

## Rövid hatótávolságú RADAR detekcióhoz optimalizált mikrohullámú tölcserantenna tervezése

A CG3 alkalmazásokhoz különböző antenna típusokat definiálnak, melyek közül a hallgató feladata egy 1003706A12 azonosító számú szektorális tölcserantenna megtervezése. Az antennára vonatkozó alapvető követelmények a következők:

- Működési frekvenciatartomány: 76 – 77 GHz
- Maximális adó teljesítmény: +12 dBm
- Teljes veszteség: maximum 1,5 dB
- Bementi reflexió a működési sávban: maximum -25 dB
- Mechanikai méretek: hossz: 150 mm, magasság: 107 mm, szélesség: 8,35 mm
- Radom: 1,5 mm vastag Teflon PTFE
- Súly: maximum 200 g
- Hőmérsékleti tartomány: -40 – +70°C
- Csatlakozás: WR12 sípusú csőtápvonalhoz

Az alkalmazás szempontjából kritikus az antenna iránykarakterisztikája, amelynek a következő paraméterekkel kell rendelkeznie:

- Főnyalábszélesség a horizontális síkban: maximum 12°
- Főnyalábszélesség a vertikális síkban: maximum 3°
- Az iránykarakterisztika maximális hullámszáma a főnyalábszélességben: maximum 1,5 dB
- Maximális melléknyalábszint a H-síkban: -20 dB
- Maximális melléknyalábszint a V-síkban: -15 dB
- Elvárt irányhatás: minimum 28,5 dB
- A H-síkban a -3 és -12 dB-es pontok között maximum 2° lehet
- Polarizáció: horizontális



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

**Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem**

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

# Rövid hatótávolságú RADAR detekcióhoz optimalizált mikrohullámú tölcserantenna tervezése

TUDOMÁNYOS DIÁKKÖRI KONFERENCIA

*Készítette*

*Nagy Andrea*

*Konzulens*

*Szalay Zoltán Attila*

2017. október 27.

# Tartalomjegyzék

<b>Kivonat</b>	<b>3</b>
<b>Abstract</b>	<b>4</b>
<b>Bevezető</b>	<b>5</b>
<b>1. Elméleti bevezetés</b>	<b>6</b>
1.1. Apertúra sugárzók . . . . .	6
1.1.1. Az állandó fázisú és amplitúdójú nyílásfelület . . . . .	8
1.1.2. Nyereség és hatásosfelület . . . . .	11
1.1.3. Fázishibák . . . . .	12
1.1.4. Tölcsérantenna . . . . .	13
1.2. Lencsék . . . . .	20
1.2.1. Fémlemez lencse . . . . .	21
1.2.2. Dielektromos lencse . . . . .	22
1.3. Visszaverődés a szigetelő felületekről . . . . .	24
1.4. Apertúracsatolt tölcsérantenna . . . . .	26
<b>2. Szimulációs eredmények</b>	<b>28</b>
2.1. Geometriai méretek vizsgálata ideális apertúra feltételezése mellett . . . . .	28
2.2. Fázishibával terhelt tölcsérantenna tulajdonságai . . . . .	29
2.3. Fázishiba javítása . . . . .	31
2.3.1. Hiperbolikus lencse . . . . .	31
2.3.2. Fém lencse alkalmazása . . . . .	33
2.4. A dielektromos lencse vastagságának optimalizálása . . . . .	37
2.5. Apertúracsatolt antenna használata . . . . .	39
2.6. A reflexiók minimalizálása különböző törésmutatójú rétegek használatával . . . . .	40
2.7. Elliptikus lencse . . . . .	41
2.7.1. Hangoló csavarok használata . . . . .	43
<b>Összegzés</b>	<b>44</b>
<b>Ábrák jegyzéke</b>	<b>46</b>
<b>Irodalomjegyzék</b>	<b>47</b>

# Kivonat

A távközlési és adatátviteli hálózatok jövőjét az ötödik generációs (5G) mobilhálózatok biztosítják, amelyeknek teljesíteniük kell a felhasználók jelentősen megnövekedett igényeinek. Az okos telefonok és az Internet of Things (IoT) elterjedése növeli a nagyobb átviteli kapacitás iránti keresletet és a késleltetés csökkenését. Ezen cél megvalósítása csak kisebb cellaméretekkel és nagyobb vivőfrekvenciával érhető el. A GHz-es frekvencia sávok szélesebb átviteli sávot kínálnak a szükséges kapacitásnöveléshez és a késleltetés csökkentéséhez. Egy másik fontos alkalmazási terület az autóiipari terület, hiszen az önjáró autókhoz milliméteres hullámsávban működő távérzékelőkre van szükség. A fenti célok érdekében magasabb frekvencia sávokra új áramköröket és antennákat kell fejleszteni. Ebben a dolgozatban bemutatom egy 76-77 GHz-es frekvenciasávban működő tölcsérantenna tervezési lehetőségeit úgy, hogy az antenna távolférfi iránykarakterisztikája megfeleljen a szigorú előírásoknak. Az antenna felhasználható az 5G mobilhálózat egy teljes cellájának központilag elhelyezkedő rádióállomásról történő lefedésére valamint alkalmazható önjáró járművekben elhelyezett távérzékelőként. Ebben az esetben rendkívül éles sugárnyaláb szükséges ahhoz, hogy az eszköz nagy felbontással rendelkezzen. További fontos követelmény a nagy nyereség mellett, hogy az antenna jelentős melléknyaláb elnyomást biztosítson.

# Abstract

The future of telecommunication and data networks is ensured by the fifth generation (5G) mobile networks which have to meet the significantly increased requirements of the users. The spread of smart phones and Internet of Things (IoT) will increase the demand for higher transmission capacity along with the reduction of latency. That goal can only be attained by smaller cell sizes and higher carrier frequency. The millimeter waves can offer wider transmission band for the required capacity enhancement and latency reduction. Another important application field is the automotive area. For self-drive cars millimeter wave remote sensors are substantially necessary. However, these instruments should provide sensing information in a well-defined narrow segment of the neighboring area. For the above purposes new circuits and antennas have to be developed at millimeter waves. In this paper the concept and design of a new antenna working in the 76 GHz frequency band is presented. The antenna radiation pattern meets the necessary rigorous specifications. The antenna can have two main applications. One of them is the 5G mobile network which will have very small cells. The new antenna can be used to cover a complete cell from a centrally located radio base station. The other main application is in the self-drive vehicles. In this case a very narrow radiation beam is needed to have a high direction resolution. As a further important requirement the antenna has to provide a very small side lobe beside high gain.

# Bevezető

Mind az önjáró autókba mind a katonai alkalmazásban egyre nagyobb teret kapnak a szigorú specifikációval rendelkező tölcsérantennák. A feladatomban ezen a területen alkalmazott Horn antenna szimulációja, gyártása, bemérése és hangolása. A munka célja, hogy az antenna tulajdonságai megfeleljenek a kitűzött céloknak. Ez használat szűkre szabott követelményeket támaszt az antenna iránykarakterisztikával, a bemeneti impedanciával, és a működési tartománnyal szemben. A részletek megtalálhatóak a dolgozathoz fűzött első oldali mellékletben.

Dolgozatom első fejezetében ismertetem a szükséges elméleti alapokat, ehhez megismertem a tölcsérantenna tervezésénél felmerülő legfontosabb problémákkal és ezek megoldási lehetőségeivel. A szimulációban végigkövetem a kivitelezés lehetséges formáit és a jövőben a megfelelő konstrukció legyártása után megmértem, és ha szükséges, hangolom az elkészült eszközt.

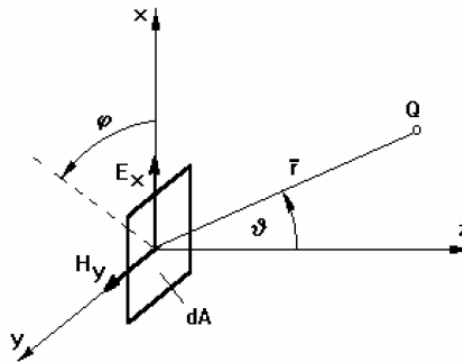
# 1. fejezet

## Elméleti bevezetés

### 1.1. Apertúra sugárzók

Az apertúra sugárzók a felületi sugárzók olyan fajtája, amelynél a nyílásfelületen kialakuló hullámfront tekinthető a sugárzás kiinduló helyének. Ide tartoznak például a paraboloid tükrök, lencse antennák és a tölcérsugárzók. A nyílásfelület másnéven az apertúra kiindulási hullámfrontjának ismeretében a sugárzó elektromágneses tere kiszámítható a Huygens-féle módszer segítségével, anélkül, hogy az áramok eloszlását ismernénk. A Maxwell egyenletekből levezethető Huyghens-Fresnel elv szerint a hullámtérben felvett felület pontjai elemi hullámforrásoknak tekinthetők. Így a mező tetszőleges pontjainak állapotát a Huygens felületelemekről ideérkező elemi hullámok szuperpozíciója adja meg [6].

Az apertúra  $dA$  nagyságú elemi Huyghens felületelire (1.1. ábra) a tér eloszlása ismert.



1.1. ábra. Elemi Huygens felületelem

A távoli mező összetevői az 1.1. ábra jelölései szerint a felületelemtől  $r$  távolságban a következők [9]:

$$dE_{\vartheta} = E_x \frac{dA}{\lambda} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \frac{1 + \cos\vartheta}{2} \cos\phi, \quad (1.1)$$

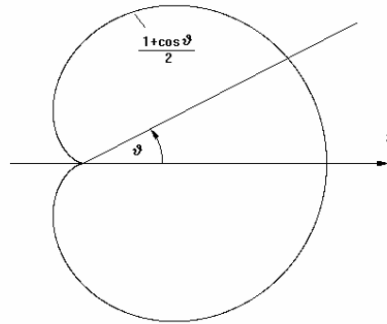
$$dE_{\phi} = E_x \frac{dA}{\lambda} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \frac{1 + \cos\vartheta}{2} \sin\phi, \quad (1.2)$$

A fenti kifejezés akkor érvényes, ha a nyílásfelületen az elektromos és a mágneses térerősség viszonya megegyezik a szabadtérrivel. Ez abban az esetben teljesül, ha a nyílás méretei jóval nagyobbak a hullámhossznál.

Az (1.2)-ből a távolféri térerősség amplitúdója:

$$dE = |dE_{\vartheta}|^2 + |dE_{\phi}|^2 = E_x \frac{dA}{\lambda r} \frac{1 + \cos\vartheta}{2}. \quad (1.3)$$

A  $\frac{1+\cos\vartheta}{2}$  képlet a kardiodoid görbe (1.2. ábra), amely megmutatja, hogy egy elemi felület-elem sugárzási diagramja kardiodoid, melynek maximuma a Poyting vektor irányába mutat, és ellenkező irányban a sugárzás zérus [9].



1.2. ábra. Kardiodoid görbe

A  $\frac{1+\cos\vartheta}{2} = 1$  közelítéssel a  $\mathbf{r}'$  helyen lévő felületen a sugárzási tere a következő:

$$dE = E_x \frac{dA}{\lambda} \frac{e^{j\beta|r-r'|}}{|r-r'|} \quad (1.4)$$

ebből az apertúra sugárzási tere:

$$E(r) = \frac{1}{\lambda} \int \int E(r') \frac{e^{j\beta|r-r'|}}{|r-r'|} dA' \quad (1.5)$$

A távolfér számításánál (1.5) nevezőjében  $|r-r'| = r$ -rel és a kitevőben  $|r-r'| = r - r' e_r$ -rel közelíthető. Ez igaznak tekinthető, mivel a távoli, azaz Fraunhofer zónán már olyan nagy távolságokat értünk, amelyek mellett az apertúra mérete elhanyagolható. Ezek alapján (1.5) a következőkre módosul:

$$E(r) = \frac{e^{-j\beta r}}{\lambda r} \int \int E(\vec{r}') e^{-j\beta r' e_r} dA' \quad (1.6)$$

A közeletér vagy más néven Fresnel zóna vizsgálatánál figyelembe kell venni, hogy a megfigyelési pont olyan közel van az apertúrához, hogy a különböző elemi felületekről ide érkező hullámok fázisa között jelentős különbség mértető. Ezért a távolság változtatásával

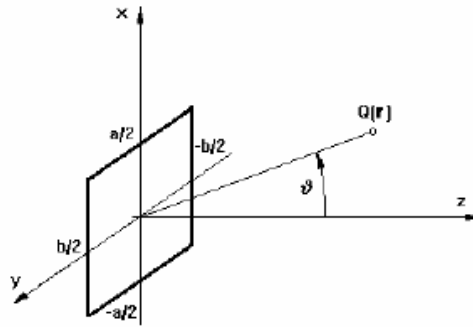


a tér nagymértékben változik és az előzővel ellentétben nem  $1/r$ -es függést mutat [9].

A közeltér és a távotér határát a (1.7) képlet adja meg, ahol  $D$  az apertúra legnagyobb mérete.

$$R_{min} = 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (1.7)$$

### 1.1.1. Az állandó fázisú és amplitúdójú nyílásfelület



1.3. ábra. Ideális apertúra

Vegyük az 1.3. ábrán látható (x-y) síkban elhelyezett ideális apertúrát, amelynek minden pontjában az amplitúdó és a fázis állandó. Legyen a négyszögletes nyílás  $x$  irányú mérete  $a$  és  $y$  irányú mérete  $b$ . Ekkor a levezetést mellőzve megadható az (x-z) síkú iránykarakterisztika [9]:

$$F(\vartheta_x) = \frac{\sin u}{u} \quad (1.8)$$

ahol

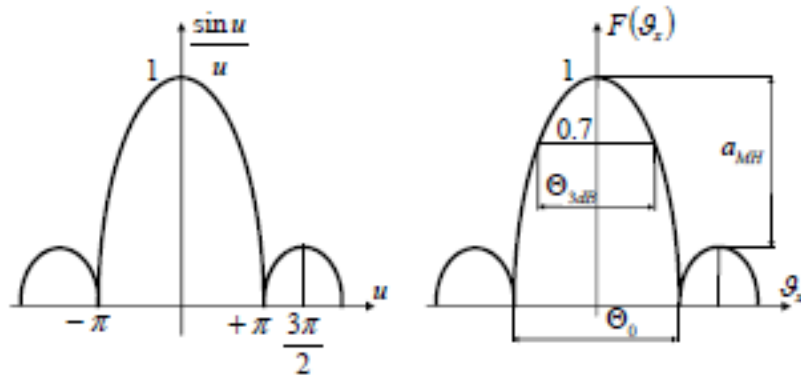
$$u = \pi \frac{a}{\lambda} \sin \vartheta_x \quad (1.9)$$

és (y-z) síkú iránykarakterisztika:

$$F(\vartheta_y) = \frac{\sin v}{v} \quad (1.10)$$

ahol

$$v = \pi \frac{b}{\lambda} \sin \vartheta_y \quad (1.11)$$



1.4. ábra. Iránydiagram

### Irányélességi szög

A  $\theta_{3dB}$  irányélesség az egyik legfontosabb jellemzője az antenna sugárzási diagramjának. Ez az érték megadja azon két irány által bezárt szöveget, amelynél a térerősség  $1/\sqrt{2}$  arányban csökken a főirány értékéhez képest. Ezek alapján:

$$\frac{\sin u}{u} = 0,7071 \quad (1.12)$$

ha  $u = 0,443\pi$

$$\theta_{3dB} = 51^\circ \frac{\lambda}{a} \quad (1.13)$$

eqrefszog-ból belátható, hogy az irányélességi szög fordítottan arányos a hullámhosszban mért apertúra mérettel.

### Kúpszög

A főnyaláb  $\theta_0$  kúpszöge, vagyis a null helyek közötti szögeltérés a következők alapján határozható meg:

$$\frac{\sin u}{u} = 0 \quad (1.14)$$

ha  $u = \pi$

$$\sin \vartheta_0 = \frac{\lambda}{a} \quad (1.15)$$

$a \gg 5$  esetén

$$\vartheta_0 = \frac{\lambda}{a} \quad (1.16)$$

$$\theta_0 = 2\frac{\lambda}{a} \quad (1.17)$$

$$\theta_0 = 115^\circ \frac{\lambda}{a} \quad (1.18)$$

Megállapítható, hogy a  $\theta_0$  kúpszöge is fordítottan arányos a hullámhosszban mért apertúra méretével.

### Melléknyaláb szint

Az iránykarakterisztika másik fontos jellemzője a melléknyaláb szint. Kiszámításához helyettesítsünk (1.8)-ba  $u = \frac{3\pi}{2}$ -t. Így  $\frac{\sin u}{u} = -\frac{2}{3\pi}$ .

A mellékharok szint decibelben kifejezve,

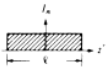

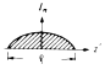
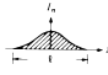


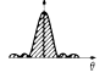

$$a_{MH} = 13,2 \text{ dB} \quad (1.19)$$

tehát az ideális antenna melléknyaláb csillapítása 13,2 dB, függetlenül a nyílás méretétől [4].

A fentiek alapján látható, hogy ideális nyílásfelületnél -ahol az amplitúdó és fázis eloszlás állandó- a mellékharok nagyok. Megállapítható, hogy a szigorú specifikációval rendelkező alkalmazások esetén szükséges ezen érték jelentős csökkentése.

A melléknyaláb szint nagymértékben redukálható, ha a mező amplitúdója a felületén nem állandó, hanem az apertúra közepén nagyobb és a szélek felé fokozatosan csökken.

A következő táblázat a különböző amplitúdó eloszlásokhoz tartozó legfontosabb iránykarakterisztika jellemzőket tartalmazza [2].

Amplitúdó eloszlás	Ideális	Háromszög	Koszinusz	Emelt koszinusz
Eloszlás $I_n$	$I_0$	$I_1 \left(1 - \frac{2}{l} z'  \right)$	$I_2 \cos \left(\frac{\pi}{l}z' \right)$	$I_3 \cos^2 \left(\frac{\pi}{l}z' \right)$
Eloszlás				
Íránydiagram				
Írányélességi szög (°) $l \gg \lambda$	$\frac{50.6}{(l/\lambda)}$	$\frac{73.4}{(l/\lambda)}$	$\frac{68.8}{(l/\lambda)}$	$\frac{83.2}{(l/\lambda)}$
Kúpszög (°) $l \gg \lambda$	$\frac{114.6}{(l/\lambda)}$	$\frac{229.2}{(l/\lambda)}$	$\frac{171.9}{(l/\lambda)}$	$\frac{229.2}{(l/\lambda)}$
Max. melléknyaláb elnyomás (dB)	13.2	26.4	23.2	31.5
Írányhatás	$2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)$	$0.75 \left[2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)\right]$	$0.810 \left[2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)\right]$	$0.667 \left[2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)\right]$

1.5. ábra. Sugárzási karakterisztikák különböző amplitúdó eloszlások esetén

Az egyenlőtlen amplitúdó eloszlásnak negatív hatásai is vannak, hiszen csökken a nyílás hatásosfelülete, így az antenna irányhatása is valamint növekszik az irányélességi szög az ideális sugárzóhoz képest.

### 1.1.2. Nyereség és hatásosfelület

Az ideális antenna nyereségét (1.20) képlet adja meg. Ebben az esetben feltételezzük, hogy az apertúra teljes felületén az amplitúdó és fázis eloszlás állandó valamint a nyílás lineáris méretei jóval nagyobbak a hullámhossznál [9].

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_h \quad (1.20)$$

A reciprocitás tétel értelmében az  $A_h$  hatásosfelület megegyezik az apertúra tényleges  $A$  méretével.

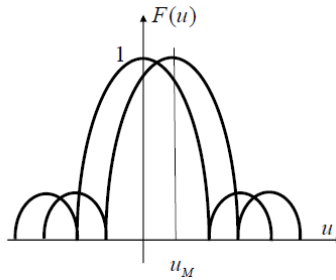
Általános esetben, amikor az amplitúdó és a fázis változik az apertúrán, a hatásosfelület

nem a tényleges mérettel egyező. Ekkor a Schwarz egyenlőtlenség értelmében  $A < A_h$ , tehát az apertúra hatások kisebb mint 1.

### 1.1.3. Fázishibák

- Lineáris fázisváltozás

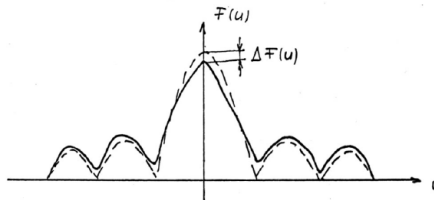
Ez egy olyan fázisváltozás amely x tengely (1.3. ábra) irányában lineáris, vagyis x-szel arányosan növekvő fáziskésés következik be. A lineáris fázisváltozás az iránydiagram elfordulását eredményezi ( 1.6. ábra).



1.6. ábra. Lineáris fázishiba

- Négyzetes fázisváltozás

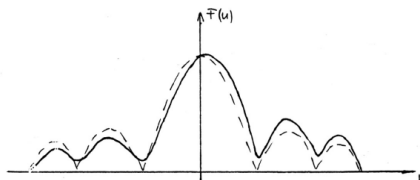
A kvadratus fázishiba a null helyek feltöltődését, a melléknyaláb szintek megemelkedését és a nyereség csökkenését okozza (1.7. ábra ) [4].



1.7. ábra. Négyzetes fázishiba

- Harmadfokú fázisváltozás

A harmadfokú tag megjelenésével a főhurok egyik oldalán egy erős mellékurok jelenik meg, a főnyaláb aszimmetrikus lesz, és a null helyek feltöltődnek (1.8. ábra).

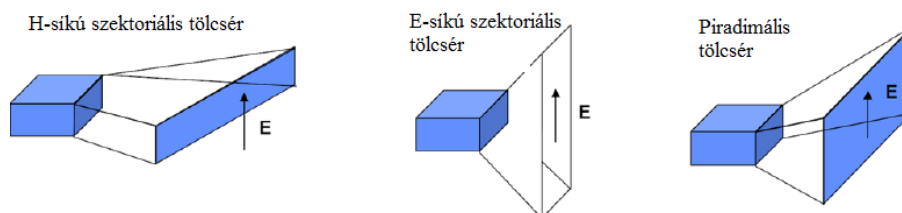


1.8. ábra. Harmadfokú fázishiba

A fázishibák miatt bekövetkező iránykarakterisztika változások a legtöbb alkalmazásban nem megengedett, ezért hatásukat kompenzálni kell.

### 1.1.4. Tölcsérantenna

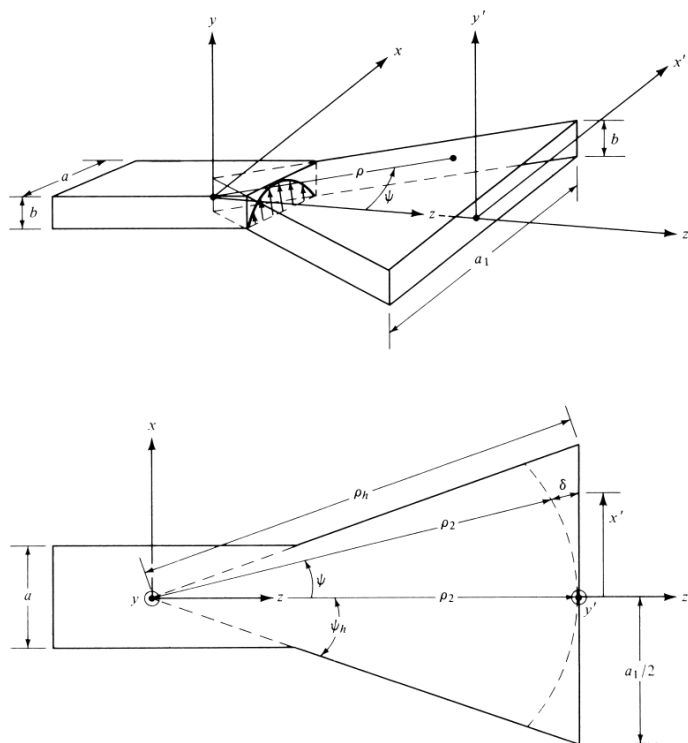
A szabad tér és a csőtápvonal közötti illesztést egy lassú átmenet segítségével a tölcsérantenna biztosítja. A tölcsérsugárzó egy közvetlenül gerjesztett apertúra sugárzónak tekinthető. A kibővítés különböző módon történhet. Négyzet keresztmetszetű antenna esetén beszélhetünk E-síkú-, H-síkú szektorális és piramidális tölcsérekről. Az első esetben az elektromos síkban, második esetben mágneses síkban, míg a harmadik esetben mindkét síkban egyszerre történik a kibővítés.



1.9. ábra. Tölcsérantennák típusai

Az antenna apertúráján kialakuló tér a csőtápvonal keresztmetszetében lévő térrel közelíthető azzal a különbséggel, hogy a tölcsér nyílásában az állandó fázisú felület henger és nem sík. Ez a másodfokú fázishiba abból fakad, hogy az apertúra széle felé közeledve a hullámoknak egyre nagyobb utat kell megtennie, így az apertúra közepén megjelenő hullámhoz képest fázist késést szenvednek [1].

### H-síkú tölcsérantenna



1.10. ábra. H-síkú tölcsérantenna

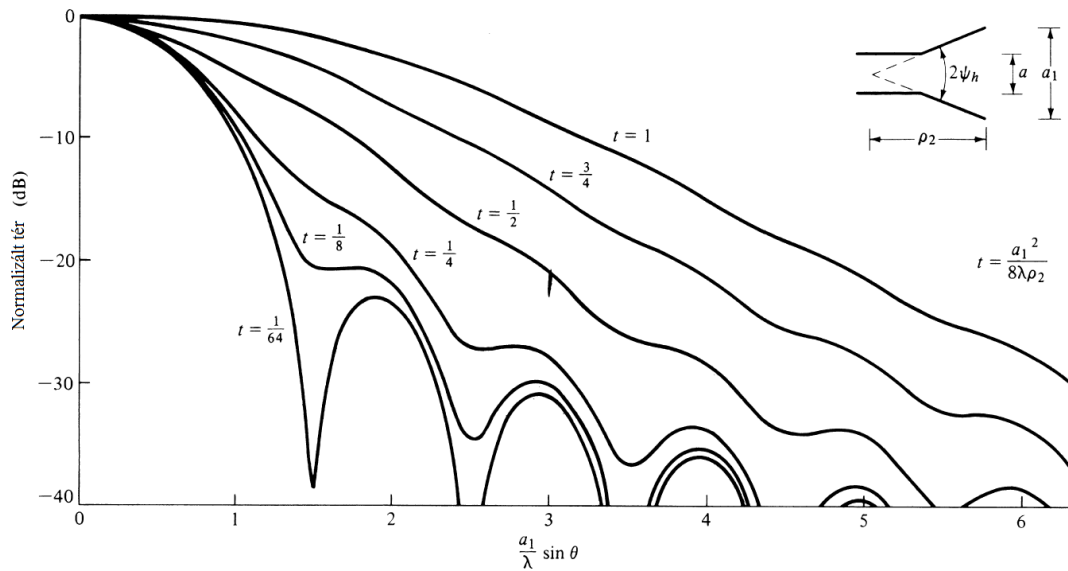
A másodfokú fázishibával terhelt apertúra tere,

$$\vec{E}(x, y) = E_0 \cos \frac{\pi x}{a_1} e^{-j8\pi t \frac{x^2}{a_1^2}} \vec{e}_y \quad (1.21)$$

$$t = \frac{a_1^2}{8\lambda\rho_2} \quad (1.22)$$

ahol  $t$  az apertúrán lévő fázishiba.

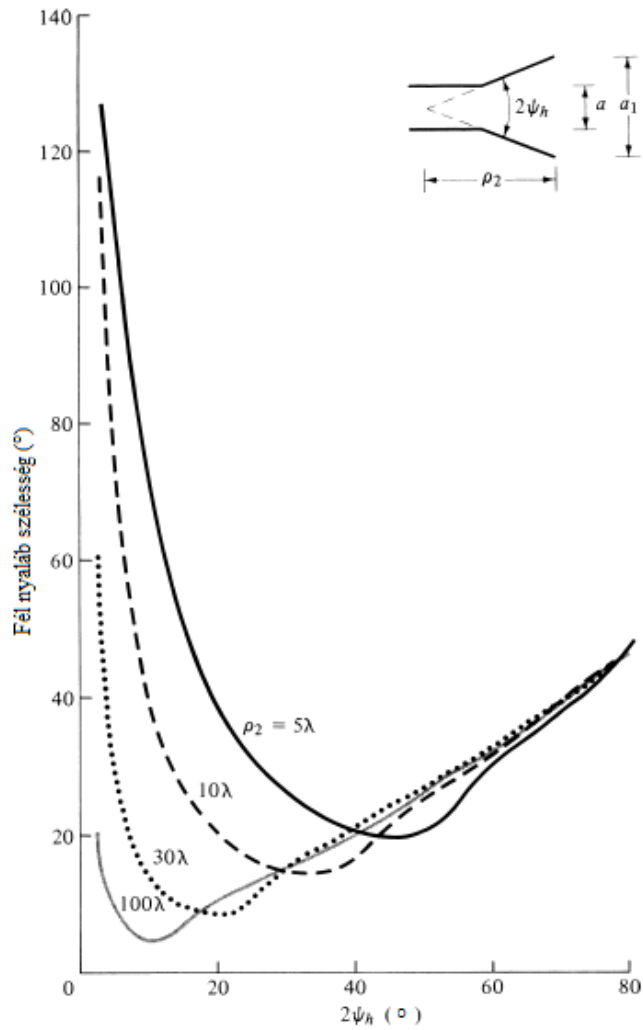
A H-síkú szektorális antennához tartozó sugárzásdiagramot az 1.11. ábrán láthatjuk.



1.11. ábra. Iránydiagram

Megfigyelhető, hogy a fázishiba növekedésével a karakterisztika null helyei feltöltődnek, a melléknyaláb szintek megemelkednek, a főnyaláb kiszélesedik. Ezen negatív hatások miatt az apertúrán lévő fázishibát mindenképpen kezelni kell.

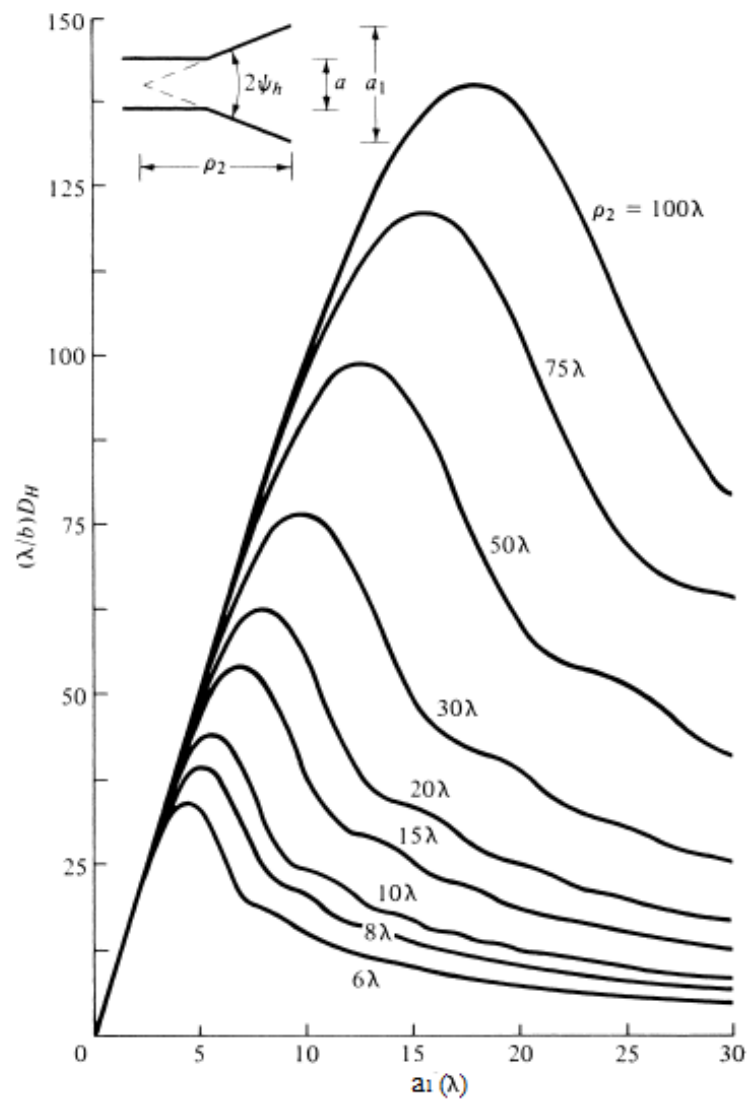
Az antenna egyes geometriai paramétereinek függvényében külön-külön is megvizsgálható az iránykarakterisztika változása. Éles irányítottágú sugárzót igen hosszú tölcser és nagyméretű apertúra esetén kaphatunk. Az 1.12. grafikon az antenna  $2\vartheta_h$  kúpszögének függvényében ábrázolja az iránykarakterisztikához tartozó félnyaláb szélességet különböző hosszúságú tölcserék esetén. Láthatjuk, hogy adott  $\psi_h$  mellett a hossz növelésével fokozatosan csökken a nyalábszélesség. Ugyanez érvényes akkor is, ha az antenna hosszát rögzítjük és az antenna nyílásszögét vagyis apertúra méretét növeljük. Az előbbi megfontolások kis kúpszögek esetén igazak, a jelentős fázishiba miatt a sugárzó nyílásszögét viszont nem érdemes egyébként sem nagyra választani [1].



1.12. ábra. Nyálábszélesség

A sugárzó méretei az  $D_H$  irányhatást is befolyásolják. Az 1.13.-as ábrán látható az antenna paramétereinek és a  $D_H$  irányhatásának kapcsolata. A grafikonról leolvasható, hogy minden tölcserhosszhoz tartozik egy optimális apertúra méret, ahol a legnagyobb nyereséget érhetjük el. Ettől jobbra vagy balra elmozdulva adott hossz mellett a  $D_H$  értéke csökken. Az 1.13. ábra azt is szemlélteti, hogy a hossz növelésével egyre nagyobb nyereségeket érhetünk el. A valóságban azonban az antenna mérete nem növelhető a végtelenségig, a méreteknél általában erősen szabott fizikai korlátai vannak [1].





1.13. ábra. Irányíthatás

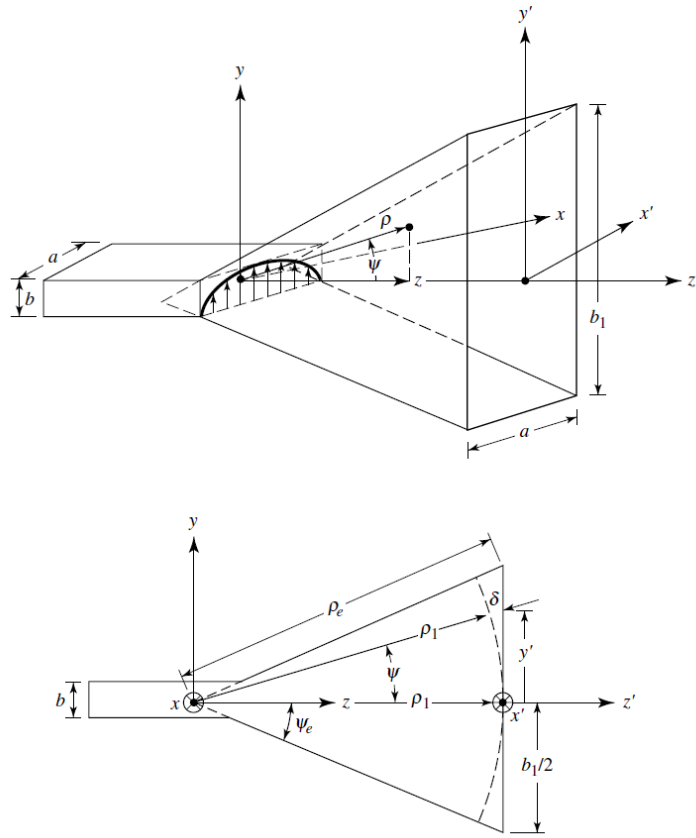
Az optimális apertúra méret

$$a_1 = \sqrt{3\lambda\rho_2} \quad (1.23)$$

az ehhez tartozó  $t_{opt}$  fázishiba

$$t_{opt} = \frac{a_1^2}{8\lambda\rho_2} = \frac{3}{8} \quad (1.24)$$

## E-síkú tölcsérantenna



1.14. ábra. E-síkú tölcsérantenna

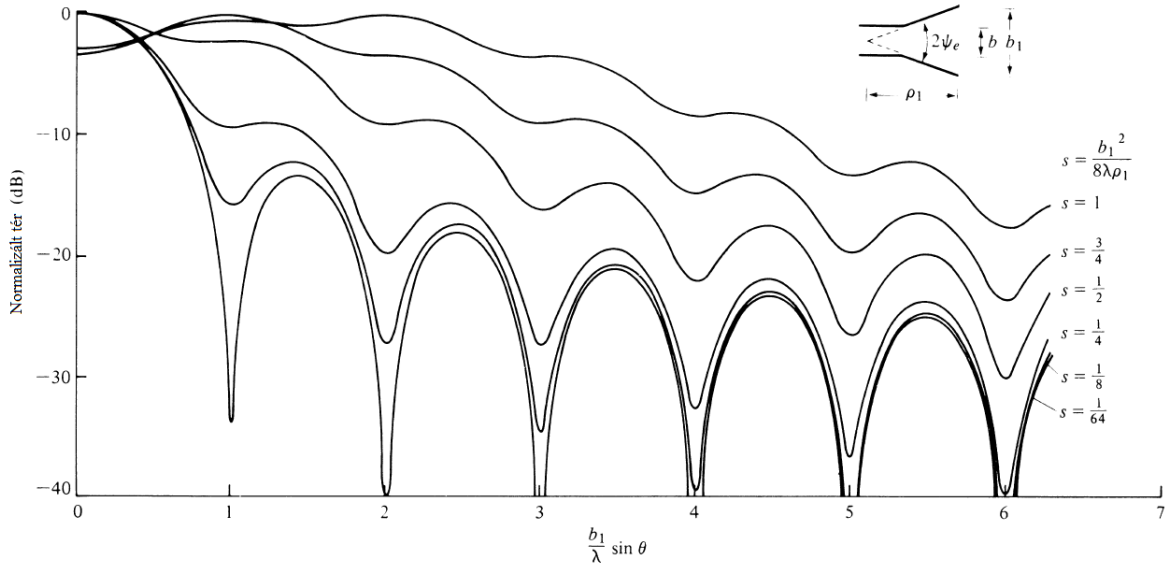
Az előző esethez hasonlóan az apertúrán kialakuló elektromágneses tér,

$$\vec{E}(x, y) = E_0 \cos \frac{\pi x}{a_1} e^{-j8\pi s \frac{y^2}{b_1^2}} \vec{e}_y \quad (1.25)$$

$$s = \frac{b_1^2}{8\lambda\rho_1} \quad (1.26)$$

ahol  $s$  az apertúrán lévő fázishiba.

Az ehhez tartozó iránydiagramot az 1.15. képen láthatjuk. Ebben az esetben szintén tapasztalható, hogy a fázishiba növelésével a null helyek feltöltődnek, a melléknyalábok megemelkednek, azonban a H-síkú antennával ellentétben a fázishiba növelésével a főnyaláb elfordul, így a főmaximum nem lesz a tengelyen [1].



1.15. ábra. Iránydiagram

A nyalábszélesség és irányhatás geometriai függése a H-síkú tölcser antennával megegyező. Az irányhatás szempontjából optimális antenna apertúrájának mérete és a hozzá tartozó fázishiba a következők,

$$b_1 = \sqrt{3\lambda\rho_1} \quad (1.27)$$

az ehhez tartozó  $s_{opt}$  fázishiba:

$$s_{opt} = \frac{b_1^2}{8\lambda\rho_1} = \frac{1}{4} \quad (1.28)$$

### Piramidális tölcserantenna

Piramidális tölcser esetén a fázishiba mindkét síkban jelentkezik. Az ehhez tartozó apertúra térerősség a következő:

$$\vec{E}(x, y) = E_0 \cos \frac{\pi x}{a_1} e^{-j8\pi s \frac{y^2}{b_1^2}} e^{-j8\pi t \frac{x^2}{a_1^2}} \vec{e}_y \quad (1.29)$$

Az antenna karakterisztikája közvetlenül származtatható az E és a H-síkú antennák iránykarakterisztikájából.

Az irányhatása következőképpen fejezhető ki:

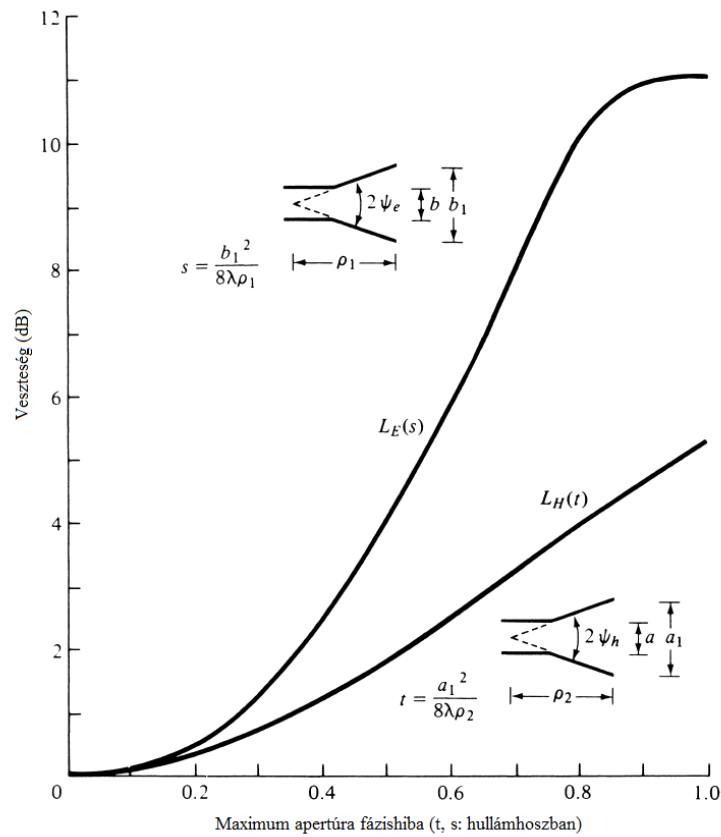
$$D_p(\text{dB}) = 10[1,008 + \log_{10}(\frac{a_1 b_1}{\lambda^2})] - (L_E + L_H) \quad (1.30)$$

vagy

$$D_p = \frac{\pi \lambda^2}{32ab} D_E D_H \quad (1.31)$$

ahol a  $D_E$  a szektorális tölcseranntennák nyeresége.

Az  $L_E$  az E-, míg az  $L_H$  a H-síkban fellépő fázishiba miatti veszteség dB-ben. Az ehhez tartozó értékeket az 1.16. görbéről olvashatjuk le.



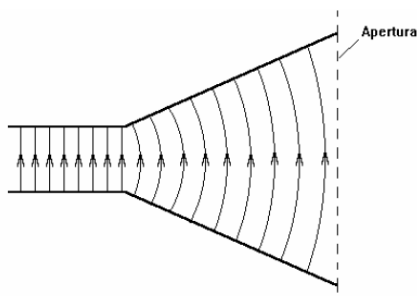
1.16. ábra. Veszteségek

A fázishiba növelésével jelentősen megnövekednek a veszteségek, csökkentve a antenna irányhatását.

A fejezetben megadott paraméterek pontos levezetése megtalálható az [1] irodalomban.

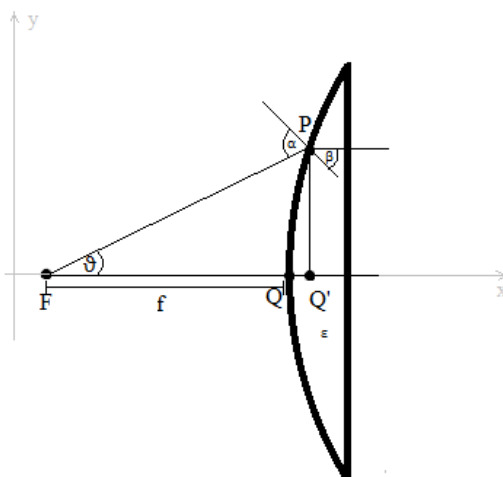
## 1.2. Lencsék

Mint ahogy már fentebb is említettem a tölcserantenna apertúrájának síkjában a fázis nem állandó, a fázisfront görbült (1.17. ábra). Ez a másodfokú fázishiba nyereségcsökkenést és nem kívánatos iránykarakterisztika módosulást okoz, így a rendellenesség kompenzálása szükségyszerű. Leggyakrabban a felmerülő problémákat fém és dielektromos lencsék alkalmazásával korrigálják [9].



1.17. ábra. Fázisfront

Az egyik legfontosabb feladat a fázisjavításra szolgáló lencse profiljának meghatározása. Ennek megállapítására induljunk ki az 1.18. ábrán látható elrendezésből.



1.18. ábra. Lencseprofil

Az F pontból kiinduló  $\lambda$  hullámhosszú gömbhullámokat az  $\epsilon_r$  permittivitású,  $n = \sqrt{\epsilon_r}$  törésmutatójú lencse síkhullámokká alakítja. A lencse alakját úgy határozhatjuk meg, hogy a lencse profil bármely P és a F pontja közötti hullámhosszban mért úthossz megegyezik az F Q és Q között mért úthosszal, azaz:

$$\vec{FP} = \vec{FQ} + n\vec{QQ'} \quad (1.32)$$

A pontos levezetés megtalálható a [11] irodalomban. Ebben a szakaszban csak a végered-

ményt közlöm, miszerint a lencse profiljának egyenlete a Decartes koordinátákkal kifejezve:

$$\frac{x^2}{\left(\frac{f}{n+1}\right)^2} - \frac{y^2}{f^2 \frac{n-1}{n+1}} = 1 \quad (1.33)$$

ahol az  $f$  egyenlő a lencse és az  $F$  pont távolságával.

### 1.2.1. Fémlemez lencse

A lencse lineárisan polarizált hullámok fókuszálására alkalmas. A fémlemezek közötti hullámterjedés közelíthető úgy, mintha a hullám két egymástól  $b$  távolságra lévő végtelen kiterjedésű párhuzamos fémlemezek között terjedne, amely egy olyan négyszög keresztmetszetű csőtápvonalnak tekinthető, ahol a tápvonal egyik oldala  $a$  tart a végtelenhez, míg a másik oldal hossza  $b$  távolsággal egyezik meg. Ezek alapján a csőtápvonal egyenleteibe behelyettesítve a kialakuló  $\Lambda$  hullámhossz [5] [7]:

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2d}\right)^2}} \quad (1.34)$$

a határ hullámhossz:

$$\lambda_c = \frac{2b}{n} \quad (1.35)$$

és a fázissebesség:

$$v = \frac{\Lambda}{\lambda} c \quad (1.36)$$

ahol  $c$  a terjedési sebesség vákumban.

A lemezek  $b$  távolságát úgy érdemes megválasztani, hogy az  $n = 1$ -hez tartozó alaplómódus létrejöhessen, de a magasabb módusok már nem, ami azt jelenti, hogy  $n = 2$ -höz tartozó módus határhullámhossza legyen kisebb, mint a hullámhossz. Így  $b$  a következő értéket veheti fel:

$$0,5\lambda < b < \lambda \quad (1.37)$$

A lencse törésmutatója

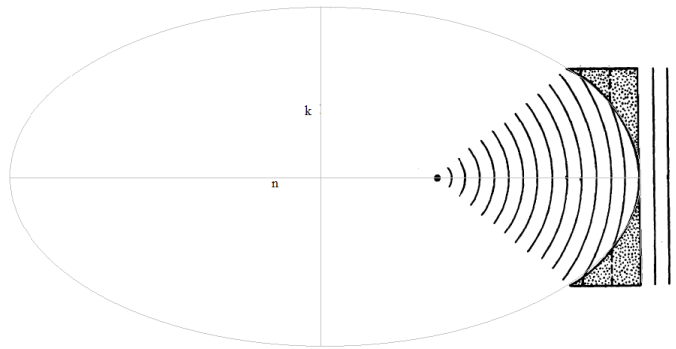
$$n = \frac{c}{v} = \frac{\lambda}{\Lambda} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2} < 1 \quad (1.38)$$

egyenlettel adható meg.

Látható, hogy a törésmutató egynél kisebb. Ezt az eredményt a lencseprofil megadó (1.33) egyenletbe visszahelyettesítve egy ellipszis alakú, henger szimmetrikus lencse profil kapunk, amelynél a kis tengely ( $k$ ) és nagy tengely ( $n$ ) nagysága a következő :

$$k = \frac{f}{n + 1} \quad (1.39)$$

$$n = f \frac{1 - n}{n + 1} \quad (1.40)$$



**1.19. ábra.** *Lencseprofil*

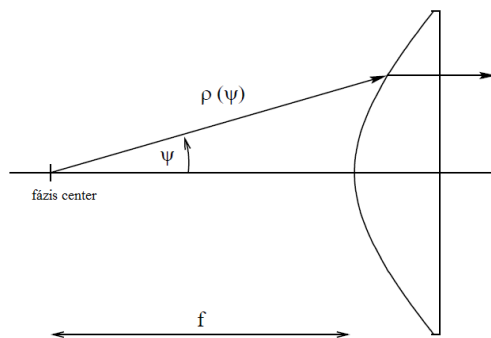
Összefoglalva az eredményeket megállapítható, hogy a tölcserantennáknál fellépő másodfokú fázishiba javítható egy olyan fémlemezekből álló lencse segítségével, amelynél a lencse profilja ellipszis és a lemezek távolsága a hullámhossz fél és egyszerese közé esik. Az egynél kisebb törésmutató miatt a lencsében terjedő hullám fázissebessége nagyobb a szabad térben terjedőhöz képest, a szélek felé egyre vastagodó lencse kompenzálja úthossz különbségeket. A lemezek megfelelő távolsága megválasztásával elérhető, hogy a  $TE_{10}$  módus mellett magasabb modulusok ne alakuljanak ki. Fontos megjegyezni TE módus esetén elektromos tér párhuzamos a lemezekkel [7].

### 1.2.2. Dielektromos lencse

A fázishiba javításának egy másik lehetősége a mikrohullámú dielektromos lencse használata. A dielektromos lencse felépítése és működése azonos a fénytani lencsékével. Az 1-nél nagyobb törésmutató miatt a lencsében kialakuló kisebb fázissebesség az úthossz különbséget kompenzálja azáltal, hogy a lencse közepén a legvastagabb, majd a szélek felé fokozatosan vékonyul.

### Hiperbolikus lencse

A (1.33) képletbe helyettesítve az anyag törésmutatóját egy hiperbola lencseprofil adódik (1.20. ábra). A lencse profilját leíró egyenletet az (1.41) képlet adja meg [8].

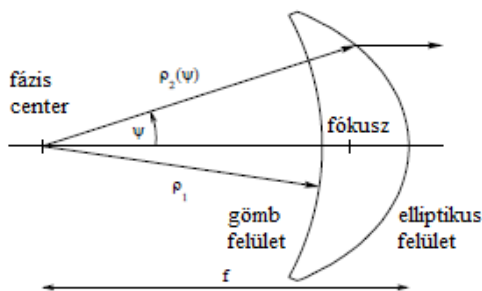


1.20. ábra. Hiperbolikus lencse

$$\rho(\psi) = \frac{(n-1)f}{n \cos \psi - 1} \quad (1.41)$$

### Elliptikus lencse

A dielektromos lencse egy másik megvalósítási formája az 1.21. képen látható elliptikus lencse.



1.21. ábra. Elliptikus lencse

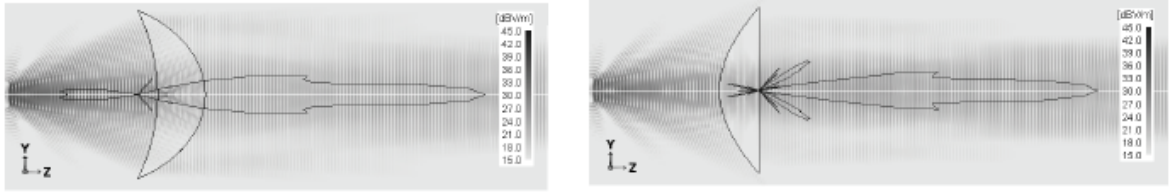
Ebben az esetben a lencsét belülről egy gömb míg kívülről egy elliptikus felület határolja. Az elliptikus profilt leíró egyenlet polár koordinátákban kifejezve:

$$\rho_2 = \frac{(n-1)f}{n - \cos \psi} \quad (1.42)$$

ahol  $n$  a lencse törésmutatója.

Ez a geometria jobb melléknyalábelyomást és magasabb nyereséget biztosít. Az elliptikus lencse egy nagy hátránya a hiperbolikus lencsével szemben, a nagy hátrasugárzás, amelyet a lencsére merőlegesen beeső hullámok reflexiói okoznak (1.22.). Mind két esetben a nemkívánatos reflexiók és a diffrakciók miatt lépnek fel az iránykarakterisztikán megjelenő melléknyalábok [10].





1.22. ábra. Elliptikus és hiperbolikus lencse iránykarakterisztikájának összehasonlítása

### 1.3. Visszaverődés a szigetelő felületekről

Ha lineárisan polarizált síkhullám esik egy szigetelő felületére, azt tapasztaljuk, hogy egy része visszaverődik, a másik része áthalad a szigetelőn. A teljes energia visszavert hányada a dielektrikum törésmutatójától függ. Vegyük azt az esetet, ahol  $n_1$  és  $n_2$  törésmutatójú közegek határfelületére  $E_0$  amplitúdójú hullám esik. A reflektált hullám amplitúdóját jelöljük  $\rho E_0$ -val, a transzmittáltét  $TE_0$ -val. Ekkor a  $\rho$  reflexió együttható közel merőleges beesésnél:

$$\rho = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \quad (1.43)$$

Az egyenlet szerint  $\rho$  negatív, ha a hullám kisebb törésmutatójú közegből nagyobb törésmutatójú közegbe lép át, ez tehát a visszavert hullámra nézve  $180^\circ$ -os fázisugrást jelent.

Ugyanerre a megoldásra jutunk akkor is, ha alkalmazzuk a síkhullámoknál tanult távvezeték analógiát.

A közeg hullámimpedanciája általánosan:

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (1.44)$$

A reflexió értéke  $Z_2$  hullámimpedanciával lezárt  $Z_1$  hullámimpedanciájú távvezeték esetén pedig:

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (1.45)$$

Az (1.44) egyenletet felhasználva egyes közegek impedanciája veszteségmentes  $-\sigma = 0$  – esetben :

$$Z_1 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_1}} = \frac{1}{n_1} \quad (1.46)$$

és

$$Z_2 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_2}} = \frac{1}{n_2} \quad (1.47)$$

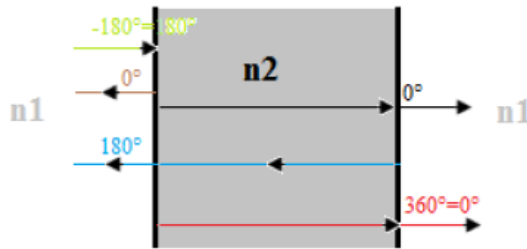
Az (1.45)-be helyettesítve az (1.46) és az (1.47) értékeket  $\Gamma$ -ra  $\rho$ -val megegyező eredményt kapunk [5].

Vizsgáljuk meg ezután a visszavert és a transzmittált hullámok fázisviszonyait arra az esetre, amikor egy  $n_1$  törésmutatójú közegbe vékony,  $n_2$  törésmutatóval rendelkező szigetelő réteget helyezünk el:

1. A réteg vastagsága legyen  $(k + 1) \cdot \lambda_2/2$

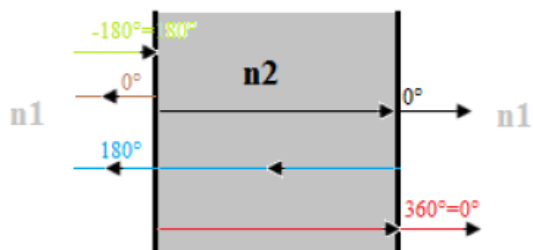
ebben az esetben  $\lambda_2$  a kettős közegben mérhető hullámhossz és  $k$  egész szám.

Ekkor a beérkező hullám egy része az első közeget határhoz érve visszaverődik, egy meghatározott hányada pedig továbbhalad. A transzmittált hullám a második határhoz érve újra reflektálódik és egy része újra tovább halad. Mivel az egyes közegekből érkező hullám ellentétes fázisban verődik vissza az  $n_2$ -es anyagról és a fázisváltozás nélkül tovább haladó hullám minden visszaverődéskor  $2 \cdot (k + 1) \cdot \lambda_2/2$  hosszú utat tesz meg, vagyis fázisa éppen  $(k + 1) \cdot 360^\circ$ -ot változik amíg vissza ér az egyes közeget határhoz, ekkor a reflektált hullámok éppen ellentétes fázisban összegződnek az első határon. Következésképpen ezen rétegvastagság esetén lesz a reflexió minimális. Ha ugyanezt a gondolatmenetet a transzmittált hullámmal is végig követjük, azt tapasztaljuk, hogy a kettős közeget határon a hullámok éppen fázishelyesen összegződnek, így a transzmisszió maximális (1.23. ábra).



1.23. ábra. Fázis változás első esetben

2. Vegyük most azt az esetet amikor a dielektrikum vastagság éppen  $(2k + 1) \cdot \lambda_2/4$ . Az előzőekkel ellentétben itt a visszavert hullámok találkoznak fázishelyesen és a transzmittált hullám lesz minimális (1.24. ábra).

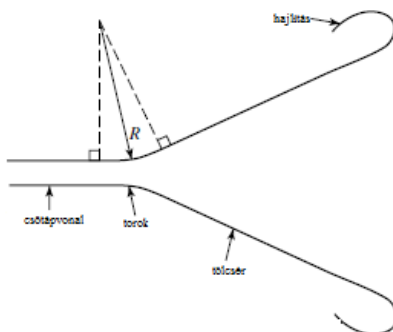


1.24. ábra. Fázisváltozás második esetben

Tölcsérantennánál a fázisjavításra szolgáló dielektromos lencse vastagságának beállításakor a fentebb leírtakat is vigyelembe kell venni. A melléknyalábok és a hátrasugárzás minimalizálásának érdekében a dielektrikumról reflektált hullámokat minél jobban csökkenteni kell.

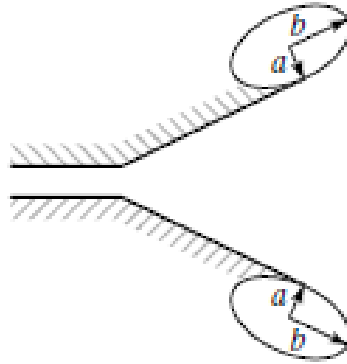
#### 1.4. Apertúracsatolt tölcserantenna

Az antenna iránykarakteristikáját jelentősen befolyásolja a torokban és az apertúra szélén fellépő éldiffrakció. Mind a csőtápvonal és a tölcser antenna találkozásánál, mind az apertúra szélén használt speciális lekerekítés - amelyet az 1.25. ábrán láthatunk - alkalmazása egyenletesebb karakterisztikát, kisebb hátrasugárzást eredményez [1].



1.25. ábra. Apertúra csatolt antenna

Ez a megoldás nem szünteti meg a diffrakciót csak a nemkívánatos éldiffrakciót helyettesíti hajlított felületi diffrakcióval, amely számunkra jobb iránykarakterisztikát és illesztést biztosít az antenna és a szabadtér között. Mindemellett nem befolyásolja jelentősen az antenna méretét, tömegét, sávszélességét és költségeit.



**1.26. ábra.** Apertúracsatolt antenna

A csatolás megvalósítható ellipszis, kör vagy egyéb konvex keresztmetszetű hajlított felület segítségével, ahogy az 1.26. ábrán is látható.

Ellipszis estén az optimális paraméterek a következők:

$$1,69\lambda < a < 8,47\lambda \quad (1.48)$$

$$b = 2a \quad (1.49)$$

Az  $a$  sugarú kör használatánál a megfelelő értéket az (1.50) összefüggés adja meg [1].

$$2,5\lambda < a < 5\lambda \quad (1.50)$$

## 2. fejezet

# Szimulációs eredmények

A következő részben tölcserantenna szimulációjával foglalkozom. A szimulációt CST Microwave Studio-val végeztem [3]. Első lépésben megvizsgálom, hogy egy általános piramidális horn antenna, a szigorúra szabott méretek mellett, hogyan teljesíti a specifikációban leírt követelményeket. Ezután egy ideális apertúrájú antennát feltételezve meghatározom azokat a geometria nagyságokat, amelyek megvalósítják a kiírásban szereplő iránykarakterisztikával és bemeneti reflexióval szemben támasztott elvárásokat. Foglalkozom a Horn antennánál fellépő másodfokú fázishiba javítási lehetőségeivel, a szimulációk során megvizsgálom a különböző profilú diektromos és fémlemez lencsék hatásait. Optimalizálom a lencsék vastagságát a megfelelő reflexiók érdekében, majd alkalmazom az apertúracsatolt tölcseért az éldiffrakció és annak káros hatásainak kompenzálására. Végül a megfelelő iránydiagram mellett megvizsgálom a bemeneti reflexió csökkentési lehetőségeit, itt kitérve a hangoló csavarok használatára.

### 2.1. Geometriai méretek vizsgálata ideális apertúra feltételezése mellett

Vegyünk első közelítésben egy olyan ideális -egyenletes amplitúdó és fázis eloszlással rendelkező tölcserantennát, amely teljesíti a kiírásban szereplő geometriai paramétereket (apertúra szélesség: 8,35 mm magasság: 107 mm ). Ebben az esetben sávközépi frekvencián számolva a 3dB-es irányélességi szög az elméleti összefoglalóban leírt (1.13) képlet alapján horizontális síkban  $23^\circ$ , míg vertikális síkban  $1.87^\circ$ . Látható, hogy a kiírásban meghatározott fizikai paraméterek mellett az antenna nem teljesíti a horizontális síkban elvárt  $12^\circ$ -os nyalábszélességet. Mivel egyenletes amplitúdó eloszlás mellett kapjuk a legkisebb irányélességet, ezért ezen szög csökkentésének egyetlen lehetséges módja, ha az apertúra méretét megnöveljük a szükséges nagyságra.

Ismét az (1.13) egyenletet felhasználva megállapíthatjuk, hogy  $12^\circ$ -os szög eléréséhez legalább 16,66 mm széles apertúra szükséges és ezért a későbbi szimulációk során erre a paraméterre 17 mm-t állítottam be.

A követelményekben az apertúra másik oldalának hosszára a kikötés a maximális 107 mm, az előírt  $3^\circ$ -os nyalábszélességet már egy 67 mm magas ideális apertúra is teljesíti, így ez az előírás nem akadályozza az elvárt élesség megvalósítását. A későbbiekben látni fogjuk,

hogy ebben a síkban az antenna méretét egyéb megoldások tovább növelik, ezért az apertúra nagyságát a maximálisan előírt 107 mm helyett 90 mm-re választottam.

Ezen adatokat az ideális apertúra nyereségének (1.20) képletébe helyettesítve G-re körülbelül 31,5 dB adódik. Így a nyalábszélességek követelményeinek kielégítésével, egyenletes amplitúdó eloszlás esetén, a nyereségre vonatkozó előírás is teljesül.

Egy másik paraméter, amire érdemes még külön kitérni, a melléknyalábelnyomás. Ahogy az 1. fejezetből kiderül, egy ideális apertúránál a melléknyaláb szint -13,2 dB, függetlenül a nyílás méretétől. A feladatban megfogalmazottak szerint, azonban a megtervezendő tölcésérantennának horizontális síkban 20 dB-es, míg vertikális síkban 15 dB-es melléknyalábelnyomással kell rendelkeznie. Ezen követelmények teljesítése érdekében, a szintén első fejezetben ismertetett, nem egyenletes amplitúdó eloszlású antenna alkalmazása a megoldás. Ez a konstrukció a -ahogy említettem- negatív hatással van mind az irányélességre, mind pedig a nyereségre.

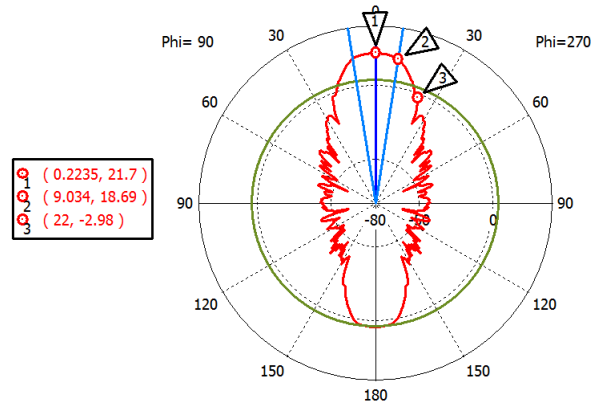
## 2.2. Fázishibával terhelt tölcésérantenna tulajdonságai

Eddig olyan antennáról tettem említést, amelynél minden esetben feltételeztem, hogy az apertúrán a fázis állandó. A valóságban azonban egy tölcésérantennánál az úthossz különbségek miatt másodfokú fázishiba lép fel. Ennek okán több negatív hatás is jelentkezik. Azt tapasztalhatjuk, hogy a melléknyaláb szintek megemelkednek, a nullhelyek feltöltődnek, a nyereség csökken. Ezért ezt mindenképpen kompenzálni kell a tervezés során. Első lépésben megvizsgáltam, hogy a fent említett apertúra méretek mellett kapott szimulációs eredmények mennyire egyeznek meg az elméleti részben leírtakkal. Az antenna hosszát ekkor 130 mm-re választottam, mivel a maximálisan megengedett terjedelem ebben az irányban 150 mm, de figyelembe véve a csatlakozó méretét és egyéb paramétereket, ez optimális választásnak bizonyult.

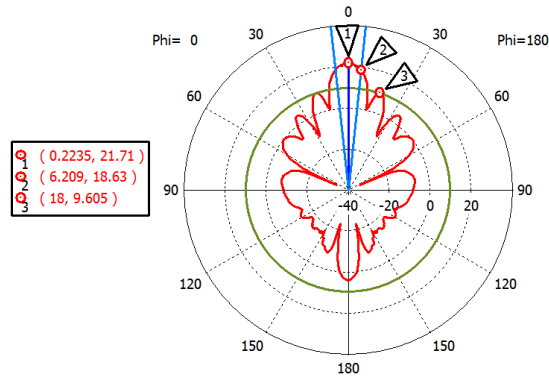
Az 1.1.4-es részben szereplő képletek és diagramok alapján a várt értékek a következők:

- horizontális síkban 18°-os nyalábszélesség
- vertikális síkban körülbelül 16°-os nyaláb szélesség
- maximálisan 20 dB-es irányhatás

A szimuláció eredményeit a 2.1.-as és a 2.2.-es ábrákról olvashatjuk le. Az említett másodfokú fázishiba miatt az antenna karakterisztika jelentősen romlott, a főnyaláb szélességekre 18° és 12°-ot kaptam az ideális 12° és 3° helyett, míg a nyereség a 22 dB-t sem éri el. Ez közelítőleg megfelel a fentebb leírtaknak.

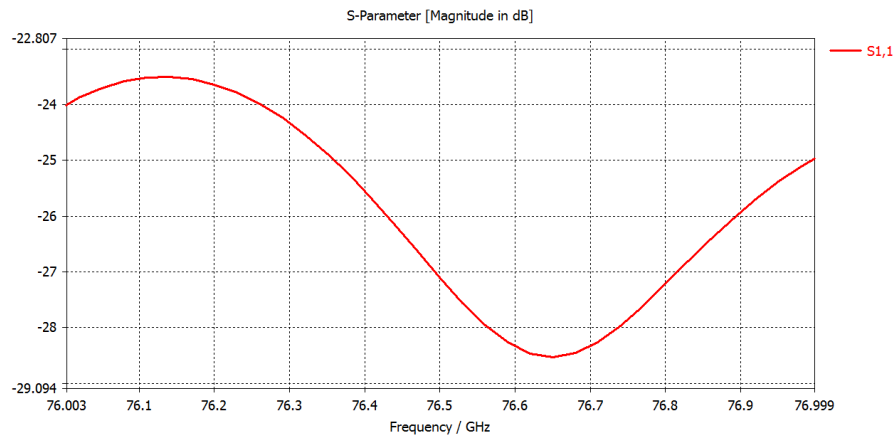


2.1. ábra. Iránydiagram H síkban

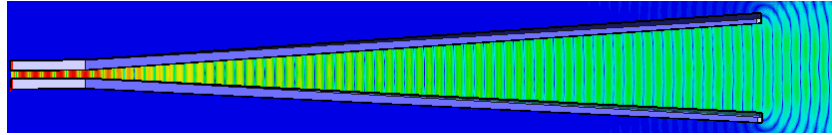


2.2. ábra. Iránydiagram V síkban

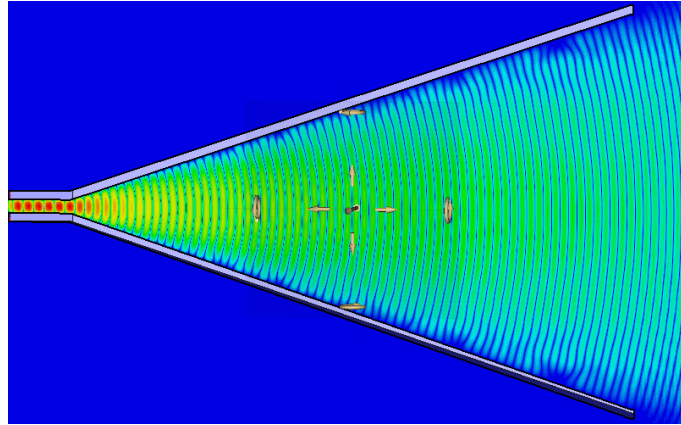
A bemeneti reflexió a 76 - 77 GHz-es sávon -24 és -28,5 dB között található (2.3. ábra).



2.3. ábra. Bemeneti reflexió



2.4. ábra. Fázisfront H síkban



2.5. ábra. Fázisfront V síkban

A fenti két szimulációs eredményen jól megfigyelhető a görbült fázisfront. Abban a síkban, ahol a tölcser élesebben nyílik -a vertikális síkban- a fázishiba jelentősebb, így a hullámfront görbülete is nagyobb.

## 2.3. Fázishiba javítása

Az úthossz különbségek miatt fellépő másodfokú fázishiba növeli a főnyaláb szélességét és jelentősen csökkenti az antenna irányhatását. A probléma kiküszöbölésére leggyakrabban az antenna apertúrájában elhelyezett lencsét használnak. Mind a dielektromos mind a fém lencse kompenzálja az apertúra szélei felé egyre növekvő fáziskésést, így javítva az iránykarakterisztika tulajdonságait. Ezek alkalmazásakor azonban számolni kell plusz csillapítással és a különböző közeghatárokon fellépő reflexiókkal. Mint azt későbbiekben látni fogjuk a lencsék alkalmazásakor a bemeneti reflexió értéke jelentősen romlik, amely a későbbiek során javításra szorul.

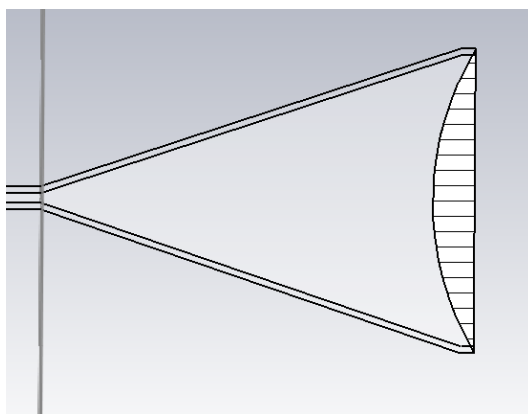
### 2.3.1. Hiperbolikus lencse

Dielektromos lencse anyagát teflonra (politetrafluoretilén, PTEF) választottam, amelynek  $\epsilon_r$  relatív permittivitása 76 GHz-en körülbelül 2.1 és a veszteséget jellemző  $\tan\delta$  megközelítőleg 0,004. A dielektrikum kiválasztásánál fontos szempont volt, hogy mindenképpen kis veszteségű anyagra essen a döntés, így minimalizálva a lencsében fellépő csillapítást. A nem túl magas  $\epsilon_r$  biztosítja a dielektrikum felületén fellépő reflexiók kézbe tartását. A -40 - +70 °C előírt működési tartomány miatt lényeges, hogy a választott anyag hőtani adatai megfelelőek legyenek vagyis az anyag hőtágulása a megengedhető szint alatt maradjon.



Az elméleti részben leírtak alapján a dielektromos lencse egy megvalósítási lehetősége a hiperbolikus lencse. Ekkor a hengersizmetrikus lencsét egyik oldalról egy sík, másik oldalról egy hiperbola felület határolja. A könnyebb kezelhetőség érdekében a hiperbolát egy bizonyos térszögig közelíthetjük egy simuló körrel. Geometriai optika felől közelítve a problémát, a lencsénk tekinthető egy olyan féldomború (plankonvex) gyűjtőlencsének, amelynek  $f$  fókusz távolságát a tölcsér hossza adja. Ekkor az optikában jól ismert  $\frac{1}{f} = (n-1)\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)$  egyenletet felhasználva, megkaphatjuk a dielektromos lencse  $R_1$  görbületi sugarát, figyelembe véve, hogy  $R_2$  a síkfelület miatt tart a végtelenhez.

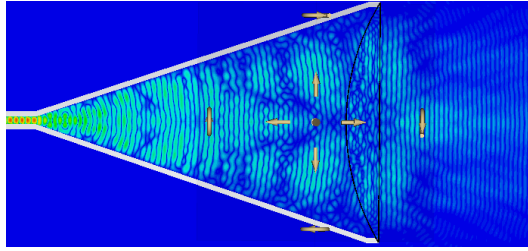
A kapott eredményeket felhasználva a programban elvégeztem a lencsével kiegészített tölcsérantenna (2.6.) szimulációját.



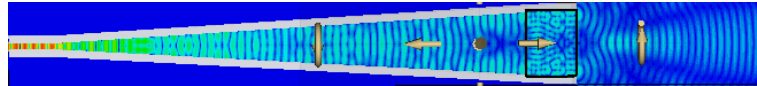
**2.6. ábra.** A lencsével kiegészített tölcsérantenna  $V$  síkú metszete

A lencse használatával sikerült vertikális síkban a nemkívánatos fázishibát javítani (2.7. ábra), így elérni  $3^\circ$ -os nyalábszélességet és a körülbelül 19 dB-es melléknyaláb elnyomást. A nyereség értéke így jelentősen lecsökken, mely több okból is adódhat. Először is számolnunk kell a lencse csillapításának, az egyes határfelületeken jelentkező többszörös visszaverődések, valamint az apertúra és a torok élein fellépő diffrakció hatásaival.

Mivel horizontális síkban az alkalmazott lencse nem végez fáziskompenzálást (2.8. ábra), ezért az antenna távoltéri tulajdonságai nem javulnak, sőt a fentebb említett hatások miatt a nyereség romlik.



2.7. ábra. Térerősség vertikális síkban



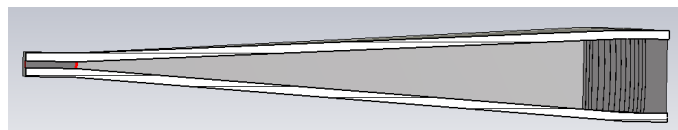
2.8. ábra. Térerősség horizontális síkban

A következőkben a horizontális síkban megjelenő fáziskésés javítására egy gömbszimmetrikus lencsét alkalmaztam. Ebben a síkmetszetben sokkal kisebb az eltérés a lencse szélein és a középén mérhető vastagságok között, hiszen az antenna nyílásszöge és így a fellépő fázishiba is elenyészőbb mint a vertikális síkban. Ezen geometria használatával sikerült tovább redukálni a lencse nélkül kapott  $18^\circ$ -os nyalábszélességet. A dielektrikum használatakor azonban szembe találjuk magunkat azzal a jelentős problémával, hogy az eredeti  $-28$  és  $24$  dB közé eső reflexió érték számottevően megemelkedik, néhol akár a  $-5$  dB-es értéket is meghaladja.

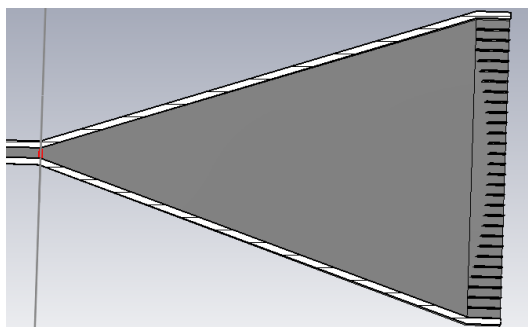
### 2.3.2. Fém lencse alkalmazása

Az elméleti részben megismerkedtünk azzal, hogy a tölcsér antennánál fellépő fázishiba kompenzálható egy olyan szájnnyílásba vízszintesen (horizontális polarizáció miatt) elhelyezett fémlencsével, amely elliptikus lencseprofilal rendelkezik és a lemezek távolsága  $\lambda/2$  és  $\lambda$  közé esik.

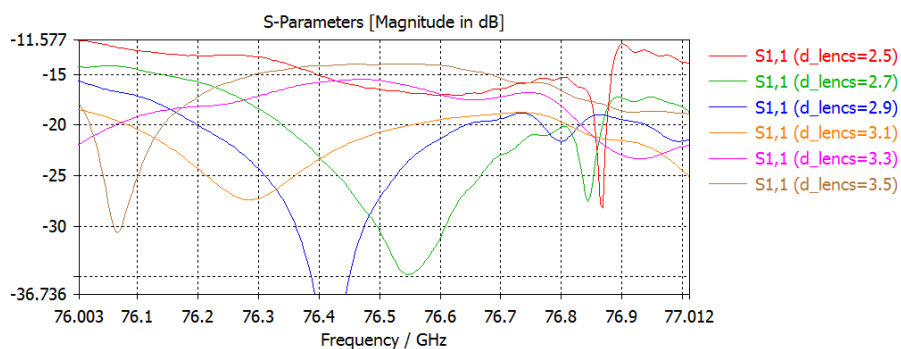
A 2.2. fejezetben meghatározott méretű tölcsérantenna nyílásába egyenlő  $d$  távolságra lévő vékony fémlemezket helyeztem el, majd az elméleti részben meghatározott ellipszis segítségével kialakítottam a lencseprofilot úgy, hogy az mind a két síkban kompenzálja a fázishibát. Ezek után megvizsgáltam a lemezek optimális távolságát a reflexió szempontjából. Az eredményeket a 2.11. ábrán láthatjuk a  $d$  függvényében.



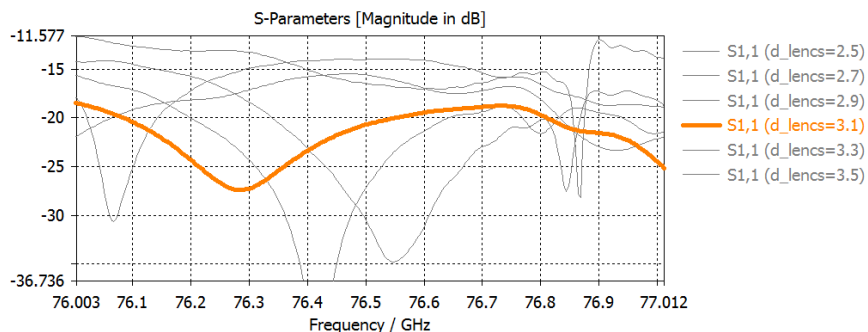
2.9. ábra. Antenna H síkú metszete



2.10. ábra. Antenna V síkú metszete



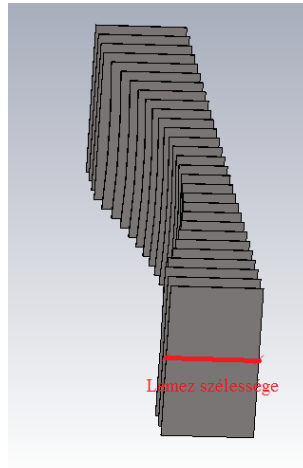
2.11. ábra. Bemeneti reflexió különböző lemez távolságok esetén



2.12. ábra. Bemeneti reflexió a legjobb esetben

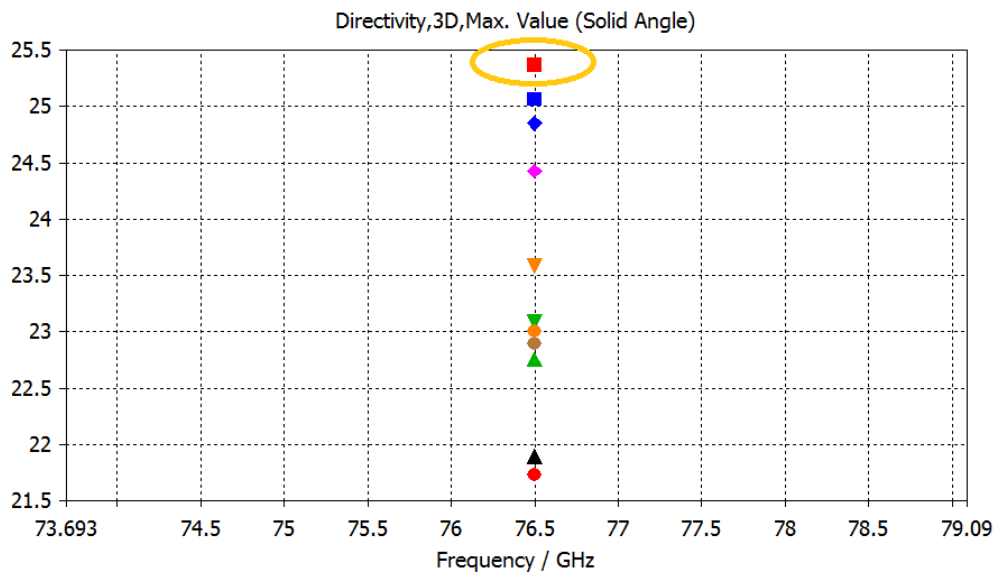
Mivel a legjobb bemeneti reflexiót -amely a teljes sávon végig -18 dB alatt marad- 3,1 mm-es lencse távnál kaptam (2.12. ábra), ezért a továbbiakban ezt alkalmaztam.

Két fémlemez által határolt térrész elképzelhető egy olyan kis méretű csőtápvonalnak, amelyben a fázissebesség nagyobb az eredetienél. Az apertúra szélei felé az "elemi csőtápvonalak" hossza fokozatosan növekszik azért, hogy az ott fellépő fáziskésést kompenzálja.

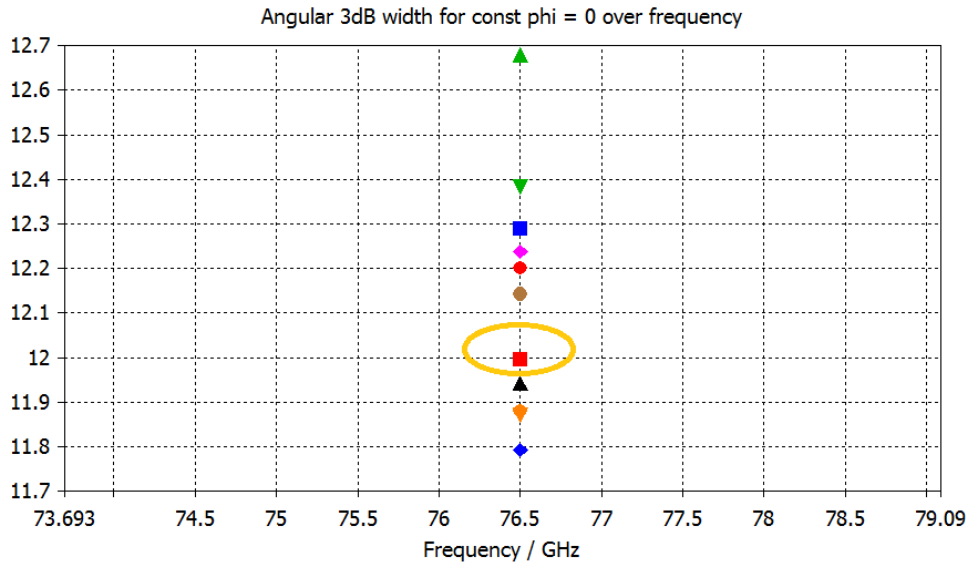


2.13. ábra. Fém lencse

A következő szimulációs eredmények azt mutatják, hogy néhány "elemi csőtápvonal" hossz (a hossz alatt itt fémlemez szélességét értem) mellett az antenna iránykarakteristika hogyan változik lerögzített görbületi sugár és lemez távolság mellett (2.13.).

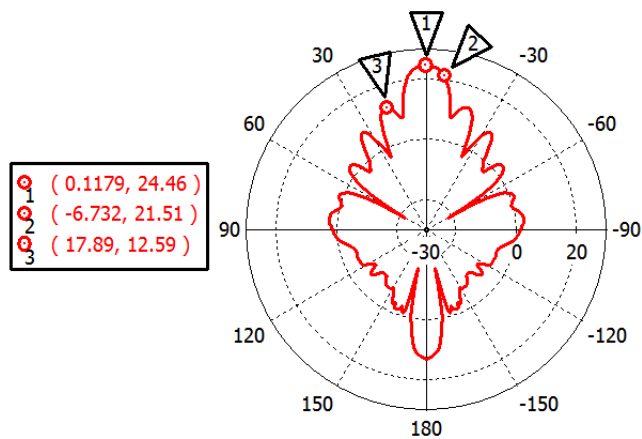


2.14. ábra. Irányhatás

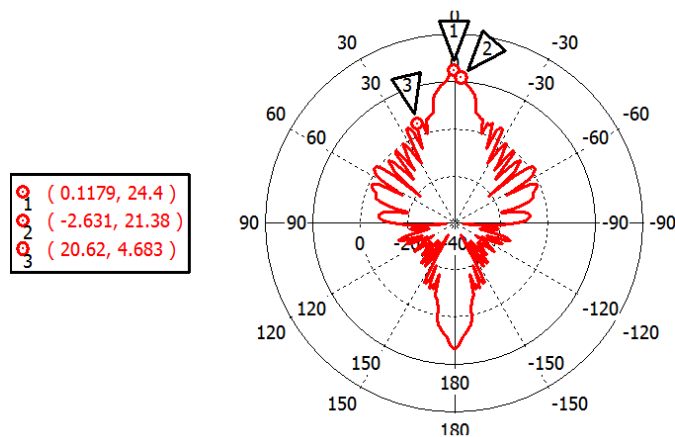


2.15. ábra. Irányélesség

Ezek közül kiválasztottam azt az esetet, amikor az irányhatás a legnagyobb. Az ehhez tartozó távoltéri karakterisztikákat a 2.16. és a 2.17. képeken láthatjuk.



2.16. ábra. Iránykarakterisztika H sík



**2.17. ábra.** Iránykarakterisztika V sík

A pontos eredményeket az alábbi felsorolás tartalmazza.

Horizontális sík:

- Nyereség: 24,5 dB
- Irányélesség: 13,5°
- Melléknyaláb-elnyomás: 17dB

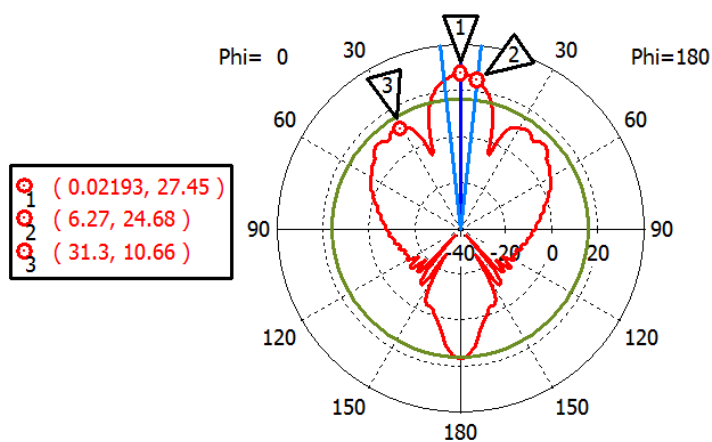
Vertikális sík:

- Nyereség: 24,5 dB
- Irányélesség: 5,2°
- Melléknyaláb-elnyomás: 12dB

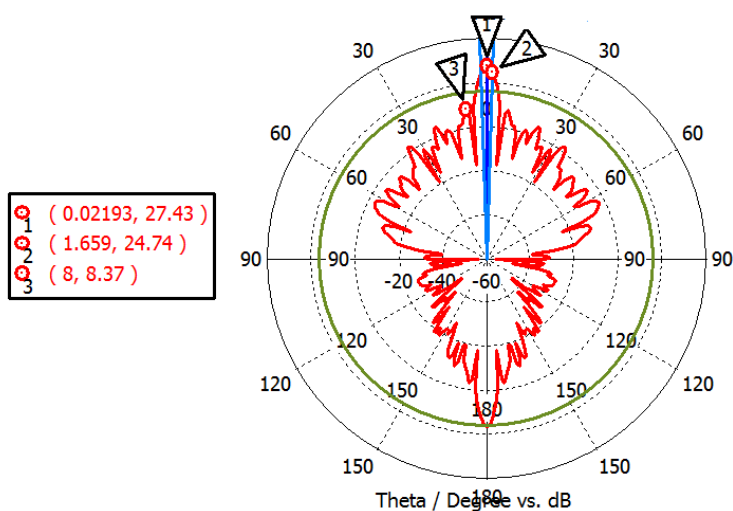
#### 2.4. A dielektromos lencse vastagságának optimalizálása

A 2.3.1-es fejezetben láttuk, hogy a lencse használatával jelentősen romlik a bemene-ti reflexió értéke. Ennek egyik megoldási lehetősége, hogy optimalizáljuk a dielektrikum vastagságát a megfelelő reflexió és transzmisszió elérése érdekében. A következőkben ezt a vastagságot a lencse közepén úgy állítottam be, hogy merőlegesen beérkező hullámok többszörös visszaverődéseiből fakadó komponensei fázishelyesen összegződjenek az anten-na nyílásfelületén és a lehető legjobban oltsák ki egymást a csőtápvonal irányába. Ha azt a leegyszerűsített modellt vesszük alapul, amelyet az elméleti részben már bemutattam, a lencse vastagságának a hullámhossz felének egészszámú többszöröseivel kell megegyeznie.

Az optimalizált vastagságú, gömbszimmetrikus hiperbolikus lencsével ellátott antenná-hoz tartozó távolféri karakterisztikákat a 2.18. és a 2.19. ábrák szemléltetik.



2.18. ábra. Iránykarakteristika H síkban



2.19. ábra. Iránykarakteristika V síkban

Az ábrákról leolvasható értékek a következők:

Horizontális sík:

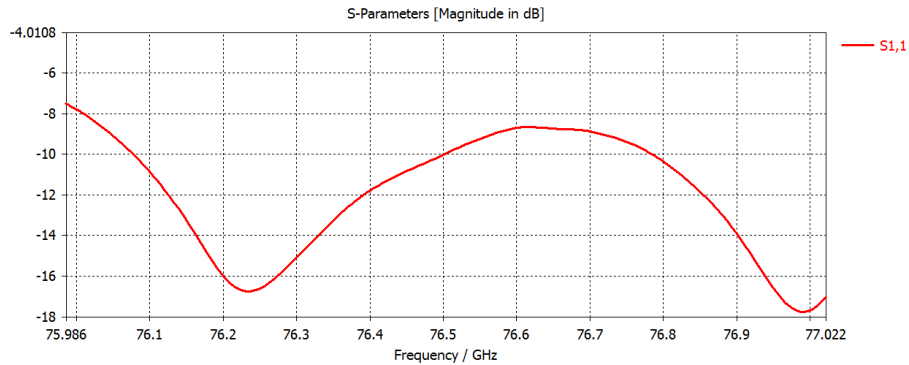
- Nyereség: 27,5 dB
- Irányélesség: 13,1°
- Melléknyaláb-elnyomás: 17 dB

Függőleges sík:

- Nyereség: 27,5 dB
- Irányélesség: 3,5°
- Melléknyaláb-elnyomá: 18 dB

Látható, hogy kis különbséggel, de ezek a paraméterek már majdnem elérik a kiírásban elvártakat.

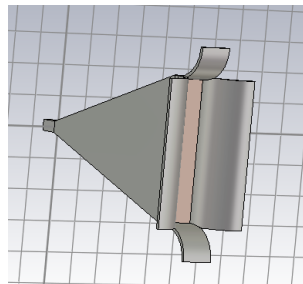
A legnagyobb problémát még mindig 2.20. képen látható reflexió adja. Habár az optimalizálás előtti -5dB-es eredmény jelentősen javult, azonban az  $S_{11}$  az adott frekvencia sávon még mindig csak -8 és -17 dB között ingadozik, így messze elmarad az előírt -25dB-es értéktől.



2.20. ábra. Reflexió

## 2.5. Apertúracsatolt antenna használata

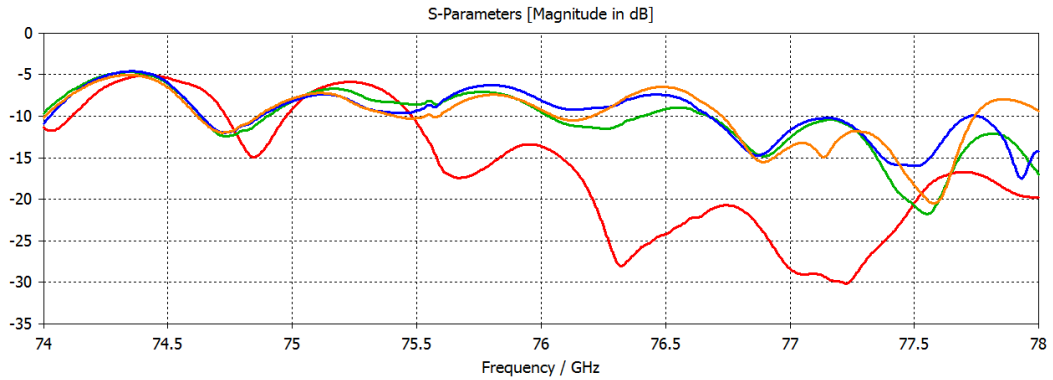
A következőkben az éldiffrakció megszüntetésére az antenna apertúráját egy fél kör keresztmetszetű hajlított felülettel bővítettem ki (2.21. ábra). A csatolás az elméleti összefoglalóban leírtak szerint jobb- iránykarakterisztikát, illesztést és ezáltal kedvezőbb bemeneti reflexiót biztosít.



2.21. ábra. Apertúracsatolt antenna

Az 1.4-ben leírtak alapján a kör sugara optimális ha  $2,5$  és  $5 \lambda$  közé esik. Ezt a programban bővebben megvizsgáltam, és a különböző sugarak mellett az alábbi eredményeket kaptam.





**2.22. ábra.** *Reflexió*

A piros színnel jelölt grafikonon ábrázolja a legjobb bemeneti reflexió értéket, az ehhez tartozó távolférfi karakterisztika adatai a következők:

Horizontális sík:

- Nyeresség: 28,2 dB
- Irányélesség: 7,4°
- Melléknyaláb-elnyomás: 17 dB

Függőleges sík:

- Nyeresség: 28,2 dB
- Irányélesség: 3,4°
- Melléknyaláb-elnyomás: 17 dB

Horizontális síkban az irányélességi szög 7,5°-ra csökkent, de ne feledjük el ez azért lehetséges, mert a csatolt felülettel az apertúra effektív mérete megnőtt.

Az apertúra csatolt antennával azt nyertük, hogy a reflexió lecsökken.  $S_{11}$  76 és 77 GHz között nem haladja meg a -15 dB-t. Ez a kivitelezés növeli az antenna fizikai méretét, amely a szűkre szabott méretek miatt nem megfelelő megoldás a reflexió kompenzálására.

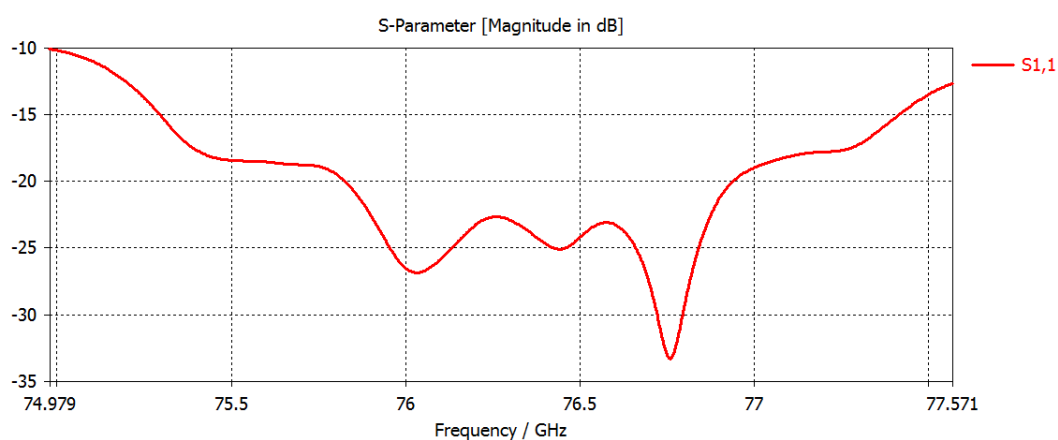
## 2.6. A reflexiók minimalizálása különböző törésmutatójú rétegek használatával

Különböző törésmutatójú vagy távvezeték analógiával fogalmazva, különböző hullámimpedanciájú közegek illeszthetők, vagyis a határfelületükön fellépő reflexió minimalizálható, egy olyan köztük elhelyezett  $\lambda_t/4$  vastagságú réteggel, amelynek  $n_t$  törésmutatója éppen a két közeg törésmutatóinak mértani közepe, vagy másképp, másképp fogalmazva: a hullámimpedanciája épp a két közeg hullámimpedanciájának mértani közepe.  $\lambda_t$  megegyezik a rétegben mérhető hullámhosszal.

A fent említett eljárás menete a következő:

- Az egyes közeg maga az antenna belseje. Helyettesítsük a törésmutatót az egyszerűség kedvéért 1-gyel. ( A valóságban ez valamivel kisebb, de ettől most eltekintünk)
- Kettes közeg a lencse. Törésmutatója ezen a frekvenciasávon körülbelül  $\sqrt{2,1}$
- A tükrözésgátló felület törésmutatója 1,2
- Vastagsága 0,82 mm

Ezeket az adatokat bevitettem a szimulációba, majd optimalizáltam a rétegvastagságot, így 0,96 mm mellett kaptam a legjobb reflexió értéket, amit a 2.23. grafikon ábrázol.



**2.23. ábra.** Nyereség

Így szinte a teljesen sávon maximum -20dB-s  $S_{11}$  tapasztalható.

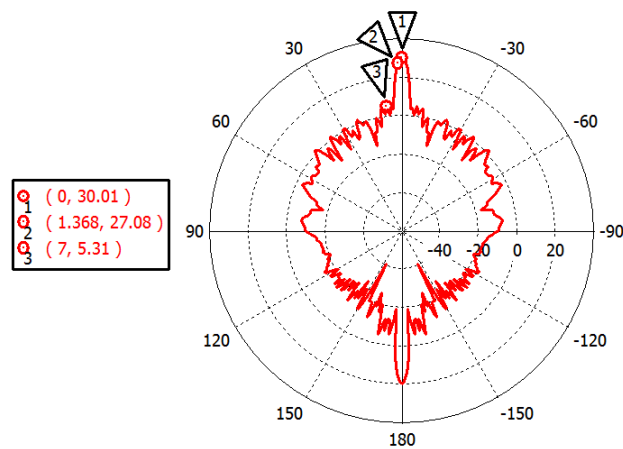
Ezzel a megoldással méret növelés nélkül sikerült olyan bemeneti reflexiós értéket elérnem, amely már megközelíti az elvártakat. Ez a konstrukció azonban a gyakorlatban nem megvalósítható, hiszen nincs olyan dielektrikum, amelynek törésmutatója 76 GHz-en megfelelne a fentebb leírtaknak. Ez a probléma orvosolható abban az esetben, ha az illesztő réteget nem egy, hanem több különböző törésmutatójú és vastagságú rétegekkel valósítjuk meg. A konstrukció kivitelezése rendkívül megnehezíti a lencse gyártását, jelentősen növelve a költségeket valamint plusz csillapítást visz a rendszerbe, ezért a további vizsgálatokkal nem foglalkoztam

## 2.7. Elliptikus lencse

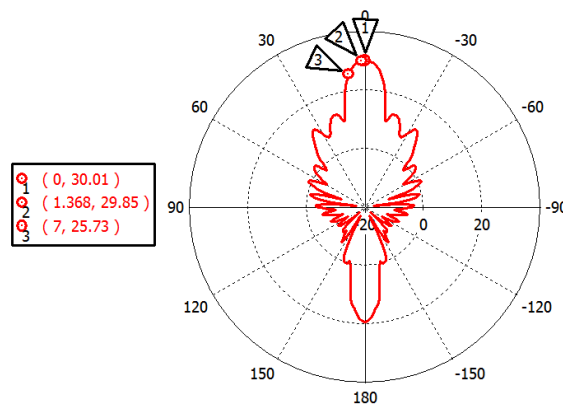
A szakirodalom szerint a szintén fázishiba javítására szolgáló elliptikus lencse jobb melléknyaláb-elynyomást és nagyobb reflexiót biztosít, mint a hiperbolikus lencse. Mivel a hátrasugárzás az alkalmazás szempontjából nem kritikus, ezért a továbbiakban ennek vizsgálatával foglalkoztam. A kör és ellipszis felületek által határolt lencse használatakor az antenna hossza és szélessége az eredetihez képest nő, ezért, a korlátolt méret betartása érdekében a tölcser

hosszát 130 mm-ről 110 mm-re, szélességét 17 mm-ről 14 mm-re csökkentettem.

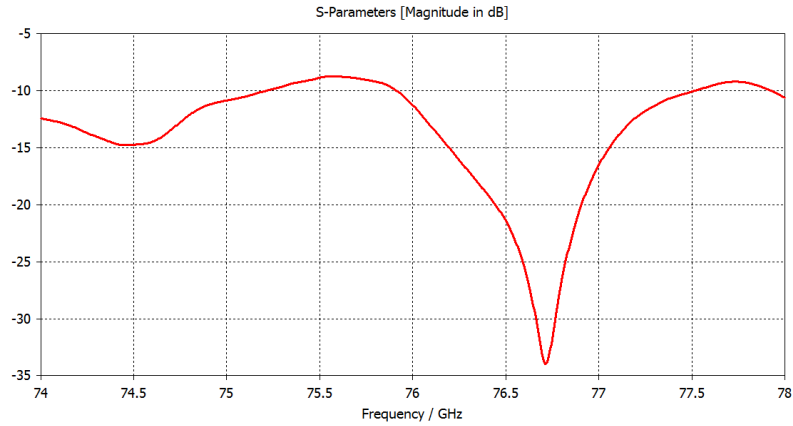
A konstrukció ekkor maximálisan kielégíti a kiírásban megfogalmazott, iránykarakterisztikával szemben támasztott követelményeket. A főnyalábszélesség nem haladja meg horizontális síkban a  $12^\circ$ -ot, míg a vertikális síkban a  $3^\circ$ -ot. A melléknyaláb elnyomások ezekben a síkmetszetekben rendre 20 és 15 dB-es értéknél nagyobbak, valamint az antenna irányhatása eléri a 30 dB-t. Az eredményekből visszaigazolódik, hogy a elliptikus profil valóban jobb megoldást biztosít (2.24. ábra, 2.25. ábra). A legnagyobb problémát ebben az esetben is a bemeneti reflexió okozza (2.26. ábra), amely -10 dB és -32 dB között ingadozik az adott frekvenciasávon. Erre a hibára a hangoló csavarok használata jelenthet megoldást [4].



2.24. ábra. Iránykarakterisztika V síkban



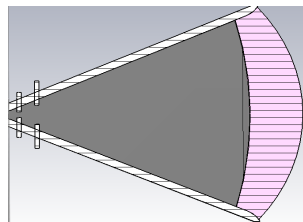
2.25. ábra. Iránykarakterisztika H síkban



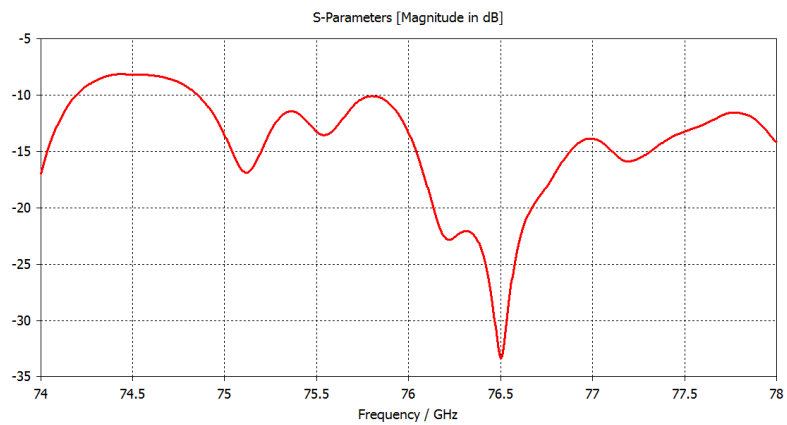
2.26. ábra. *Bemeneti reflexió*

### 2.7.1. Hangoló csavarok használata

A torokban elhelyezett hangoló csavarok (2.27. ábra) helyének és benyúlásának optimalizálása után az  $S_{11}$ -et a 2.28. ábráról olvashatjuk le. Látható, hogy a csavarok használatával a reflexió értéke jelentősen javult.



2.27. ábra. *Hangoló csavarokkal ellátott antenna*



2.28. ábra. *Bemeneti reflexió értéke két darab hangoló csavar használatakor*

# Összegzés

Kutatásom során a RADAR detekcióhoz használt tölcsérantenna tervezésével foglalkoztam. Az első fejezetben ismertettem a szimulációkhoz szükséges elméleti alapokat, itt kitértem az ideális apertúrájú antennák tulajdonságaira, a tölcsérantennáknál fellépő problémákra és annak megoldási lehetőségeire. Bemutattam a fázishiba kompenzálására használt legfontosabb lencsetípusokat, és említést tettem a fellépő reflexiók csökkentési lehetőségeiről. A második részben a szimulációk során megvizsgáltam, hogy egy általános piramidális Horn antenna -a szigorúra szabott méretek mellett hogyan teljesíti a specifikációban leírt követelményeket. Ezt követően egy ideális apertúrájú antennát feltételezve meghatároztam azokat a geometriai nagyságokat, amelyek megvalósítják a kiírásban szereplő iránykarakterisztikával és bemeneti reflexióval szemben támasztott elvárásokat. Foglalkoztam a tölcsérantennánál fellépő másodfokú fázishiba javítási lehetőségeivel, emellett megvizsgáltam a különböző profilú dielektromos és fémlemez lencsék hatásait is. Optimalizáltam a lencsék vastagságát a megfelelő reflexiók elérése érdekében, majd alkalmaztam az apertúra csatolt tölcsért az éldiffrakció és annak káros hatásainak kompenzálására. A megfelelő iránydiagram mellett megvizsgáltam a bemeneti reflexió csökkentési lehetőségeit. Végezetül a hiperbolikus lencse és a hangoló csavarok alkalmazásával elértem a megfelelő távolférfi iránykarakterisztikát és az ideális bemeneti reflexiót. A későbbi kutatási munkám során foglalkozom majd az optimális illesztést biztosító exponenciális profilú tölcsér vizsgálatával, és a legjobb kész konstrukció bemérésével, kiértékelésével valamint a hangolási lehetőségeivel. Bízom benne, hogy az általam elvégzett munka, a nagyfrekvencián alkalmazott éles irányítottágú antennák fejlesztéséhez a jövőben majd jelentősen hozzájárul.

# Ábrák jegyzéke

1.1. Elemi Huygens felületelem . . . . .	6
1.2. Kardiod görbe . . . . .	7
1.3. Ideális apertúra . . . . .	8
1.4. Iránydiagram . . . . .	9
1.5. Sugárzási karakterisztikák különböző amplitúdó eloszlások esetén . . . . .	11
1.6. Lineáris fázishiba . . . . .	12
1.7. Négyzetes fázishiba . . . . .	12
1.8. Harmadfokú fázishiba . . . . .	12
1.9. Tölcsérantennák típusai . . . . .	13
1.10. H-síkú tölcsérantenna . . . . .	13
1.11. Iránydiagram . . . . .	14
1.12. Nyalábszélesség . . . . .	15
1.13. Irányhatás . . . . .	16
1.14. E-síkú tölcsérantenna . . . . .	17
1.15. Iránydiagram . . . . .	18
1.16. Veszteségek . . . . .	19
1.17. Fázisfront . . . . .	20
1.18. Lencseprofil . . . . .	20
1.19. Lencseprofil . . . . .	22
1.20. Hiperbolikus lencse . . . . .	23
1.21. Elliptikus lencse . . . . .	23
1.22. Elliptikus és hiperbolikus lencse iránykarakterisztikájának összehasonlítása . . . . .	24
1.23. Fázis változás első esetben . . . . .	25
1.24. Fázisváltozás második esetben . . . . .	26
1.25. Apertúra csatolt antenna . . . . .	26
1.26. Apertúracsatolt antenna . . . . .	27
2.1. Iránydiagram H síkban . . . . .	30
2.2. Iránydiagram V síkban . . . . .	30
2.3. Bemeneti reflexió . . . . .	30
2.4. Fázisfront H síkban . . . . .	31
2.5. Fázisfront V síkban . . . . .	31
2.6. A lencsével kiegészített tölcsérantenna V síkú metszete . . . . .	32
2.7. Térerősség vertikális síkban . . . . .	33

2.8. Térerősség horizontális síkban . . . . .	33
2.9. Antenna H síkú metszete . . . . .	33
2.10. Antenna V síkú metszete . . . . .	34
2.11. Bemeneti reflexió különböző lemez távolságok esetén . . . . .	34
2.12. Bemeneti reflexió a legjobb esetben . . . . .	34
2.13. Fém lencse . . . . .	35
2.14. Irányhatás . . . . .	35
2.15. Irányélesség . . . . .	36
2.16. Iránykarakterisztika H sík . . . . .	36
2.17. Iránykarakterisztika V sík . . . . .	37
2.18. Iránykarakteristika H síkban . . . . .	38
2.19. Iránykarakteristika V síkban . . . . .	38
2.20. Reflexió . . . . .	39
2.21. Apertúracsatolt antenna . . . . .	39
2.22. Reflexió . . . . .	40
2.23. Nyereség . . . . .	41
2.24. Iránykarakterisztika V síkban . . . . .	42
2.25. Iránykarakterisztika H síkban . . . . .	42
2.26. Bemeneti reflexió . . . . .	43
2.27. Hangoló csavarokkal ellátott antenna . . . . .	43
2.28. Bemeneti reflexió értéke két darab hangoló csavar használatakor . . . . .	43

# Irodalomjegyzék

- [1] Constantine A. Balanis. *Antenna theory analysis and design*. John Wiley and Sons, 2005.
- [2] Constantine A. Balanis. *Modern antenna handbook*. John Wiley and Sons, 2008.
- [3] CST Microwave Studio. *Workflow and Solver Overview*. CST Studio Suite, 2016.
- [4] Dr.Istvánffy Edvin. *Tápvonalak, antennák és hullámterjedés*. Tankönyvkiadó, 1987.
- [5] Fodor György. *Elektromágneses terek*. Műegyetemi kiadó, 2005.
- [6] Karl Rothammel. *Antennakönyv*. Muszaki Könyvkiadó, 1977.
- [7] Winston E. Kock. Metal lens antennas. *Proc. I.R.E*, 34:828–836, November 1946.
- [8] Milligan T. A. *Modern Antenna Design*. New York:Wiley, 2005.
- [9] Nagy Lajos, Seller Rudolf. *Antennák és hullámterjedés jegyzet*. Budapesti Muszaki és Gazdaságtudományi Egyetem.
- [10] Petr Cerny Petr Piksa, Stanislav Zvanovec. Elliptic and hyperbolic dielectric lens antennas in mm-waves. *Radioengineering*, 20(1):270–275, 2011.
- [11] Simonyi Karoly. *Elméleti villamosságtan*. Tankönyvkiadó, 1986.