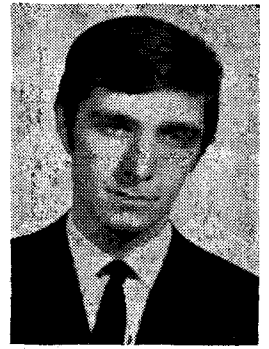


Forgásparaboloid antennák fejlesztésének elméleti és gyakorlati problémái a 10 GHz feletti frekvenciatartományban

LADÁNYI-TURÓCZY BÉLA

Finommechanikai Vállalat



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a forgásparaboloid antennák reflektoraival, valamint primer sugárzóival szemben támasztott követelmények elméleti alátámasztásával és a gyakorlati megvalósítással foglalkozik. Röviden ismerteti az antenna nyereségét befolyásoló lényeges paramétereket és azok kiszámítási módját, valamint megadja az első néhány melléknyaláb meghatározásához szükséges egyenleteket.

Az elmúlt 2-3 évtizedben a világ híradástechnikailag fejlett országaiban a mikrohullámú földi relérendszer számára rendelkezésre álló frekvenciasávok (2, 4, 6, 8 GHz) egyre jobban telítődtek. A gyorsuló ütemben növekvő igény újabb nagy kapacitású relérendszer kiépítésére szükségessé tette a 10 GHz feletti frekvenciatartomány igénybevételét. Ezzel párhuzamosan megjelent a közvetlen műholdas műsorszórás (DBS) lehetősége is, amely a 11,7–12,5 GHz-es frekvenciasávban kerül megvalósításra.

Ezen események alapján a Finommechanikai Vállalat arra az elhatározásra jutott, hogy megkezdi a 10 GHz feletti frekvenciatartományban működő antennák kifejlesztését.

A mikrohullámú antennák legfontosabb elektromos paraméterei:

- nyereség,
- hatásfok,
- sugárzási karakterisztikák (azonos-kereszt-polarizációs),
- bemeneti csatolás állóhullámarány,
- csatolási (duplex primer sugárzó esetében),
- átvihető teljesítmény.

A 10 GHz feletti frekvenciasávban a megfelelő elektromos paraméterek beállítása sokkal szigorúbb mechanikai követelményeket jelent az antenna egyes alkotóelemeivel szemben.

A közvetlenül megvilágított forgásparaboloid antennák főbb részei az 1. ábrán láthatók:

Vizsgáljuk meg az antenna fő alkotórészeinek az elektromos paraméterekre gyakorolt hatását.

Antennatükör

Az antennatükör vagy reflektor, a mikrohullámú antenna egyik legfontosabb alkotóeleme. Ez biztosítja a primer sugárzó által kisugárzott elektromágneses energiának a kívánt irányba történő nyalábozását, és egyidejűleg a tartószerkezettel együtt bizto-

LADÁNYI-TURÓCZY BÉLA

1968-ban szerzett diplomát a BME Villamosmérnöki Karának Mikrohullámú Ágazatán. 1970-ben mérnök-tanári diplomát szerez. 1968–1971 között az Elektromechanikai Vállalat (jelenleg BHG Fejlesztési Intézet) fejlesztőmérnöke, majd 1975-ig az Antenna-Laboratórium vezetője. Ebben az időszakban RH, URH és tv-adó antennák

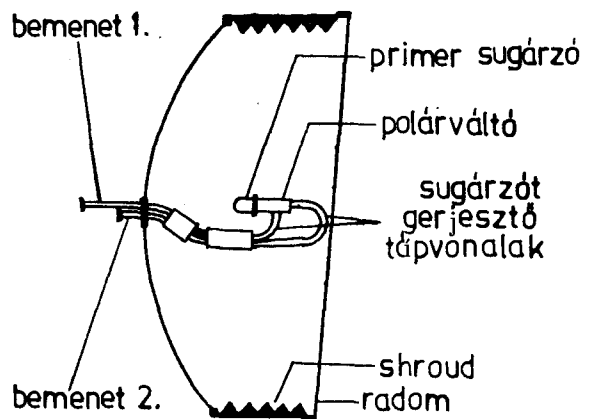
és adó-antennarendszerek fejlesztésével, valamint telepítésével foglalkozik, közben villamosmérnök–matematikus szakmérnöki tanulmányokat folytat. 1975 óta a Finommechanikai Vállalat Fejlesztési Igazgatóságán laborvezető. Fő témái: mikrohullámú antennák, tápvonalak és passzív áramkörök fejlesztése. Előadóként részt vesz a BME-n folyó szakmérnök-képzésben.

sítja a primer sugárzórendszer és a kiegészítő elemek (radom, shroud stb.) megfelelő helyzetben történő rögzítését.

A gyakorlatban tökéletes forgásparaboloidot lehetetlen készíteni, de olyan gyártási technológiát kell választani, amely lehetőleg legnagyobb felületi pontosságot biztosítja elviselhető beruházási költségek mellett.

A tükör felületi pontatlanságának következményei:

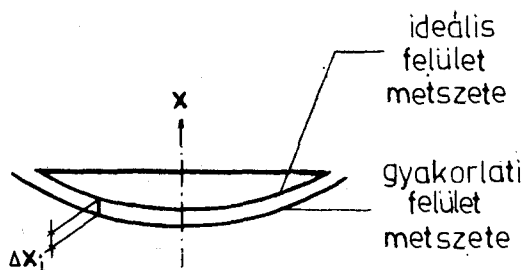
- az antenna nyeresége csökken, a hatásfok romlik,
- a sugárzási karakterisztikák melléknyalábjai nőnek, a zérushelyek feltöltődnek,
- a keresztpolarizáció a főirányban nő.



H34-1

1. ábra. A forgásparaboloid antenna felépítése

Beérkezett: 1985. II. 15. (*)



H34-2

2. ábra. A ΔX_i távolság értelmezése

A nyereség és a tükör felületi pontossága közötti kapcsolat meghatározásához Ruze módszerét [1] fogjuk felhasználni. Egyenletes tükör-megvilágítás esetében — ami e szempontból a legrosszabb eset —

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 e^{-\delta^2} \left\{ 1 + \left(\frac{2C}{D}\right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\delta^2)^n}{n! n} \right\}, \quad (1)$$

ahol G az antenna nyeresége főirányban,

D — az antenna átmérője,

λ — üzemi hullámhossz,

δ — $4\pi\sigma/\lambda$,

a — az effektív (rms) felületi hiba,

c — a korrelációs intervallumok sugara,

n — a korrelációs intervallumok száma.

Az általunk a gyakorlatban használt átmérőjű (1...4 m) antennáknál a $c/D \ll 1$ egyenlőtlenség áll fenn. Ennek következtében a nyereség:

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 e^{-\left(\frac{4\pi\sigma}{\lambda}\right)^2}. \quad (2)$$

Az effektív felületi hiba (rms) meghatározása

Tételezzük fel, hogy a gyakorlati forgásparaboloid felület hibái, normális eloszlás szerintiek. Ekkor az

effektív felületi hiba a következőképpen határozható meg:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\Delta X_i - M)^2}{N}}; \quad M = \frac{\sum_{i=1}^N \Delta X_i}{N}; \quad (3)$$

ahol x_i az i pontban a konkrét felület és az ideális forgásparaboloid felület megfelelő pontja közötti — a forgásparaboloid tengelyével párhuzamos — távolság (2. ábra).

A normális eloszlás feltételezésének jogosságát 300 db 3 m átmérőjű antenna mérési adatainak vizsgálata alapján χ^2 próbával ellenőriztük.

A ΔX_i értékek ismeretében a a segítségével a nyereség már könnyen megállapítható. Az ΔX_i értékek meghatározása méréssel történik és erre igen sok módszer alkalmazható [2]. Az FMV-ben alkalmazott mérési módszer egy ismert pontossággal készült sablonnal történő összehasonlítás. A mérési pontok elrendezését a 3. ábra mutatja:

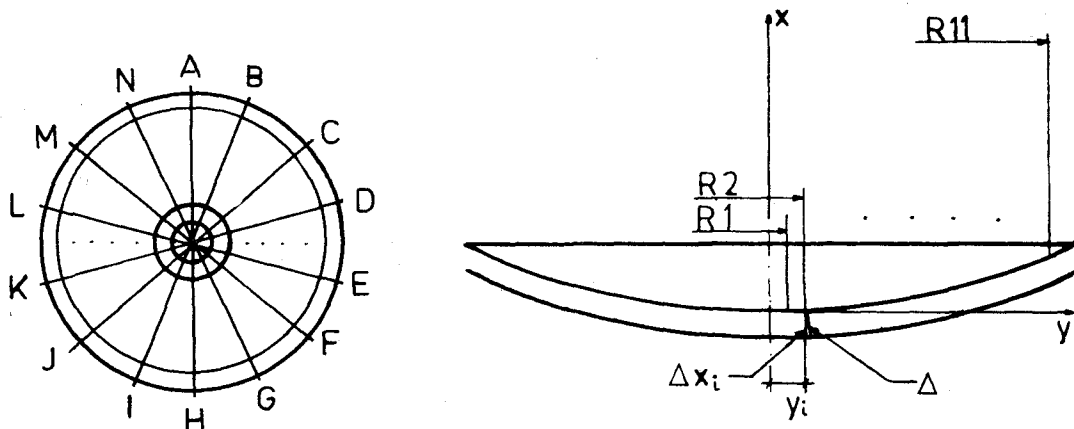
A mérés mindig a paraboloid metszők érintőjére merőlegesen történik, ezért a tengelyirányú eltérés meghatározásához az alábbi egyenletet kell figyelembe vennünk:

$$\Delta X_i = \Delta \frac{1}{\cos\left(90^\circ - \arctg \frac{2f}{y_i}\right)}. \quad (4)$$

A mérési pontok számának akkorának kell lenni, hogy azok növelése az effektív hibát már gyakorlatilag ne befolyásolja. Ez az 1—4 m átmérőjű antennáknál mintegy 50—150 pont.

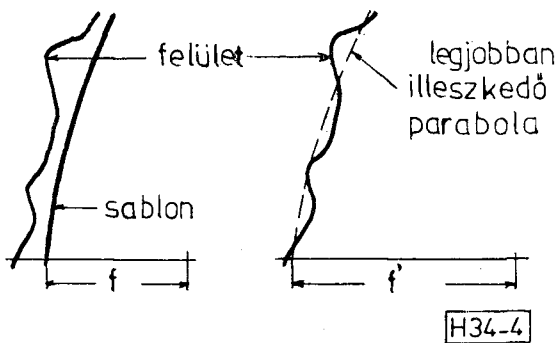
A mérést célszerű automatikus mérőrendszerrel elvégezni és személyi számítógéppel kiértékelni. A számítógépes elemzés lehetőséget ad arra, hogy a tükrök pontatlansága következtében fellépő nyereségcsökkenést némileg mérsékeljük. Ezt az ún. legjobban illeszkedő paraboloid megkeresésével érjük el (4. ábra).

Az ún. legjobban illeszkedő paraboloidhoz tartozó effektív felületi hiba minimális és fókusz távolsága természetesen eltér a sablon fókusz távolságától. Ez a

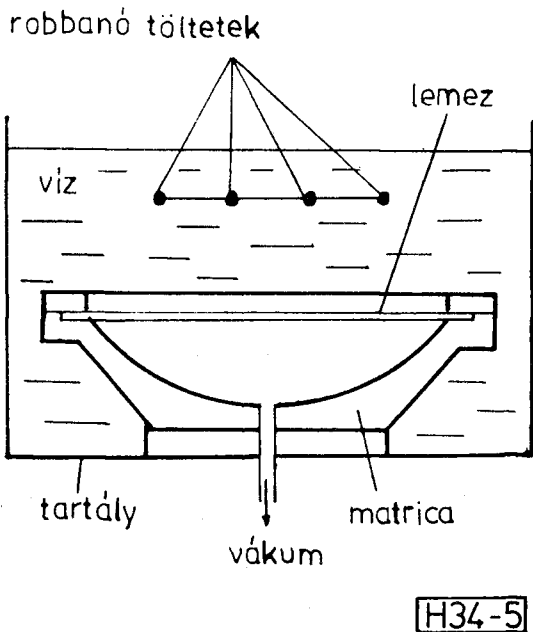


H34-3

3. ábra. A mérési pontok elrendezése



4. ábra



5. ábra. A robbantási technológiához alkalmazott elrendezés

távolság minden egyes tükörhöz meghatározható és a primer sugárzó helyzete ennek megfelelően módosítható.

A 10 GHz felett működő antennákra a nyereségcsökkenés és az effektív hiba közötti összefüggést a (2) képlet alapján a következő táblázat mutatja. (A ΔG értékek 13 GHz frekvenciára vonatkoznak.)

1. táblázat

σ [mm]	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
ΔG /dB	0,013	0,052	0,116	0,206	0,322	0,463	0,631

A fenti adatokból látszik, hogy viszonylag kis effektív felületi hiba is jelentős nyereségcsökkenést okoz. Ami a maximális felületi hibát illeti, normális

eloszlást feltételezve a felület bármely két vizsgált pontja közötti eltérés (pl. $\sigma=0,3$ mm esetén) az eseteknek csak 1%-ában haladja meg az 1,5 mm-t.

Az antennatükör előállítására szolgáló technológia

A gyártási technológia megválasztása az előállítandó felület pontosságától függ. A 10 GHz felett működő antennák esetében a vezető világcégek az antennatükör pontatlanságából adódó nyereségcsökkenést 0,1 dB-nél kisebb érték alatt tartják. Ebből az adatból az 1. táblázat segítségével megállapítható, hogy 13 GHz-en az effektív hiba maximum 0,3 mm lehet.

Ezt a pontosságot véleményünk szerint a hagyományos technológiákkal már nem lehet biztosítani, vagy a beruházási költségek aránytalanul magasakká válnak.

A Gépipari Technológiai Intézet Képlékeny Alakítási Főosztályának munkatársaival lefolytatott konzultációk alapján a robbantásos technológiát választottuk, amelynek vázolata az 5. ábrán látható.

A technológiai sorrend a következő

1. Az alumínium teríték elhelyezése a robbantó szerszámon.
2. A ráncfogó felszerelése.
3. A robbanóanyag elhelyezése.
4. Részleges vákuum létrehozása a szerszám és az alumíniumlemez közötti térben.
5. A teljes rendszer vízzel telt hengerben való elhelyezése.
6. A robbantás végrehajtása.
7. A teljes rendszer kiemelése a vízből.
8. A 3–7. pontok újbóli végrehajtása.

A GTI-vel végzett közös kísérletek alapján sikerült a megfelelő alapanyagot (Al 99,5), a robbanóanyag szükséges mennyiségét és geometriai elrendezését meghatározni, 1100 mm átmérőjű antennatükrök legyártásához.

Az elért igen pontos eredményeket a 2. számú táblázat adja meg.

2. táblázat

Tükör száma	1	2	3	4	5	6	7
σ_{opt} , mm	0,272	0,278	0,298	0,238	0,261	0,268	0,269
f_{opt} , mm	316	316	316	316	316	315,5	316

ahol a_{opt} — a legjobban illeszkedő paraboloidhoz tartozó effektív hiba,

f_{opt} — a legjobban illeszkedő paraboloid (a értéke minimális) fókusz-távolsága.

A tükör hatása a melléknyalábokra és a keresztpolarizációra

A már említett 0,3 mm-es effektív hiba esetében a gyakorlatban használt megvilágítás mellett az első melléknyaláb növekedése 13 GHz-en számításaink

szerint mintegy 0,6 dB, a zérushely feltöltődik $-\infty$ ról kb. -30 dB-re. A melléknyalábokra kifejtett hatást az irodalom [3] részletesen tárgyalja. A kereszt-polarizáció a fent említett felületi hiba esetében a főirányban az elméleti $-\infty$ dB értékről, mintegy -40 – -45 dB-re nő. Ugyanakkor a kereszt-polarizáció melléknyalábjai 0,5–0,6 dB értékekkel csökkennek [6].

Az antennatükör megvilágítására szolgáló ún. primer sugárzó rendszer

A primer sugárzó rendszer alapvető feladata a megfelelő, apertúraeloszlás létrehozása. Az apertúraeloszlás alapvetően befolyásolja az elérhető nyereséget és sugárzási karakterisztikákat.

Körapertúra és tengelyszimmetrikus apertúraeloszlás esetében (a forgásparaboloid antenna körapertúrával rendelkezik) a távoltéri sugárzási karakterisztika normalizált értéke a következő összefüggés alapján számítható ki [4], [5].

$$F(u) = \frac{1}{M} \int_0^1 F(R) J_0(uR) R dR, \quad (5)$$

ahol $M = \int_0^1 F(R) R dR$ normál tényező,

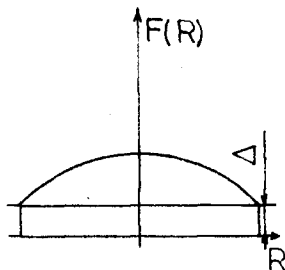
$$u = \beta R \sin \Theta = \pi D \sin \Theta / \lambda,$$

$D = 2R$ – az apertúra átmérője.

A fenti egyenlet azt jelenti, hogy a távoltéri sugárzási karakterisztika azonos a nulladrendű Fourier–Bessel-transzformálttal. Viszonyítási alapként célszerű az egyenletes apertúraeloszlást tekinteni, azaz $F(R) \equiv 1$ értéket. Az alábbi táblázat az egyenletes amplitúdóeloszlás esetében megadja a főirány közepében a legfontosabb jellemzőket, valamint az apertúra határfokot és a távoltéri karakterisztika burkoló görbéjét.

3. táblázat

$2\Theta_{0,5}$	$2\Theta_0$	F_1	F_2	F_3	a	$F_{\text{burkoló}}(u)$
$1,02 \frac{\lambda}{D}$	$2,44 \frac{\lambda}{D}$	$-17,6$	$-23,8$	$-28,0$	$1,0$	$\frac{1,6}{u\sqrt{u}}$



H34-6

6. ábra. Parabolikus apertúraeloszlás

- ahol $2\Theta_{0,5}$ – a 3 dB-es pontok közötti szög radiánban,
 $2\Theta_0$ – az első zérushelyek közötti szög radiánban,
 F_1, F_2, F_3 – az első, második, ill. harmadik melléknyaláb szintje, dB.

Egyenletes apertúraeloszlást nem lehet megvalósítani, ezért a gyakorlatban gyakran használják például a parabolikus eloszlást adott élmegvilágítással.

$$F(R) = 1 - (1 - \Delta)R^2 = \Delta + (1 - \Delta)(1 - R^2). \quad (6)$$

A fenti apertúraeloszlás (6. ábra) esetében a normalizált távoltéri sugárzási karakterisztika a következő egyenlettel határozható meg:

$$F(u) = \frac{2}{1 + \Delta} \left[\Delta A_1(u) + \frac{1}{2} (1 - \Delta) A_2(u) \right], \quad (7)$$

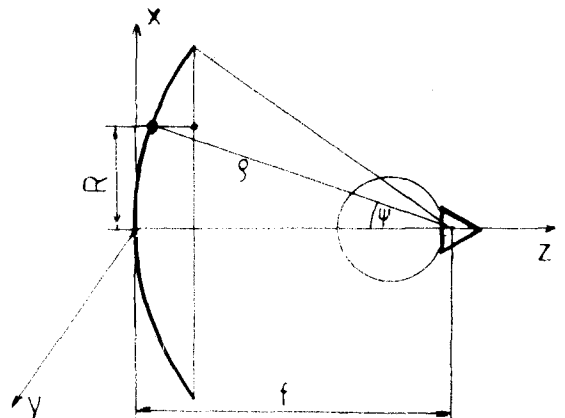
ahol $A_1(u)$ és $A_2(u)$ rendre elsőfajú elsőrendű, illetve másodrendű lambda függvények.

A (7) egyenlet alapján adódó eredményeket a 4. táblázat tartalmazza.

4. táblázat

Él-megvilágítás	$2\Theta_{0,5}$	$2\Theta_0$	F_1	F_2	F_3	η_a	$F_{\text{burkoló}}(u)$
0,5 (-6 dB)	$1,09 \frac{\lambda}{D}$	$2,68 \frac{\lambda}{D}$	$-20,6$	$-27,1$	$-31,3$	$0,964$	$\frac{1,06}{u\sqrt{u}}$
0,316 (-10 dB)	$1,14 \frac{\lambda}{D}$	$2,83 \frac{\lambda}{D}$	$-22,4$	$-29,3$	$-33,8$	$0,917$	$\frac{0,38}{u\sqrt{u}}$
0,1 (-20 dB)	$1,22 \frac{\lambda}{D}$	$3,12 \frac{\lambda}{D}$	$-24,2$	$-32,8$	$-38,4$	$0,818$	$\frac{0,15}{u\sqrt{u}}$
0	$1,27 \frac{\lambda}{D}$	$3,27 \frac{\lambda}{D}$	$-24,6$	$-33,6$	$-39,7$	$0,75$	$\frac{6,4}{u^2\sqrt{u}}$

A 3. és 4. táblázat adataiból látszik, hogy a (6) apertúraeloszlás esetében a maximális határfokot (és ennek következtében a maximális nyereséget) az



H34-7

7. ábra. A primer sugárzó és a parabola geometriai elrendezése

egyenletes apertúraeloszlás biztosítja, ugyan akkor az első három melléknyaláb viszonylag nagy. Az élmegvilágítás csökkentésével a hatások fokozatosan romlik, a melléknyalábok szintje csökken. Ezekből az a fontos következtetés vonható le, hogy a nagy nyereség és a kisszintű melléknyalábok elérése egymással ellentétes követelmények, tehát kompromisszumos megoldásra kell törekednünk.

A primer sugárzó rendszernek az egyenletes amplitúdóeloszlást minél jobban megközelítő, ugyanakkor lehetőleg kicsiny élmegvilágítású apertúraeloszlást kell létrehozni.

Meg kell jegyeznünk, hogy a távolférfi sugárzás karakterisztika kiszámítására alkalmas egyenletek csak az első néhány melléknyalábot adják meg nagy pontossággal, a további melléknyalábok meghatározására alkalmatlanok.

A primer sugárzó sugárzási karakterisztikája és az apertúraeloszlás közötti kapcsolatot a 7. ábra alapján az alábbi egyenletek adják meg:

$$e = \frac{2f}{1 + \cos \psi},$$

$$F(R) = \frac{1 + \cos \psi}{2} F(\psi).$$

Ekkor feltételeztük, hogy a primer sugárzó karakterisztikája $F(\psi)$ csak a ψ szögtől függ és a z tengelyre szimmetrikus. Ez a feltételezés megfelelő primer sugárzó alkalmazása esetén helytálló.

A primer sugárzó rendszerre vonatkozó egyéb követelmények:

- kis veszteségek (falveszteség, radom veszteség),
- kis bemeneti állóhullámarány,
- a sugárzó fázisközéppontjának a paraboloid fókuszpontjával való minél pontosabb egybeesése,
- dehidrálnálhatóság,
- kisszintű keresztpolarizáció.

A fenti követelmények teljesítése a 10 GHz feletti frekvenciatartományban meglehetősen nehéz, mert

a kis hullámhossz (13 GHz-en pl. 23 mm) következtében a sugárzó rendszer beállítására igen szigorú tűrések vonatkoznak és a veszteségek is lényegesen nagyobbak.

A cikkben röviden ismertetem a fejlesztési munka során alkalmazott számítási módszert, valamint a Finommechanikai Vállalatnál elért eredményeket. Az $\varnothing 1,1$ m-es tükrök után az $\varnothing 2$ m-es tükrök nagypontosságú gyártásának kidolgozására kerül sor és végső célunk a 10–15 GHz-es frekvenciatartományban nagy sorozatban, gazdaságosan gyártható antennacsalád kifejlesztése.

A rendelkezésre álló korlátozott hely miatt a primer sugárzó kialakításával kapcsolatos, igen fontos elektromos és mechanikus tervezési kérdésekre nem tudtam kitérni.

Köszönetnyilvánítás

Ezúton mondok köszönetet közvetlen kollégáimnak, akik a fejlesztési munkában segítettek és Czeglédi Istvánnának, a GTI tudományos munkatársának, valamint kollégáimnak, akik a tükörgyártás technológiájának kidolgozását végezték.

I R O D A L O M

- [1] John Ruze: Antenna Tolerance Theory — A Review Proceedings of the IEEE Vol. 54. No. 4. 1966. april.
- [2] Béla Ladányi-Turóczy: The measurement of Mechanical Parameters of Paraboloid Antennas. Budavox Telecommunication Review 1979/1.
- [3] Vu The Bao: Influence of correlation interval and Illumination taper in antenna tolerance theory. Proc. IEE, Vol. 116. No. 2. February 1969.
- [4] В. Г. Ямпольский; О. П. Фролов: Антенны и ЭМС, Москва, "Радио и связь" 1983.
- [5] Г. З. Аузендерг, В. Г. Ямпольский; О. Н. Терешин: Антенны УКВ, Часть I. Издательство "Связь" Москва 1977.
- [6] I. M. M. Vissers et al.: Crosspolarisation properties of reflector antennas with random surface errors. Electronics Letters. 20th January 1983. Vol. 19. No. 2.