorral kiegészített láncon, állandó távolság mellett a frekvencia megváltozásának függvényében adódó teljesítményértékek. . . . . 23

# Irodalomjegyzék

- [1] I. Mayordomo *et al.*, „An overview of technical challenges and advances of inductive wireless power transmission,” *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1302–1311, 2013.
- [2] A. Kurs *et al.*, „Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances,” *Science*, vol. 317, pp. 83–86, 2007.
- [3] A. Karalis *et al.*, „Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” *Annals of Physics*, vol. 323, pp. 34–48, 2007.
- [4] S. L. Ho *et al.*, „A comparative study between novel Witricity and traditional inductive magnetic coupling in wireless charging,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 5, pp. 1522–1525, 2011.
- [5] S. Kashyap *et al.*, „Can wireless power transfer benefit from large transmitter arrays?,” in *IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp. 1–3, 2015.
- [6] G. Peterson, „The application of electromagnetic surface waves to wireless energy transfer,” in *IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp. 1–4, 2015.
- [7] J. Öveges, *Kis fizika II*. Budapest: Művelt nép Könyvkiadó, 1954.
- [8] Rezence, „A4WP wireless power transfer system baseline system specification (BSS),” 2014.
- [9] B. H. Waters *et al.*, „Simultaneously tuning and powering multiple wirelessly powered devices,” in *IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp. 1–4, 2015.
- [10] P. S. Riehl *et al.*, „Wireless power systems for mobile devices supporting inductive and resonant operating modes,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 3, pp. 780–790, 2015.
- [11] Y.-S. Seo, Z. Hughes, *et al.*, „Investigation of wireless power transfer in through-wall applications,” in *Microwave Conference Proceedings (APMC)*, pp. 403–405, 2012.
- [12] I.-J. Yoon and H. Ling, „Investigation of material effects on near-field wireless power transfer,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1–2, 2012.
- [13] M. Kesler, „Highly resonant wireless power transfer: Safe, efficient, and over distance,” tech. rep., WiTricity Corporation, 2013.
- [14] T. M. Fisher *et al.*, „Electric vehicle wireless charging technology: a state-of-the-art review of magnetic coupling systems,” *Wireless Power Transfer Cambridge Journals*, vol. 1, no. 2, pp. 87–96, 2014.

- [15] I.-S. Suh and J. Kim, „Electric vehicle on-road dynamic charging system with wireless power transfer technology,” in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 234–240, 2013.
- [16] K. Throngnumchai *et al.*, „Design and evaluation of a wireless power transfer system with road embedded transmitter coils for dynamic charging of electric vehicles,” in *Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, pp. 1–10, 2013.
- [17] H. Hu and S. V. Georgakopoulos, „Wireless power transfer in human tissue via conformal strongly coupled magnetic resonance,” in *IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp. 1–4, 2015.
- [18] X. Liu *et al.*, „Wireless power transfer system design for implanted and worn devices,” in *IEEE Bioengineering Conference*, pp. 1–2, 2009.
- [19] T. Sun *et al.*, *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*. New York: Springer, 2013.
- [20] S. Lee *et al.*, „The optimal design of high-powered power supply modules for wireless power transferred train,” in *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS)*, pp. 1–4, 2014.
- [21] L. Xie *et al.*, „Multi-node wireless energy charging in sensor networks,” *IEEE/ACM Trans. Netw.*, vol. 23, no. 2, pp. 437–450, 2014.
- [22] A. Askari *et al.*, „Underwater wireless power transfer,” in *IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp. 1–4, 2015.
- [23] S. Bilicz, „High-frequency modelling of coils by integral formulations,” *COMPEL – The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 34, no. 5, pp. 1447–1459, 2015.
- [24] Sz. Gyimóthy *et al.*, „Field computational aspects of wireless power transfer,” in *IGTE Symposium*, pp. I3–1, 2014.
- [25] F. Zhang *et al.*, „Relay effect of wireless power transfer using strongly coupled magnetic resonances,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1478–1481, 2011.
- [26] D. Ahn and S. Hong, „A study on magnetic field repeater in wireless power transfer,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 360–371, 2013.
- [27] „Qucs.” <http://qucs.sourceforge.net/>. hozzáférés: 2015.10.26.
- [28] S. Jahn *et al.*, „Qucs technical papers,” tech. rep., Qucs, 2007.
- [29] S. Bilicz, „Maximum transfer efficiency of passive reciprocal two-port networks with fixed source resistance.” personal communication, 2015.
- [30] K. Simonyi, *Elméleti Villamosságtan*. Budapest: Tankönyvkiadó, 1960.
- [31] W. Zuo *et al.*, „Investigation of efficiency and load characteristics of superconducting wireless power transfer system,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 25, no. 3, 2015.
- [32] Y. Zhao *et al.*, „Improving the efficiency of wireless power transfer systems using metamaterials,” in *10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, pp. 1–4, 2013.
- [33] A. X. Lalas *et al.*, „Wireless power transfer via spiral metamaterials,” in *Computational Electromagnetics International Workshop (CEM)*, pp. 1–2, 2015.

- [34] B. Wang *et al.*, „Wireless power transfer: Metamaterials and array of coupled resonators,” *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1359–1368, 2013.
- [35] K. Y. Kim *et al.*, „Optimal positioning of repeater resonator for mid-range magnetic resonance wireless power link,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1042–1043, 2013.
- [36] M. Q. Nguyen *et al.*, „A study of coil orientations to enhance the transfer efficiency of a multi-repeater wireless power transmission system,” in *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1354–1356, 2014.
- [37] H. Yu *et al.*, „Wireless power transfer with hts transmitting and relaying coils,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 25, no. 3, 2015.