

# Illesztett hullámvezető komponensek optimalizálása

SEBESTYÉN IMRE

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék  
si@evtsz.bme.hu

LADÁNYI-TURÓCZY BÉLA

Grante Zrt., Esztergom, ladanyi@grante.hu

Lektorált

**Kulcsszavak:** hullámvezető könyök, végeelem módszer, optimalizálás

A cikkben mikrohullámú hullámvezető komponensek (90 fokos könyökök) geometriai paramétereink optimalizálását ismertetjük. Az optimális szerkezet méreteit hibrid eljárással határozzuk meg, amelyben genetikus algoritmust és azt követően feltételes minimalizálást alkalmazunk. A számításokban az eszköz szórási paramétereit a végeelem módszerrel kiszámított elektromágneses hullámtér alapján határozzuk meg.

## 1. Bevezetés

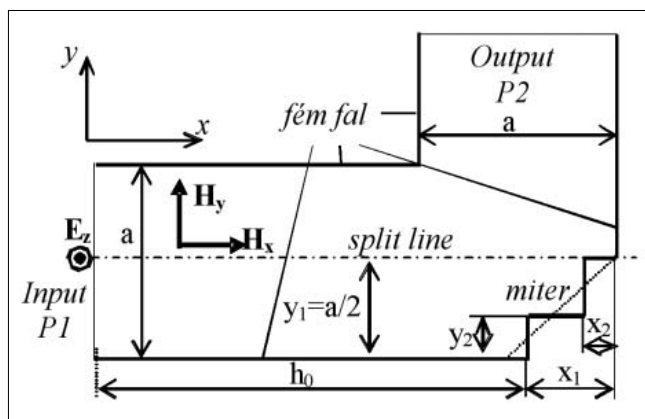
A hullámvezető ívek és könyökök sokféle komplex rendszer alapvető építő elemei (például nyalábformáló hálozatok, kis csillapítású szűrők stb.) Terjedési tulajdonságait korábban számos cikkben vizsgálták [1-4].

A tervezés célja általában a hullámvezető könyök (vagy más komponens) reflexiós veszteségeinek a minimalizálása lehetőleg minél szélesebb frekvencia sávban. Fontos követelmény a könyök méretének minimalizálása is. Ezen szempontok kielégítése hatékony számítógépes tervezést (CAD) igényel, amely megfelelően pontos elektromágneses tér analízist és megbízható optimalizációs eljárást feltételez. A hullámvezető komponensek terének úgynevezett „full-wave” analízisét számos cikk tárgyalja, itt csak legfontosabbakat idézzük [5-6]. A [7] publikáció összefoglalja a kutatómunkákban alkalmazott optimalizációs eljárások széles körét. Ebben a munkában hibrid optimalizációs technikát mutatunk be, amelyben első lépésként genetikus algoritmust (GA) [8] alkalmazunk, majd az eredmény további finomítására feltételes optimalizációs eljárást [9] használunk. A módszert H-síkú, derékszögű hullámvezető könyök lépcsőkkel megvalósított kialakításán mutatjuk be.

Az elrendezést az 1. ábra mutatja.

1. ábra

A vizsgált H-síkú könyök metszete felülnézetben



A könyök lépcsős megoldása lehetővé teszi hogy ezt a mikrohullámú építő elemet az úgynevezett „split-block”, (a könyök két félből áll, és a lépcsők az egyik félben helyezkednek el) konstrukció szerint alakítsuk ki, illetve – két irányból történő megmunkálás esetében – a 45 fokos síkra szimmetrikusan elhelyezkedő lépcsők-ből álljon az elem. Mindkét esetben CNC maróval történik a megmunkálás és egyiknél sincs szükség hangoló elemekre a reflexió csökkentése céljából. A fenti megoldások rendkívül kompakt konstrukciót eredményeznek és könnyen reprodukálhatók.

## 2. Elektromágneses tér számítása a hullámvezető eszközökben

A vizsgált hullámvezető keresztmetszete a lépcsős kialakítás miatt ugrásszerűen változik, emiatt az elektromágneses térjellemzők analitikus meghatározása körülményes. Számításaink során a végeelem módszert alkalmazzuk, amely alkalmas a lépcsőzött struktúra megfelelő pontosságú leírására.

A számításokban az  $\mathbf{E}$  elektromos térerősség vektort használjuk állapotváltozóként. Az elektromos térerősség térbeli eloszlását leíró alapegyenlet:

$$\nabla \times (\mu^{-1} \nabla \times \mathbf{E}) - \omega^2 \epsilon \mathbf{E} = \mathbf{0} \quad (1)$$

ahol  $\mu$  és  $\epsilon$  a közeg permeabilitása, illetve permittivitása,  $\omega$  a térjellemzők szinuszos változásának körfrekvenciája,  $\mathbf{E}$  az elektromos térerősség fazora, valamint a  $\nabla \times (\ ) = \text{rot}(\ )$  jelölést alkalmaztuk. Ismeretes, hogy az (1) egyenlet egyértelmű megoldásához a vizsgált tartomány peremén  $\mathbf{E}$  vagy  $\nabla \times \mathbf{E}$  (vagyis a  $\mathbf{H}$  mágneses térerősség) tangenciális (érintőirányú) összetevőjét definiálni kell.

Az ideális vezetőnek tekinthető fém falon alkalmazott peremfeltétel:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = \mathbf{0}, \quad (2)$$

azaz a térerősség a fém falakra merőleges. Az interfészeknél (Input és Output portok)  $\nabla \times \mathbf{E}$  érintőirányú komponense írható elő az alábbiak szerint. Az inter-

fészt reprezentáló peremen az elektromos térerősség általában két összetevőre bontható a (3) egyenlet szerint:

$$\mathbf{E} = \tilde{\mathbf{E}} \exp(-j\beta \mathbf{n} \cdot \mathbf{r}) + \tilde{\mathbf{E}}_s \exp(j\beta \mathbf{n}(\mathbf{r} - 2\mathbf{r}_s)) \quad (3)$$

ahol  $\mathbf{n}$  perem kifelé mutató felületi normálisa,  $\beta$  a terjedési tényező,  $\tilde{\mathbf{E}}$  az interfészen kilépő hullám fazora,  $\tilde{\mathbf{E}}_s$  pedig a vizsgált tartományba behatoló (gerjesztő) hullám fazora a peremfelületen, ahol  $\mathbf{n} \cdot \mathbf{r} = \mathbf{n} \cdot \mathbf{r}_s = \text{const}$  feltétel teljesül.

A (3) összefüggésre alkalmazva az  $\mathbf{n} \times (\nabla \times \mathbf{E})$  műveletet kapjuk, hogy:

$$\mathbf{n} \times (\nabla \times \mathbf{E})_{r,r_s} = j\beta(\mathbf{E} - (\mathbf{n} \cdot \mathbf{E})\mathbf{n}) - 2j\beta(\tilde{\mathbf{E}}_s - (\mathbf{n} \cdot \tilde{\mathbf{E}}_s)\mathbf{n}) \quad (4)$$

A (4) kifejezés felírásakor felhasználtuk az  $\mathbf{n} \times (\mathbf{n} \times \mathbf{E}) = (\mathbf{n} \cdot \mathbf{E})\mathbf{n} - \mathbf{E}$  azonosságot. Ezzel az interfészeknél alkalmazott peremfeltétel:

$$\mathbf{n} \times (\nabla \times \mathbf{E}) - j\beta(\mathbf{E} - (\mathbf{n} \cdot \mathbf{E})\mathbf{n}) = -2j\beta(\tilde{\mathbf{E}}_s - (\mathbf{n} \cdot \tilde{\mathbf{E}}_s)\mathbf{n}) \quad (5)$$

amelyben  $\tilde{\mathbf{E}}_s$  az interfészhez csatlakozó tápvonal üzemi módusa az input portnál, illetve  $\tilde{\mathbf{E}}_s = 0$  az output portnál. Amennyiben  $\beta$  az interfésznél terjedő módus terjedési tényezője az (5) feltétel reflexiómentes lezárását realizálja. Ismeretes, hogy terjedő TE/TM módusok esetén a terjedési tényezőt az alábbi összefüggés határozza meg:

$$k_t^2 = \omega^2 \mu \epsilon - \beta^2 = \text{const} \quad (6)$$

A legtöbbször alkalmazott TE<sub>10</sub> módusú hullámterjedés esetén a transzverzális hullámszám  $k_t = \pi/a$ , és így az interfészen áthaladó hullámra

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - (\pi/a)^2} \quad (7)$$

A hullámvezető könyök vizsgálata általános esetben három dimenziós térbeli megközelítést igényel, viszont, ha a számításokat E-síkú vagy H-síkú könyökre korlátozzuk, akkor kétdimenziós megoldás is alkalmazható. Például H-síkú könyök esetén az elektromos térerősség iránya nem változik a hullámvezető mentén (lásd 1. ábra), tehát az elektromos térerősség egyetlen komponenssel leírható. Feltételezzük, hogy a vizsgált hullámvezető eszköz TE<sub>10</sub> módusban üzemel, így az 1. ábrán választott koordináta-rendszer esetén a térerősségnek csak z-irányú komponense van, tehát a feladat egyetlen skalár változóval ( $E_z$ ) leírható. Az eszköz paramétereinek kiszámításához felvett referenciasík  $h_0$  távolsága a geometriai diszkontinuitástól kellő nagyságúra választandó, hogy a reflexiók keltette magasabb módusok a referenciasíknál elhanyagolható amplitúdóval rendelkezzenek. Azonban  $h_0$  értékének túlzott növelése a végelemek számát és a számítási időt is indokolatlanul megnövelheti.

Számításainkban ennek elkerülésére a

$$h_0 = 2\pi/\alpha \quad (8)$$

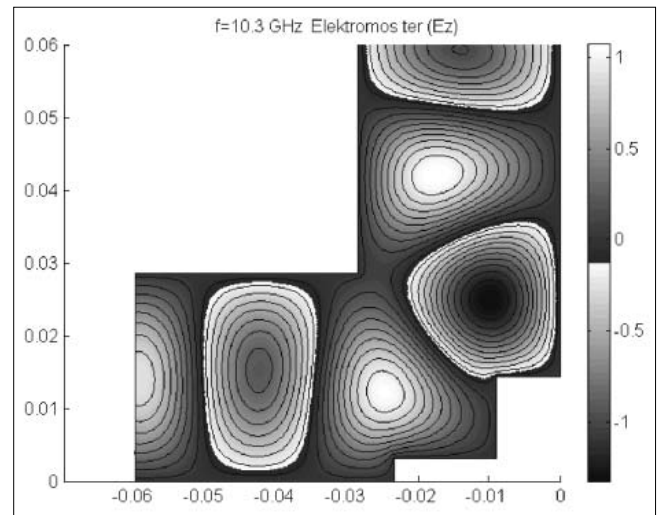
relációt alkalmaztuk [4], ahol  $\alpha$  az első nem terjedő módus csillapítási tényezője. Ennek értéke  $a \times b$  méretű téglalap keresztmetszet és  $m, n$  módusindex esetén

$$\alpha = \frac{\pi}{\lambda_c} \sqrt{\left(\frac{m\lambda_c}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\lambda_c}{b}\right)^2} - 4 \quad (9)$$

ahol  $\lambda_c$  az üzemi TE<sub>10</sub> módus határhullámhossza.

A nem terjedő módusok amplitúdója  $e^{-\alpha x}$  szerint csökken, tehát a hullám amplitúdója a referenciasíknál  $e^{-\alpha h_0} = e^{-2\pi} \approx 0,0019$ , azaz közelítőleg 0,2%-ra csökken, mely elhanyagolhatóan kicsiny.

A numerikus számításokban háromszög végelemelet alkalmaztunk, elsőrendű vektor bázis-függvényekkel, azaz a háromszög oldalakon a térerősség vektort lineáris függvényekkel közelítettük. A végelelem feladat megoldását MATLAB környezetben végeztük. A kiszámított térerősség-eloszlást a 2. ábrán láthatjuk, arra az esetre, amikor a bemeneti kapu (P1) egységnyi amplitúdójú TE<sub>10</sub> módusú hullámmal gerjesztett, a kimeneti kapu (P2) pedig illesztett lezárást tételeztünk fel, azaz a (4) peremfeltételt alkalmaztuk  $\tilde{\mathbf{E}}_s = 0$ -val. Az ábrán az elektromos térerősség amplitúdójának térbeli eloszlását felület-árnyalással és kontúrvonalakkal jelenítettük meg. Negatív értékek  $-z$  irányú vektort jelentenek. Az ábrából megállapítható, hogy a lépcsők környékén az amplitúdók számottevően nagyobbak 1-nél, ami a reflexiók következménye.



2. ábra  
Az elektromos térerősség amplitúdójának eloszlása a vizsgált H-síkú könyökben

A szórási paraméterek (S-paraméterek) számításához a P1 bemeneti kaput egységnyi teljesítményű (1W) hullámmal gerjesztjük, így a gerjesztő térerősség:

$$\tilde{\mathbf{E}}_s = E_0 \sin(\pi y/a) \quad (10)$$

amelyben

$$E_0 = 2 \sqrt{\frac{\omega \mu}{ab \beta}} \quad (11)$$

Az S-paramétereket a kapukon átáramló teljesítményekből határozzuk meg. A módszer csupán a szórási paraméterek abszolút értékét szolgáltatja, a fázisokra vonatkozó információ nélkül. Viszont, előnye ennek a megközelítésnek, hogy a kapukon fellépő módusok tér-eloszlását nem szükséges meghatározni. Az S-paraméterek definíciója a teljesítmények alapján a következő:

$$S_{11} = \sqrt{\frac{P_{1ref}}{P_{1in}}} = \sqrt{\frac{P_{1out} - P_{1in}}{P_{1in}}} \quad S_{12} = \sqrt{\frac{P_{2out}}{P_{1in}}} \quad (12-13)$$

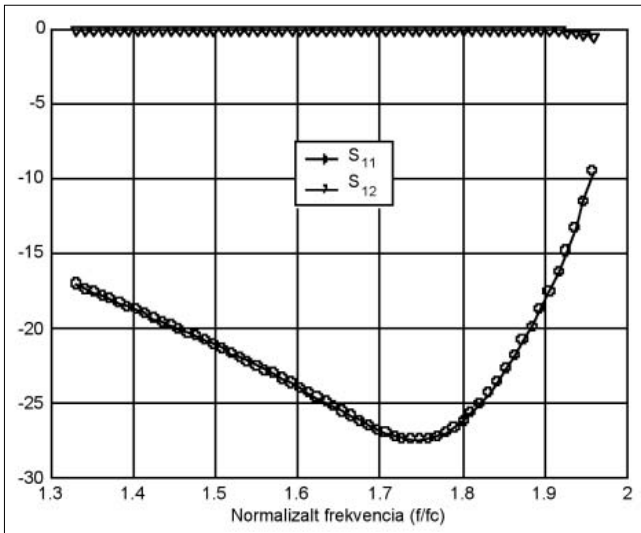
ahol  $P_{1ref}$ ,  $P_{1in}$ ,  $P_{1out}$  a reflektált, bemenő és kiáramló hatásos teljesítményt jelölik a  $P1$  kapura és  $P_{2out}$  a  $P2$  kapun kiáramló hatásos teljesítmény. A  $P1$  kapun beáramló teljesítmény gerjesztő térre vonatkozó Poynting-vektor integrálásával számítható:

$$P_{1in} = \int_{P_1} \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left( \frac{\beta}{\mu\omega} \tilde{E}_s^2 \right) ds \quad (14)$$

Esetünkben a (11) összefüggés következtében  $P_{1in}=1$ . A kiáramló teljesítmény a Poynting-vektor felületre merőleges komponensének integrálásával határozható meg:

$$P_{kout} = \int_{P_k} \frac{1}{2} \mathbf{n} \cdot \operatorname{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) ds = -\frac{1}{2} \int_{P_k} \operatorname{Re}(\mathbf{E} \cdot \mathbf{n} \times \mathbf{H}^*) ds \quad k = 1,2 \quad (15)$$

ahol  $\mathbf{H}^*$  a mágneses térerősség fázorának komplex-konjugáltját jelöli. A 3. ábrán a fenti módszerrel meghatározott S-paramétereket ábrázoltuk a vizsgált H-síkú könyökre.



3. ábra  
H-síkú könyök S-paraméterei  
( $f_c$  a  $TE_{10}$  módus határfrekvenciája)

### 3. Az optimalizálás módszere

A genetikus algoritmusok a biológiai fejlődést vezérlő folyamaton, a természetes kiválasztáson (szelekció) alapulnak. A genetikus algoritmusokat olyan optimalizálási feladatok megoldására lehet alkalmazni, amelyekre a standard módszerek kevésbé jól működnek, például a feladat célfüggvénye erősen nemlineáris, vagy sok lokális minimuma-maximuma van a célfüggvénynek. Ezek a feltételek a globális minimum vagy maximum meghatározását megnehezítik. A tapasztalat szerint a hullámvezető eszközökkel kapcsolatos optimalizálási feladatok esetén ezek a feltételek teljesülnek.

A genetikus algoritmus nagyszámú különböző megoldás (egyedek) generálásával indul. Az egyedek generálásakor a vizsgált modell paramétereit véletlenszerűen vesszük fel. Ezen egyedek összessége alkot-

ja a kezdeti populációt. Ezután, az algoritmus minden egyes lépésében az adott populáció egyedeit felhasználva generáljuk a következő populációt. Ennek során általában a következő lépéseket hajtjuk végre [8]:

- a) A célfüggvényre adott érték (fitness value) alapján rangsoroljuk az adott populáció egyedeit.
- b) A rangsor szerinti célfüggvény értékeket transzformáljuk a konkrét feladattól független, jobban használható formába.
- c) A rangsor szerint kiválasztjuk azokat az egyedeket, amelyek jobb célfüggvény értéket realizálnak, ezek az úgynevezett „szülők”.
- d) A „szülőket” felhasználva új egyedeket – „gyermekeket” – generálunk. A „gyermek” létrejöhetnek mutációval (egyetlen „szülő” paramétereinek véletlenszerű megváltoztatása), vagy keresztezéssel (a szülőpár paramétereinek véletlenszerű kombinációja).
- e) Az adott populáció kicserélése a d) lépésben keletkezett gyermekekből álló új generációval.
- f) Az adott populáció bizonyos egyedei, amelyek kedvezőbb célfüggvény-értékűek, változtatás nélkül kerülhetnek az új generációba.

Ezeket az egyedeket „elitnek” szokás nevezni.

Az algoritmus működése során a kiválasztás javítja az egyes populációk átlagos célfüggvény-értékét, míg a mutáció és a keresztezés biztosítja, hogy teljes megoldási tartományból kerüljenek ki új egyedek. Az algoritmus véget ér, ha a leállási feltétel teljesül. Ez lehet a generációk számának bizonyos értéke, meghatározott célfüggvény érték elérése, vagy más feltétel. Alkalmasan megválasztott leállási feltétel esetén az utolsó populáció rangsorban elől álló elemei a feladat globális optimumát megközelítik. A globális optimum minél pontosabb meghatározása érdekében, a genetikus algoritmust követően standard gradiens alapú optimalizálást alkalmazunk. Ennek kiinduló bázisa a genetikus algoritmus utolsó populációja.

Ebben a munkában az SPQ (sequential quadratic programming) módszert alkalmaztuk. A módszer egymást követő (szekvenciális) másodfokú programozási lépésekből álló iteráció. Az iteráció egyes lépései a modell paraméterek megváltozásának  $\mathbf{d}_k$  vektorát szolgáltatják, amellyel az optimális modell paraméterek új iterációját  $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + \alpha_k \mathbf{d}_k$  alakban kapjuk. Az  $\alpha_k$  paramétert Powell [9] által javasolt eljárással számítjuk. Az optimalizálási algoritmusokat MATLAB környezetben realizáltuk.

### 4. Alkalmazás

Az előző szakaszban bemutatott optimalizálási eljárást az 1. ábrán vázolt H-síkú, derékszögű hullámvezető könyök lépcsőzési paramétereinek meghatározására alkalmaztuk. A könyök R84 jelű szabványos hullámvezetőhöz csatlakozik, így az ábrán jelölt kapuk keresztmetszeti mérete  $a=28,499 \text{ mm}$ , és  $b=12,624 \text{ mm}$ . A vizsgált üzemi frekvenciasáv  $1,35f_c - 1,95f_c$ , ahol  $f_c = 5.26 \text{ GHz}$  a  $TE_{10}$  módus határfrekvenciája. A referenciasíkok  $h_0$  tá-

volságának meghatározásához (9)-ben  $m=2$  és  $n=0$ , ugyanis a legkisebb határfrekvenciájú nem terjedő módus  $TE_{20}$  ( $f_h=10.53$  GHz). Ezzel  $h_0=1,155a$  adódik. (A számítási modellben ennél nagyobb méretet alkalmaztunk.) Az optimalizálásban használt célfüggvény (fitness function) definíciója:

$$F = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w_i 20 \log(S_{11}(f_i)), \quad (16)$$

ahol  $20 \log(S_{11}(f_i))$  reflexió (return loss) decibelben az üzemi sáv  $f_i$  frekvenciáján,  $w_i$  a súlyozási tényező és  $N$  az üzemi sávban vizsgált frekvenciapontok száma. (A számításokban  $N=61$  volt, a frekvenciapontokat egyenletesen vettük fel, a súlyozási tényezők értéke általában  $w_i = \{1; 0\}$ .) Az optimalizálás során a paraméterek változását a modell realizálhatósága érdekében korlátozni szükséges. Az 1. ábrán vázolt kétlépcsős könyök esetében az optimalizálási változók  $x_1$ ,  $x_2$ , és  $y_2$ , az alkalmazott kényszerek pedig:

$$\left. \begin{aligned} 0 < x_2 < x_1 \\ x_1 < a \\ 0 < y_2 < a/2 \end{aligned} \right\}. \quad (17)$$

A genetikus algoritmus működését több különböző paraméter mellett vizsgáltuk, amelyek a populáció mérete ( $s_p$ ), a keresztezési tényező ( $c_f$ ) és a generációk maximális száma ( $max\_ng$ ) voltak. A genetikus algoritmust követő SQP módszer hatékonyságát szintén megvizsgáltuk.

A legfontosabb eredményeket az 1. és 2. táblázatban foglaltuk össze. Az 1. táblázatban 6 egyedű populációra ( $s_p=6$ ) a legjobb (legkisebb) célfüggvény értéket ( $min\_F$ ) adtuk meg, külön a genetikus algoritmusra (GA) és a teljes optimalizációra (GA+SQP); az alkalmazott maximális generáció-szám ( $max\_ng$ ) és keresztezési tényező ( $c_f$ ) esetén. A táblázatban a számítás során szükséges célfüggvény kiértékelések számát ( $n\_fc$ ) is feltüntettük. A 2. táblázatban is ezeket a jellemzőket foglaltuk össze 10-es populációra ( $s_p=10$ ).

1. táblázat  $s_p=6$

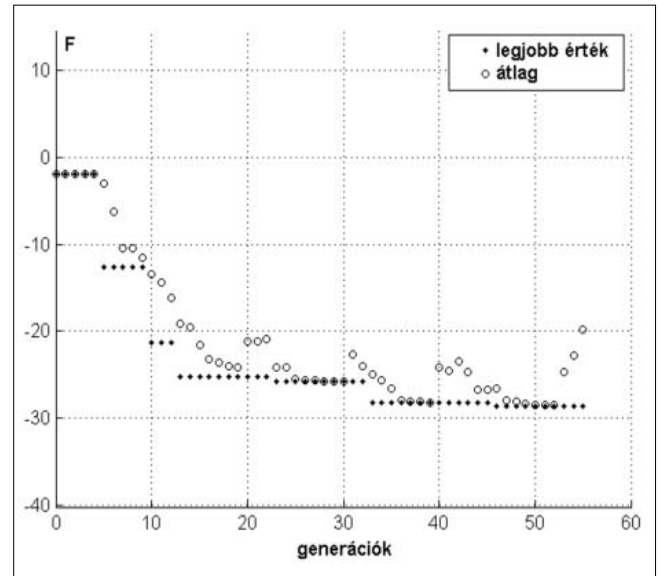
| $c_f$ | GA       |           | GA+SQP   |         |
|-------|----------|-----------|----------|---------|
|       | $min\_F$ | $max\_ng$ | $min\_F$ | $n\_fc$ |
| 0.80  | -22.241  | 55        | -36.077  | 467     |
| 0.65  | -22.241  | 52        | -35.097  | 449     |
| 0.50  | -22.564  | 54        | -31.648  | 458     |
| 0.35  | -29.044  | 50        | -29.448  | 437     |
| 0.20  | -29.043  | 52        | -29.448  | 449     |

2. táblázat  $s_p=10$

| $c_f$ | GA       |           | GA+SQP   |         |
|-------|----------|-----------|----------|---------|
|       | $min\_F$ | $max\_ng$ | $min\_F$ | $n\_fc$ |
| 0.80  | -28.589  | 55        | -28.589  | 645     |
| 0.65  | -29.220  | 52        | -30.174  | 615     |
| 0.50  | -27.530  | 60        | -29.324  | 722     |
| 0.35  | -29.153  | 50        | -29.153  | 803     |
| 0.20  | -29.091  | 54        | -29.799  | 627     |

Hasonló számításokat végeztünk a populáció méretét megnövelve  $s_p=20$ -ra. Ennek eredményeit részletesen nem közöljük, mert az optimalizáció végen kapott célfüggvény értékek ( $min\_F$ ) lényegesen nem csökkentek, viszont az igénybevett célfüggvény hívások száma gyakorlatilag megkétszereződött.

Megemlítjük, hogy a különböző programfutások optimalizálási eredményeinek összehasonlíthatósága érdekében a genetikus algoritmus sztohasztikus jellegét kiküszöböltük, úgy, hogy az algoritmus indításkor a véletlen-szám generátorként alkalmazott  $rnd(n)$  függvényt mindig azonos értékkel inicializáltuk.



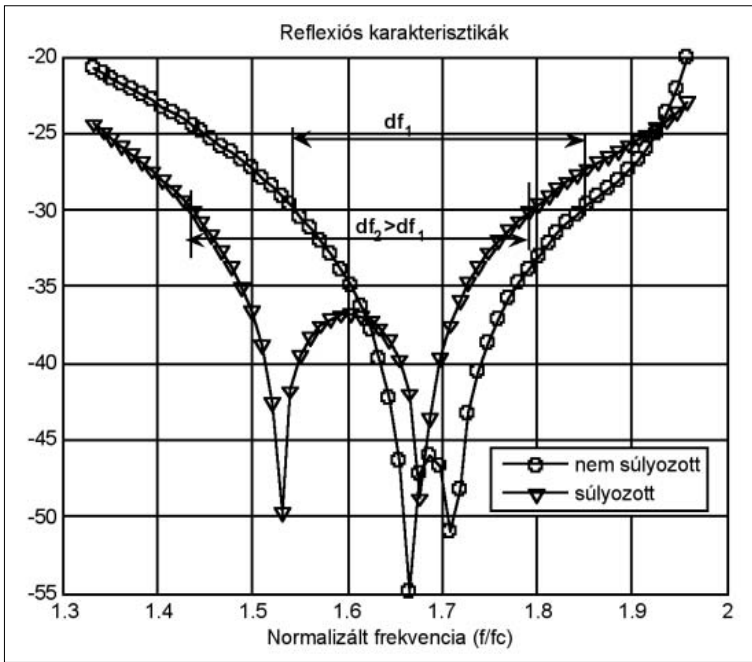
4. ábra A genetikus algoritmus konvergenciája

A genetikus algoritmus konvergenciáját a 4. ábrán mutatjuk be, ahol az átlagos és a legjobb célfüggvény értékeket tüntettük fel a generációk számának függvényében. Amikor a generációk számát 200-ra növeltük, a legjobb célfüggvény érték 5 dB-lel csökkent az ábrán is látható  $max\_ng=50$ -hez viszonyítva. Ez az optimum 18%-os javulását jelenti 400%-os számítási igénynövekedés mellett!

A reflexió frekvenciatartománybeli változásának vizsgálata azt mutatta, hogy a kisebb  $min\_F$  érték gyakran keskenyebb frekvencia sávot ad eredményül. Ez a jellegzetesség az optimalizációban alkalmazott célfüggvény (16) definíciójának következménye, amennyiben az alkalmazott súlyozó tényezők egyenlők, azaz nincs súlyozás ( $w_i=1$ ). Ha a nagyon kicsiny reflexió értékeket ( $S_{11}^{dB} < -45$  dB) nem vettük figyelembe, vagyis  $w_i=0$ -val súlyoztuk, az optimális méretek esetén a frekvencia sáv kiszélesedett. A módszer ezen jellegzetességét mutatja az 5. ábra.

## 5. Eredmények

A H-síkú könyök optimalizálásának eredményét a 6. ábrán mutatjuk be, ahol a módszer hatékonyságának illusztrálása érdekében a reflexió decibelben kifejezett



5. ábra  
A frekvencia sáv változása a súlyozás hatására

értékét ábrázoltuk a frekvencia függvényében a kiindulási és az optimalizált struktúrára. A kiindulási struktúra lépcsőzetét úgy határoztuk meg, hogy az egyenes levágást közelítő lépcsők élei a levágási vonalra szimmetrikusak legyenek. Így kétlépcsős könyök esetén a kiindulási struktúra paraméterei:

$$x_1 = a/2, x_2 = a/6, y_2 = a/6 \quad (18)$$

A kiindulási struktúrára  $F = -20,664$  dB, az optimalizált struktúrára pedig  $F_{opt} = -31,83$  dB a célfüggvény számított értéke. A javulás közelítőleg 50%.

A kifejlesztett optimalizációs eljárást alkalmaztuk háromlépcsős H-síkú könyök tervezésére is. Ebben az esetben az optimalizációs paraméterek száma  $n_p=5$ , a számításban  $p_s=10$  méretű populációt alkalmaztunk. A keresztelési tényező értéke 0,8, a generációk száma 50 volt.

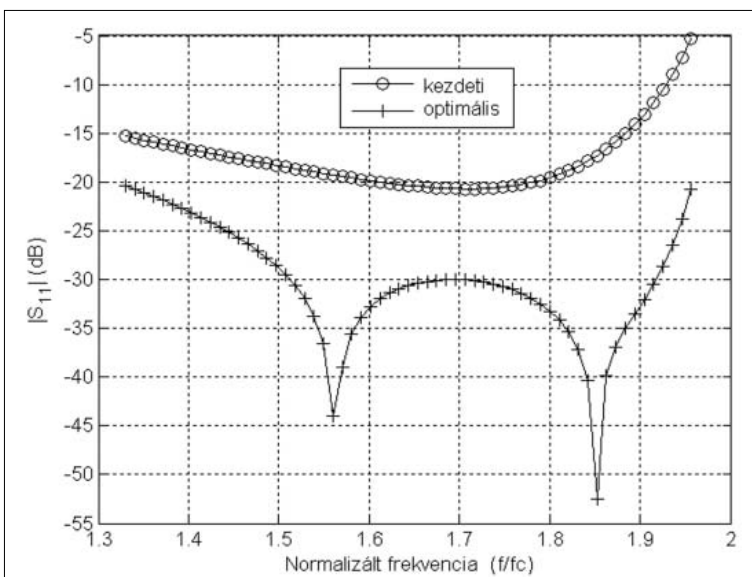
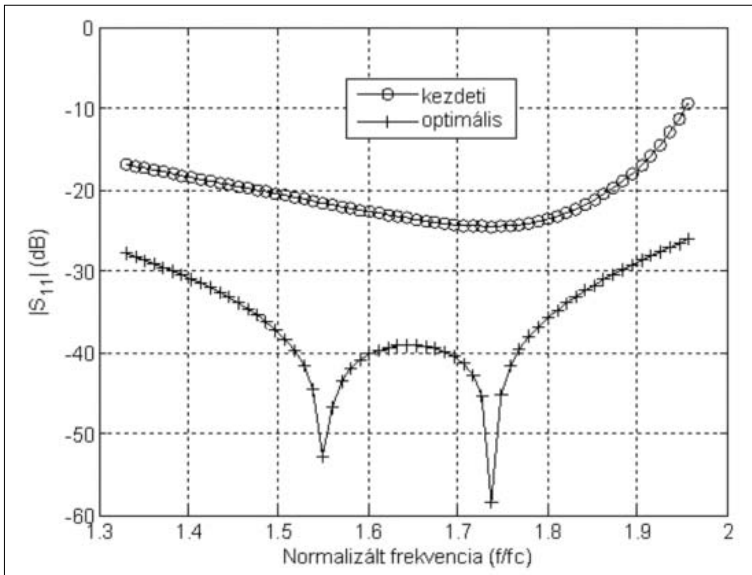
Az eredmény a 7. ábrán látható. A célfüggvény értéke  $-17,63$  dB a kiindulási struktúrára és  $-30,34$  dB az optimalizálást követően, tehát a javulás 70%.

## 6. Összefoglalás

Az eredmények alapján megállapítható, hogy a bemutatott hibrid optimalizálási eljárás hatékonyan alkalmazható hullámvezető komponensek tervezésére.

A cikkben H-síkú lépcsőzött könyökre mutattuk be az eredményeket, de a módszer más mikrohullámú eszköz, például teljesítményszórtók és hibridek tervezésében is jól felhasználható. A szórási paraméterek meghatározása alkalmazott véges elemes számítás megfelelő pontosságú és gyorsaságú, amely a nagyszámú célfüggvény kiértékelés miatt fontos követelmény.

6-7. ábra  
A reflexió változása a kiinduló és az optimalizált struktúrára kétlépcsős és háromlépcsős könyöknél



## Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki az Országos Tudományos Kutatási Alap (OTKA) támogatásáért (T-049389) és a Grante Zrt.-nek az eredmények publikálásához való hozzájárulásáért.

## Irodalom

- [1] S. F. Kulishenko, A. A. Kirilenko, S. L. Senkevich, „Waveguide Bend Matched by the Stepped Miter,” Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 60, Nr.1-2, pp.34–37., 2003.
- [2] S. Amari, J. Bornemann, „Modeling of Propagation and Scattering in Waveguide Bends”
- [3] A. R. Kerr, „Elements for E-plane Split-Block Waveguide Circuits,” ALMA memo 381, <http://www.mma.nrao.edu/memos/>
- [4] Z. Ma, E. Yamashita, „Studies on the Characterization and Optimal Design of E-plane Waveguide Bends,” IEICE Trans. Electron., Vol. E80-C, Nr.11, pp.1395–1400., November 1997.
- [5] P.P. Silvester, G. Pelosi, Finite Elements for Wave Electromagnetics, IEEE Press, New York, 1994.
- [6] J.-F. Lee, D.-K. Sun, Z. J. Cendes, „Tangential vector finite elements for electromagnetic field computation,” IEEE Trans. Magn., Vol. 27, pp.4032–4035., 1991.
- [7] J. W. Bandler, S. H. Chen, „Circuit optimization: The state of the art,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 36, pp.424–443.
- [8] D. E. Goldberg, Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine learning, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1989
- [9] Powell, M.J.D., „A Fast Algorithm for Nonlinearly Constrained Optimization Calculations,” Numerical Analysis, G.A.Watson ed., Lecture Notes in Mathematics, Springer Verlag, Vol. 630, 1978.

## hirdetés



A Pannon GSM Távközlési Zrt. mobiltávközlési szolgáltatás és ahhoz kapcsolódó termékek értékesítésével foglalkozó részvénytársaság, amely igen nagy hangsúlyt fektet arra, hogy ügyfelei minden téren elégedettek legyenek magas színvonalú szolgáltatásaival. A társaság tervezési igazgatósága budaörsi munkavégzéssel új munkatársakat keres az alábbi pozíciókba:

### Kapacitástervező szakértő (Management Level Expert)

Az új munkatárs feladatai:

- rövid, közép- és hosszú távú kapacitási szükségletek meghatározásához üzleti modellek kidolgozása,
- üzleti tervekben és egyéb üzleti szimulációk esetén az átviteltechnikai terület kidolgozása,
- a technológiai trendek nyomon követése, különös tekintettel azok átviteltechnikai hálózati kapacitáskérdéseire gyakorolt hatásaira,
- átviteltechnikai kapacitás hatékony biztosításához tervek készítése,
- a napi kapacitásmenedzsment tevékenység támogatása,
- Telenor csoporton belüli műszaki projektekben a Pannon átviteltechnikai területének képviselője,
- közvetlen kollégák folyamatos szakmai fejlesztése, valamint napi tevékenységük támogatása.

### Átviteltechnikai Architekt (Management Level Expert)

Az új munkatárs feladatai:

- az átviteltechnikai hálózati stratégia kidolgozása, összhangban a műszaki divízió stratégiájával, figyelembe véve egyéb szakterületi stratégiákat, tulajdonosi ajánlásokat, valamint a Pannon mindenkori érdekeit,
- az átviteltechnikai hálózat hosszú távú architektúrájának kidolgozása,
- technológiai trendek követése, ajánlások készítése az alkalmazandó technológiákról, figyelembe véve mind technológiai, mind gazdasági szempontokat,
- a távközlési technológiák és mobil szolgáltatások, piaci folyamatok folyamatos nyomon követése,
- az átviteltechnikai terület képviselője az üzleti tervezési folyamatban, illetve egyéb vállalati projektekben,
- Telenor csoporton belüli műszaki projektekben a Pannon átviteltechnikai területének képviselője,
- közvetlen kollégák folyamatos szakmai fejlesztése, valamint napi tevékenységük támogatása.

Elkötelezett munkájáért cégünk a szakmai fejlődés lehetőségét, színvonalas munkakörnyezetet és vonzó jövedelmet kínál. Érdeklődése esetén kérjük, látogassa meg honlapunkat, ahol a munkakörökkel kapcsolatban további információk találhatóak, valamint itt jelentkezhet álláshirdetéseinkre is. <https://allas.pannon.hu>

Jelentkezési határidő: 2007. április 13.