

Az antennatechnika új eredményei

F. LANDSTORFER

Műszaki Egyetem, München



ÖSSZEFOGLALÁS:

Az antenna, mint a vezeték nélküli híradástechnikai összeköttetések eleme mintegy 100 éve ismert. Az antennatechnika fejlődése ennek ellenére még nem záródott le. A vezeték nélküli hírközlés állandóan növekvő igénye, a világűr híradástechnikai felfedezése, a rendelkezésre álló új technológia, a gyorsabb digitális számítógépek, valamint a szabad frekvencia sávok állandóan érzékelhető szűkössége nagymértékben befolyásolta az utóbbi tíz évben az antennatechnika fejlődését. Ennek megfelelően az antennák mai generációja már többnyire a polarizációra és/vagy a frekvenciasávra vonatkozóan többszörösen kihasználható. A számítógépes tervezési módszerek (CAD) belépésével elérhetővé vált egy adott átvendő távolsághoz tartozó, frekvenciára és teljesítményre optimalizált (beam shaping) iránykarakterisztika előállítás is.

Az előadás az NTG Antenna Szakbizottságának munkáira alapozva az antennatechnika NSZK-beli jelenlegi állapotát mutatja be.

Bevezetés

Mintegy 100 évvel ezelőtt Heinrich Hertz volt az, aki híres kísérleteivel a Maxwell által elméletileg leírt elektromágneses hullámok létezését igazolta. Ezzel egyidőben elsőként Hertz alkalmazott tudatosan antennát az elektromágneses hullámok kisugárzására és vételére. A mai meghatározás szerint Heinrich Hertz egy tetőkapacitás által lerövidített dipólt használt, és ennek az antenna-típusnak még ma is van gyakorlati jelentősége.

Az antennatechnika azonban e tény ellenére sem maradt az 1887-bes szinten. Fejlődését alapvetően következő tényezők határozták meg:

- Az antennák új elektronikai és mechanikai követelményei.
- Az antennák és antennarendszerek analízisének és szintézisének új műszaki lehetőségei.
- A rendelkezésre álló új technológia.

Az antennákkal szemben támasztott elektromos követelményeket az (1) egyenletben adjuk meg. A vevő kimenetén fellépő jel/zaj viszony (S/N) vezeték nélküli átvitel esetén:

$$S/N = p \left(\frac{\lambda_0}{4\pi} \right)^2 \cdot \frac{P_{t_0} \cdot G_t \cdot G_r}{k \cdot B(T_a + T_z)} \quad (1)$$

ahol:

- p — Polarizáció illesztési tényező.
- P_{t_0} — Az adóantenna bemenő teljesítménye.
- G_t — Az adóantenna nyeresége.
- G_r — A vevőantenna nyeresége.

Fordította: Rozemberszki Csaba

Elhangzott az 1987. máj. 6—7-én tartott VDE konferencián.

PROF. DR.—ING. F.
LANDSTORFER

1959-től 1964-ig a Müncheni Műszaki Főiskola hallgatója, majd Prof. Meinkenél 1967-ben egyetemi doktorrá avatják. 1967-ben a Müncheni Műszaki Egyetem docensévé

nevezik ki, majd 1978-ban professzorrá. 1983-tól az NTG „Antennák” szakbizottságának vezetője. Az 1986-os téli szemeszter idején a Stuttgarter Egyetemen a Nagyfrekvenciástechnika Tanszék meghívásának tesz eleget.

λ_0 — Szabadtéri hullámhossz.

k — Boltzmann állandó.

T_a — Az antenna ekvivalens zajhőmérséklete.

T_z — A vevő járulékos zajhőmérséklete.

B — Sáv szélesség.

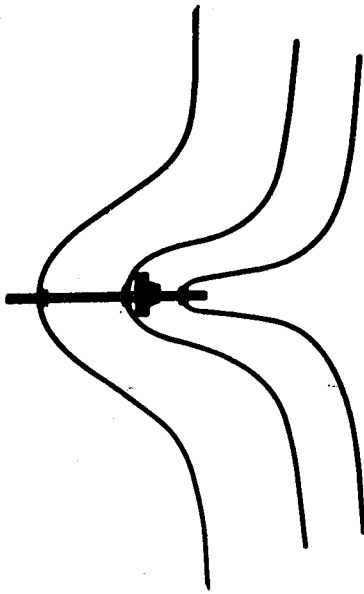
Bármely átviteli távolság esetén elvileg a maximális S/N viszony elérésére törekszünk, ami az (1) egyenlet számlálójának maximalizálását, és nevezőjének minimalizálását jelenti. Ezen túl azonban az áthidalandó szakasz speciális jellegéből adódó járulékos feltételeket is be kell tartanunk, így például egy szatelit antenna bemenő teljesítménye és terjedelme egy meghatározott értéket nem léphet túl. A földön megvilágított területnek megfelelően bizonyos határok között kell mozognia az antenna nyereségének (G_t) is. Másrészt a földi rádióállomás antennájának zajhőmérsékletét (T_a) befolyásolja többek között az iránykarakterisztika melléknyaláb szintje, valamint a földi termikus sugárzása is. A vevő járulékos zajhőmérsékletének lehetséges minimumát a félvezető technológia szintje szabja meg.

Amennyiben az ismertett járulékos feltételek mellett az (1) egyenlet jel/zaj viszonyának maximalizálását célozzuk meg, akkor folytathatjuk a sort azzal, hogy mennyire állnak rendelkezésre az újabb analízáló és szintetizáló eljárások, valamint az új technológia. Mindezek hatását az NTG Antenna Szakbizottságának különböző munkái során már megvalósított antenna illetve antennarendszerek segítségével szemléltetjük.

2. Lineáris antennák

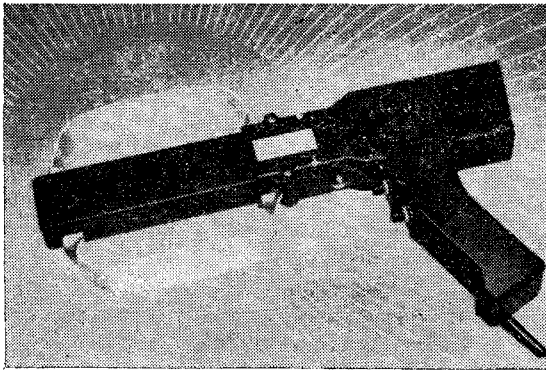
Lineáris antennákat elsősorban az UHF frekvenciasávval bezárólag alkalmazunk. Ha a feladat nem követel meg különleges körsugárzó iránykarakterisztikát, akkor az (1) képletből láthatóan a nagy adó- és vevőoldali antennanyereségnek köszönhetően jó jel-zaj viszonyt kapunk. Egy viszonylag nagy nyereségű, kis térfogatú antennaelrendezésre az 1. ábra mutat példát [1].

Yagi elv szerint működő antenna egy optimálisan megformált közvetlenül táplált, $1,5 \tau_0$ ívhossz-

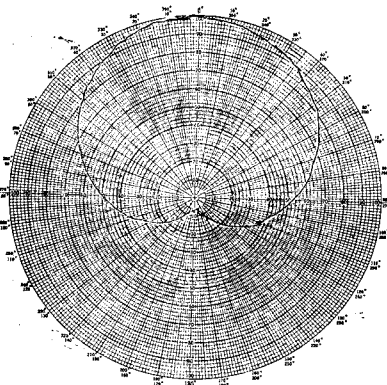


H297-1

1. ábra. Hajlított elemű Yagi-Uda antenna



a)



b)

H297-2

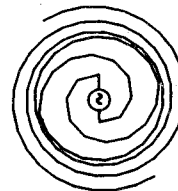
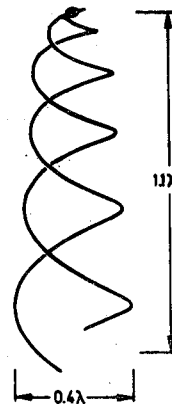
2. ábra. 20-tól 200 MHz-ig működő aktív iránymérő antenna. Fotó: Rohde & Schwarz a., Felépítése b., Iránykarakterisztika

szúságú dipólból, és két szintén a nyereségre optimalizált parazita elemből áll. Fejlesztése a hajlított lineáris sugárzókra vonatkozó analízis eljárás — „Momentum módszer” [2, 3], valamint optimalizálási eljárás [4, 9] felhasználásával történt. Az 1. ábra szerinti antenna 11,5 dB-es (izotróphoz viszonyított) nyereséggel, 26 dB-es előrehátra sugárzási viszonytal és 20 dB-es melléknyaláb elnyomással rendelkezik. Ezeket az adatokat figyelembe véve egy hagyományos 8—10 elemes Yagi antennával egyenértékű. A kisebb elemszámért azonban keskenyebb sávzélességgel fizetünk.

Aktív antennák (5, 6] esetén, amelyet pl. a 2. ábra mutat [7], a félvezető alkatrészeket új módon, úgy használjuk fel, hogy az (1) egyenlet nevezőjét befolyásolni tudjuk. Bizonyítható, hogy az erősítő elemek és a passzív antenna integrálásával vagy a $(T_a + T_z)$ összeg csökkenthető, ami nagyobb jel-zaj viszonyt eredményez, vagy, ha T_a már eleve nagy, akkor változatlan jel/zaj viszony mellett az antenna méretei csökkenthetők [5].

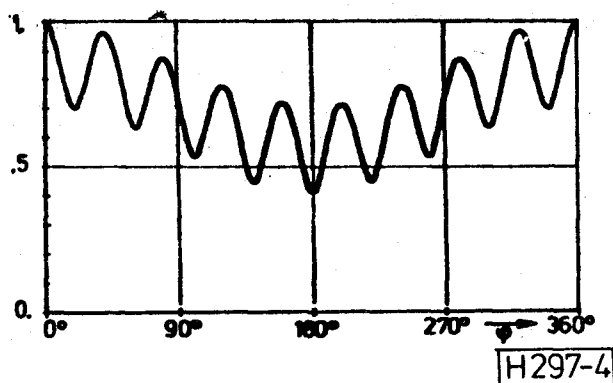
Nagyon szélessávú, ezért különösen hasznos antennatípus a nagy ohmos bemeneti impedanciájú erősítővel integrált passzív rúdantenna és a kis bemeneti impedanciájú erősítővel integrált keretantenna kombinációja. A 2. a ábrán példaként egy kézi iránymérésre szolgáló aktív antennát mutatunk be, melynek kardiodoid iránykarakteristikája a 2. b ábrán látható. Az antenna iránykarakteristikája 20—200 MHz-es frekvenciatartományban változatlan marad. Ez kiterjeszhető az 1 GHz-es frekvenciatartományra is kiegészítő antennamodul felhasználásával [7].

Lineárisan polarizált antennák esetén megfelelő beállítással viszonylag könnyen elérhető a $p \approx 1$ -es polarizáció-illesztési tényező. Körösen polarizált antennáknál ugyanez már nehezebben valósítható

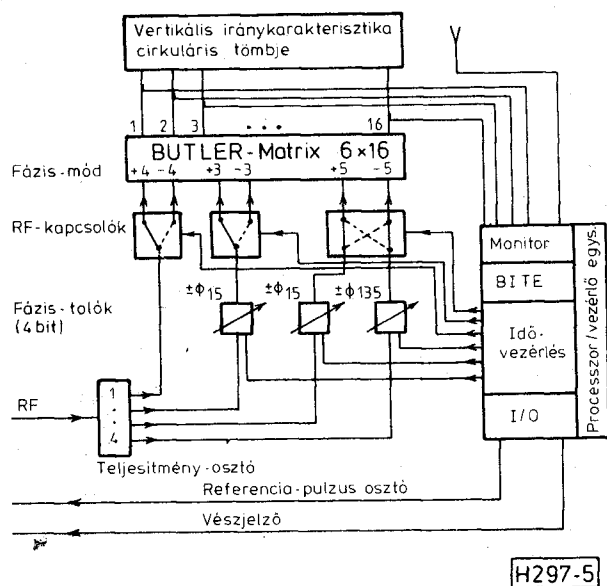


H297-3

3. ábra. Optimalizált szatelit vevőantenna



4. ábra. Rádió navigációs berendezés antenna iránykarakterisztikája



5. ábra. A 4. ábra szerinti rádió-navigációs iránykarakterisztikához tartozó fázisvezérelt antenna blokkvázlata

meg. Példaként a 3. ábrán egy szatellit navigációs rendszer antennáját mutatjuk be, mely jobbforgású körösen polarizált hullámok vételére alkalmas. A félgömb formájú iránykarakterisztika megszabja az antenna nyereségét, így nagyobb jelentőséghez jut a p polarizáció illesztési tényező. A 3. ábrán bemutatott változó meredekségű kétkarú spirálantenna formáját egy új, többparaméteres optimalizálási eljárás segítségével határoztuk meg [8, 9, 10]. Ezzel elérhetővé vált, hogy eleget tegyünk a polarizációval és a bemeneti impedanciával szemben támasztott követelményeknek, valamint ezzel egyidőben maximálisan közelíthetővé vált a szükséges iránykarakterisztika is.

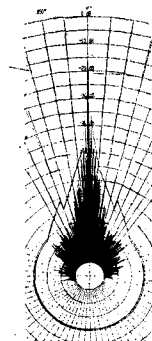
Az utóbbi években különös jelentőségűvé vált az antennarendszerek témakörén belül az a törekvés, hogy az antenna iránykarakterisztika mozgatóját már ne mechanikus úton, hanem elektromosan valósítsuk meg (fázis vezérelt antenna-rendszer — „phased array” —). A légi közlekedésben útvonalnavigációra használt VHF és UHF sávú körsugárzó irányadónál például még a ha-

gyományos mechanikus iránykarakterisztika mozgatót alkalmazzák (4. ábra).

Egy új elképzelés és technológia segítségével sikerült 16 elemi sugárzóval az ugyanilyen iránykarakterisztikát létrehozni [11, 12]. Az 5. ábra szerinti elrendezés alap gondolata az, hogy a szükséges iránykarakteristikát egymással csatolt fázismódban álló egyes elemi sugárzók szuperpozíciójával állítjuk elő, melyeket az 5. ábra szerinti Butler-mátrix négy bemenetén keresztül gerjesztünk. Az ilyen n -edrendű fázismódus gerjesztése konstans (komplex) amplitudóval és az azimut szög n -szeresének megfelelően változó fázissal történik. Kimutatható, hogy az $n=5, 4, 3, -5$ négy mód elvileg elegendő a 4. ábra szerinti iránykarakterisztika szintetizálásához. Ez az 5. ábrán bemutatott három olyan 4 bites fázistoló segítségével valósítható meg, melyeknél a módusok egymáshoz képesti fázisa változtatható, őszel az iránykarakterisztika forgatható.

Apertura antennák

Az utóbbi években az apertura antennák terén tapasztalható fejlődés mindenekelőtt a rendelkezésre álló frekvenciasávok egyre inkább érezhető szűkösségének és a világűr híradástechnikai felfedezésének a következménye. A műholdas hírközlő és műsorszóró szolgálatoknál az áthidalandó távolságot egymáshoz egyre kisebb szögben álló nyálbokkal fogjuk át. Eredetileg a geostacionárius műholdakat 6° -os szögtartományra tervezték, de ma már 2° -nál kisebb szögtartományra törekszünk. Jelentősen megnövekedett igényeket támasztunk a földi adóállomások antennáinak melléknyaláb-eltávolításával szemben is azért, hogy a látótartományban lévő szomszédos műholdak se okozzanak interferencia problémákat. Ezek az új követelmények sok eddig megszokott antennatípussal csak nehezen teljesíthetők, mivel a kisebb zavarok nagy száma miatt a mellékharok nem nyújt elegendő védettséget. Például a szimmetrikus Cassegrain antenna esetén a segédreflektor kitámasztója hozzájárul a mellékharok megnövekedéséhez. Éppen ezért elsőként a 6. ábrán bemutatott antenna esetén hosszirányban parabolikusan hajlított támasztékot építettünk be. A 6. b ábrán látható a mért iránykarakterisztika, melynek melléknyaláb-

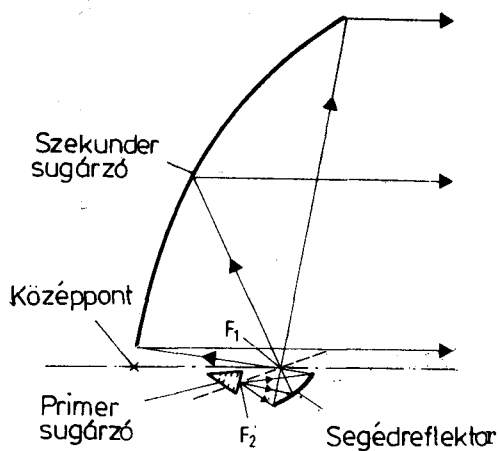


a)

b)

H297-6

6. ábra. Burum 3 földi állomás (Hollandia. Foto: Siemens) a., Felépítése b., Iránykarakterisztika

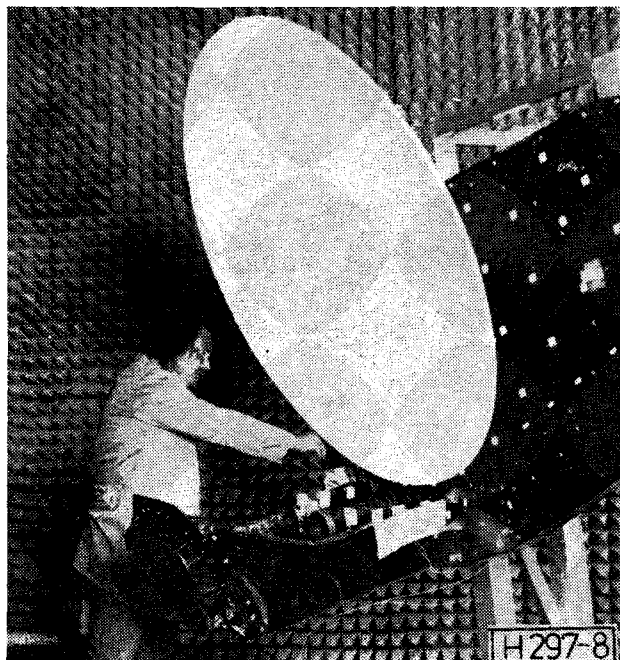


H297-7

7. ábra. A Gregory-elv szerinti kétreflektoros antenna

szintje jóval a CCIR 580 ajánlásában előírt burkológörbék szintje alatt marad. A frekvenciaínségen úgy próbálunk enyhíteni, hogy ortogonális polarizáció alkalmazásával egyidőben ugyanazon vivőfrekvencián különböző híradástechnikai csatornákat üzemeltethetünk (*frequency reuse*). Ekkor természetesen az antennák polarizációs illesztettségére fokozott követelményeket állítunk fel [16].

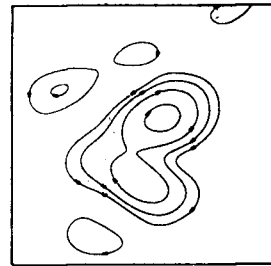
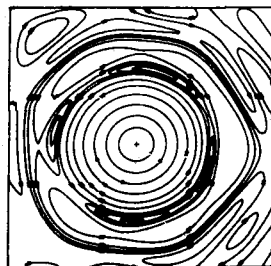
Figyelembe véve a nagy keresztpolarizációs csillapítást és az alacsony melléknyalábszintet különösen hasznos a 7. ábra szerinti a Gregory-kétreflektoros elven működő offset elrendezésű Muschel-antenna, melyet a mikrohullámú összeköttetések területén használunk [13].



8. ábra. DFS-Ku sávú antenna modellje Foto: MBB

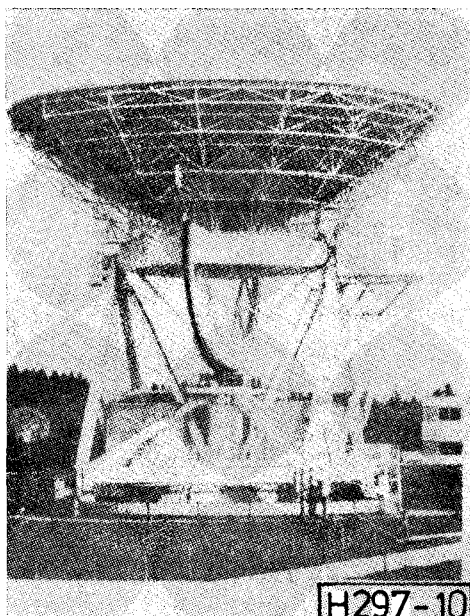
A felsorolt kedvező elektromos tulajdonságokra vonatkozó követelmény párosulva a Cassegrain elrendezés kis helyigényével ahhoz vezetett, hogy a DFS-Kopernikus német távközlési műhold antennájaként egy a 7. ábrán vázolt offset-Gregory-kétreflektoros antennaelrendezést választottunk. Ha gondoskodunk mindkét ortogonális polarizációról, akkor a 11,45-14,5 GHz-es frekvenciatartomány kétszeresen is kihasználható. A 8. ábrán bemutatott antenna modell az új technológia által nyújtott lehetőségeket szemlélteti. A segédreflektor és a szekunder sugárzó, valamint a kitémasztók szénszálalás műanyagból (CFK) készültek. A különleges alumíniumból készített tápfej-rendszer kör alakú, radiális irányú hornyokkal ellátott tölcseről áll, melyet numerikus vezérlésű maró és köszörűgépekkel szélessávú keresztpolarizációs sugárzásra és polarizáció illesztésre optimalizálva készítettünk el.

A 9. ábrán bemutatott kontúrvonalak az előbbi antenna távolféri hasznos- és keresztpolarizációs sugárzásából adódó jelszintet mutatják [18].



H297-9

9. ábra. A 8. ábra szerinti antenna szintvonalai vertikális (balra) illetve keresztpolarizáció esetén (jobbra)



10. ábra. DFVLR földi állomás Lichtenau-ban (Bayern) Foto: DFVLR

A 10. ábra a DFVLR Liechtenau-i földi állomásának antennáját mutatja és a frekvenciasáv többszörös kihasználhatóságára mutat példát. Eredetileg az antenna csak az S-sávra lett üzembe állítva (átmérő 30), de ma már az X-sávon a Galileo és Giotto űrszondákhoz is használjuk. Mindez a segédreflektor megújításával és egy olyan S-sáv/X-sáv diplexer beépítésével vált lehetővé, amelybe 2 ortogonális módusú átmenet lett beépítve. Ezzel sikerült az X-sávra is a megkövetelt 48 dB/K° jósági értéket elérni.

A szerző köszönetét fejezi ki az „Antenna” szakbizottság tagjainak Brunner, Fasold, Greving, Kühne, Ötte, Stark és Thiclen uraknak ezen áttekintésben való részvételükért.

I R O D A L O M

- [1] Landstorfer, F., Sadcher, R.: Optimisation of Wire Antennas. Verlag R S P /John Wiley & Sons, New York, 1985, 174 S.
- [2] Harrington, R. F.: Field Computation by Moment Methods. Verlag Mac Millan, New York, 1986;
- [3] Kuo, D., Strait, B.: Computer Programs for Radiation and Scattering by Arbitrary Configuration of Bent Wires. Syracuse University, New York, Sci. Rep. 7 under Contract F19628-68-C-0180 AFCRL, 1970;
- [4] Landstorfer, F.: Numerische Optimierungsverfahren für Linearantennen. Kleinheubacher Berichte 21 (1978), S.83-93;
- [5] Lindenmeier, H.: Einige Beispiele reauscharmer transistorierter Empfangsantennen. Nachr. techn. Z. 22 (1969), S. 381—389;
- [6] Flachenecker, G., Landstorfer, F.: Lindenmeier, H., Meinke, H.: Active Receiving Antennas. De Ingenieur 84 (1972), s'Gravenhage NL, S. ET74-ET80;
- [7] Demmel, F., Steghafner, H.: R&S Meßgeräte und die neuen Funk-Entstörbestimmungen der DBP. Neues von Rodhe Schwarz 110 (1985), S.33—36;
- [8] Gotthard, O.: Formoptimierung von Linearantennen. Dissertationschrift TU-München, 1986;
- [9] Gotthard, O., Landstorfer, F., Metzger, K.: Different Aspects of Antenna Optimisation. Proc. Intern.

U. R. S. I. Symposium, 23.-26. Aug. 1983, Santiago, Spanien, S. 343—346;

- [10] Gotthard, O., Landstorfer, F.: Shaped Wire Antennas for Circular Polarisation. Proc. 4th Intern. Conf. on Antennas and Propagation, Warwick UK 1985, IEE-Publ. No. 248, S.166—170;
- [11] Greving, G., Zeitz, R.: Concept and Experimental Verification of a New Electronic Tacan-Antenna. Proc. 14th European Microwave Conf., Liege, 1984, S. 187—192;
- [12] Greving, G., Zeitz, R.: An Optimized Circular Array — Application to the Tacan System. Symp. Digest IEEE AP-S Intern. Symp. Antennas and Propagation, Vancouver, Canada, 1985, S. 115—118;
- [13] Brunner, A., Leupelt, U.: Moderne Antennensysteme für neue Richtfunknetze. Fernmeldepraxis 62 (1985), S. 487—499;
- [14] Rebhahn, W.: Besondere Ausführungen von Antennen und Speisesystemen für Satellitenbodenstationen. Telcom Report 9 (1986), S. 76—84;
- [15] Thielen, H., Hombach, V.: Reflector Antennas with Bent Struts. Symp. Digest IEEE AP-S Intern. Symp. Antennas and Propagation, Vancouver, Canada, 1985, S. 173—176;
- [16] Schuegraf, F., Schuster, R.: Neuartige Mikrowellenweichen für Zweiband-Richtfunkstrecken. Telcom Report 9 (1986), S. 209—213;
- [17] Lieke, M., Nathrath, N., Sommer, E.: Die Nutzlastantenne des deutschen Fernmeldesatelliten DFS-Kopernikus. Proc. Intern. Conf. on Microwave Technology and Opto-Electronics. Wiesbaden 1986, Sess. 1B, 14 S.;
- [18] Fasold, D., Kredt, H.-D., Laux, L.: High Precision Measurement of TV-SAT Transmit Antenna in an Antenna Near-Field Test Facility. Proc. Intern. Conf. on Microwave Technology and Opto-Electronics, Wiesbaden 1986, 17 S.;
- [19] Haerter, H., Öttl, H., Sliwinski, P.: X-Band Extension of the German S-Band Deep Space Station for Simultaneous Dual Frequency Operations. Proc. 13th Intern. Symp. on Space Technology and Science, Tokyo, 1982, S. 805—810;
- [20] Sliwinski, P., Haerter, H., Mayr, B.: S/X-Band Diplexer für die 30-m-Antenne in Weilheim. Mikrowellen Magazin 6 (1984), 4 S.