

Rezonáns quadrafilar antenna

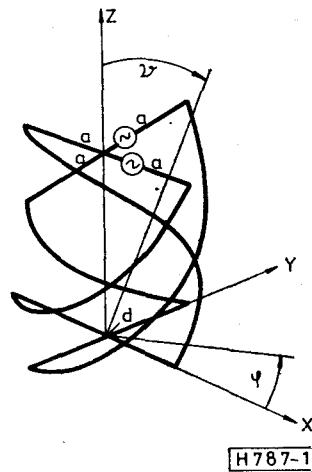
KAPOR JÓZSEF tud. mts.
BME Mikrohullámú
Híradástechnika Tanszék

A quadrafilar antenna az azonos frekvencián működő más antennatípusokhoz hasonlítva viszonylag kis méretű és súlyú. Az antenna felett a sugárzási tér egy igen széles szögtartományban ($90^\circ - 240^\circ$) körösen polarizált a θ és φ gömbkoordinátáktól függetlenül. Ezek a tulajdonságok teszik előnyössé az antenna alkalmazását az alacsonypályás* műholdas összeköttetésekben, akár a műholdon, akár a földi állomásokon. Hasonló alkalmazási célból került kifejlesztésre a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén a quadrafilar antennák egyik típusa a félmenetes rezonáns quadrafilar. Ezek az antennák jelenleg az Interkozmosz nemzetközi együttműködés keretében megvalósított kísérleti műholdas adatgyűjtő rendszer (SSPI) földi állomásain, a világ óceánjain ún. adatgyűjtő bójákon, valamint szárazföldi megfigyelő állomásokon működnek. A BME Rádióklubja szintén hasonló típusú adóantennát működtet sikeresen a 432 MHz-es sávban az OSCAR-7 amatőr műhoddal fenntartott összeköttetésben.

Quadrafilar antenna

A quadrafilart a hélix antennák családjába sorolhatjuk, bár alapvető eltérés a megszokott 8–10 menetes rokonaitól, hogy nem a haladó hullámok elvén működik. Tömören összefoglalva a quadrafilar olyan négybekezdésű $1/4$; $1/2$; $3/4$ vagy 1 menettel megvalósított hélix antenna, amelynél ezeket az antenna elemeket $1/4$; $1/2$; $3/4$ vagy 1 egész hullámhosszúságú vezető darabok alkotják. Valamely menetszámhoz bármely elemhossz hozzárendelhető és fordítva. A különböző menetszám-elemhossz változatokhoz eltérő alakú iránykarakterisztikák, ill. eltérő antennaparaméterek tartoznak [1]. A részletesebb vizsgálat céljával válasszuk ki a változatok közül a félmenetes félhullámhosszúságú elemekből összeállított antennát vagy röviden az $(1/2; 1/2\lambda)$ quadrafilart [2].

* Alacsonypályás: mivel az antenna nyeresége a szimmetrikus dipólhoz képest alig nagyobb az egységnyinél (0,5 dB).



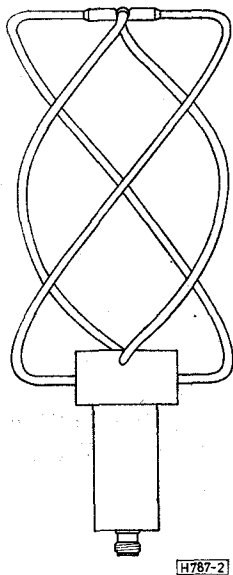
1. ábra

Az $(1/2; 1/2\lambda)$ quadrafilar

Az $(1/2; 1/2\lambda)$ quadrafilar antennát két ortogonális helyzetű félmenetes bifiláris hurok állítja elő az 1. ábrán vázolt módon. Egy gyakorlati megvalósítást a 2. ábrán láthatunk. Mindkét bifiláris hurok kerülete hullámhossz nagyságú. Mint ismert, egy ilyen bifiláris hurok körösen polarizált elektromágneses teret eredményez toroid alakú iránykarakterisztikával. A szinusz függvény szerint változó sugárzási tér nulliránya merőleges a bifiláris hurok tengelyére, valamint a hurok sugárirányú lineáris összetevőire. Az ortogonális hurkokat fáziskvadratúrában táplálva az antenna felett kialakult sugárzási tér szintén körös polarizációjú, az iránykarakterisztika pedig forgáskardioid alakú. Abból a célból, hogy meghatározzuk az $(1/2; 1/2\lambda)$ quadrafilar legfontosabb jellemzőit, végezzük el az antenna részletesebb vizsgálatát.

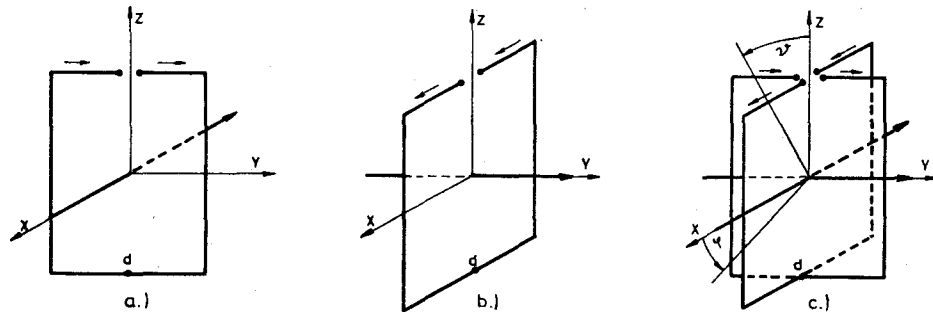
Iránykarakterisztika

A quadrafilar antenna sugárzási tere C. C. Kilgus által származtatott integrálegenletek alapján számítható [3]. Esetünkben azonban tekintsünk el az



2. ábra

integrálegyenletek használatától és a szemléletesebb intuitív analízis módszerével határozzuk meg az antenna iránykarakteristikáját [4]. Az analízis lényege: ismerve a két ortogonális helyzetű bifiláris hurokban a szinuszos gerjesztés hatására kialakuló árameloszlást az $(I/2; I/2\lambda)$ kvadrifilart egy olyan elemi dipól-hurokdipólból összeállítható egyszerű antenna rendszerrel modellezzük, amely hasonló árameloszlást mutat és így hasonló sugárzási teret hoz létre, mint a szóbanforgó négybekezdésű hélix antenna. A hullámhosszynyi kerületű bifiláris hélixet



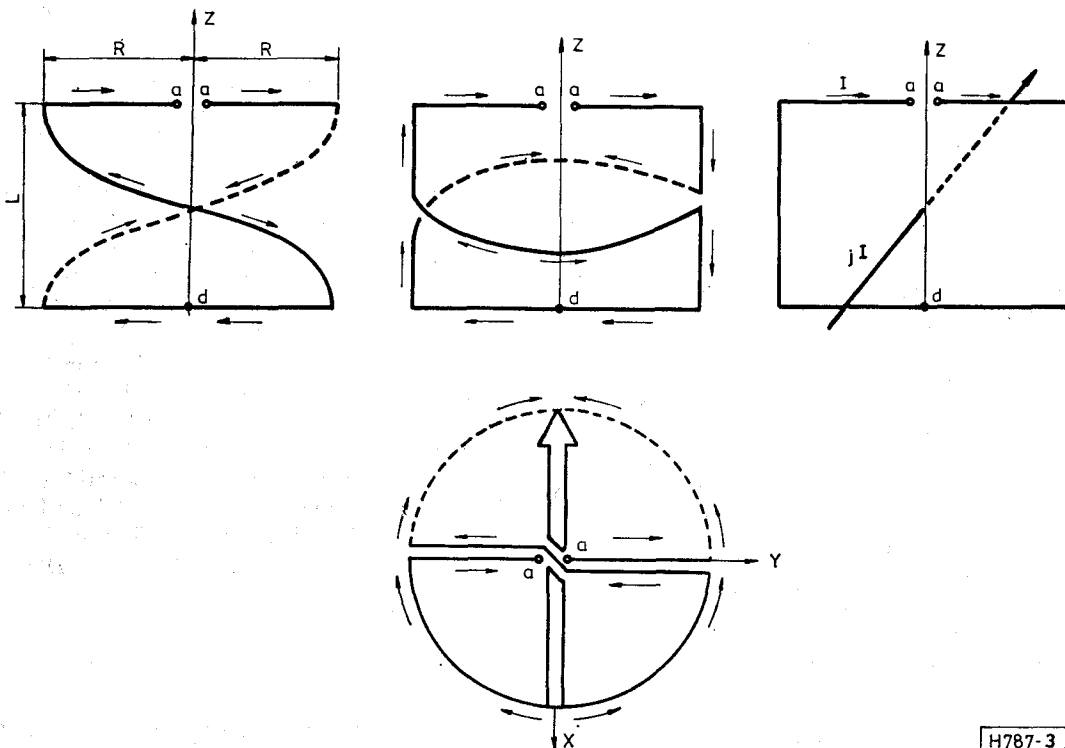
4. ábra

közelítsük a 3. ábrán vázolt módon két félhurokkal és lineáris szakaszokkal. A nyilak a szinuszos táplálás hatására kialakuló árameloszlást jelölik. A két félhurokban kialakult árameloszlás vektoriális összege egy olyan áramszál v. dipól hatásával egyezik meg, amely merőleges a hurok tengelyére és a hurok sugárirányú szakaszaira. Ezután már egyszerűen megrajzolható a 4. ábrán látható helyettesítő modell, melynek alapján a quadrafilar antenna sugárzási terének a kiszámítása az elemi dipólok és hurokdipólok jólismert térkomponenseinek az összegezésére korlátozódik. Közelítésünk helyességét ellenőrizzük a 3. ábrán modellezett balsodrású bifiláris hélix terének a felírásával.

$$E_{\varphi} = \frac{IA_H}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\beta^2}{r} \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)},$$

$$E_{\vartheta} = j \frac{I \cdot l}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\beta}{r} \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)}.$$

(1)



3. ábra

I a bifiláris hurokban folyó áram;
 A_H az ekvivalens keret területe;
 l az ekvivalens dipól hossza;
 E_φ a keret;
 E_ϑ a dipól által előállított téreresszetező.

Az egyenletrendszerből láthatóan az E_φ ; E_ϑ térkomponensek valamennyi φ és ϑ szögére nézve fáziskvadraturában vannak. Továbbá a $\beta \cdot A_H = l$ egyenlőség fennállása esetén a bifiláris hélix által létrehozott elektromágneses tér valóban körösen polarizált. A két ortogonálisan elhelyezett bifiláris hurkot fáziskvadraturában táplálva, továbbá az egyes elemi antennák által keltett térkomponenseket összegezve a következő normalizált egyenletrendszert kapjuk.

– Balsodrású quadrafilar esetén

$$\begin{aligned} E\varphi_{+j} &= (I + \cos \vartheta)(-\cos \varphi + j \sin \varphi) = \\ &= (1 + \cos \vartheta)e^{-j(\varphi + \pi)} \\ E\vartheta_{+j} &= (I + \cos \vartheta)(-\sin \varphi - j \cos \varphi) = \\ &= (1 + \cos \vartheta)e^{-j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} E\varphi_{-j} &= (I - \cos \vartheta)(\cos \varphi + j \sin \varphi) = \\ &= (1 - \cos \vartheta)e^{j\varphi}, \\ E\vartheta_{-j} &= (I - \cos \vartheta)(-\sin \varphi + j \cos \varphi) = \\ &= (1 - \cos \vartheta)e^{j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (3)$$

– Jobbsodrású quadrafilar esetén

$$\begin{aligned} E\varphi_{-j} &= (I + \cos \vartheta)(-\cos \varphi - j \sin \varphi) = \\ &= (1 + \cos \vartheta)e^{j(\varphi + \pi)}, \\ E\vartheta_{-j} &= (I + \cos \vartheta)(-\sin \varphi + j \cos \varphi) = \\ &= (1 + \cos \vartheta)e^{j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} E\varphi_{+j} &= (I - \cos \vartheta)(\cos \varphi - j \sin \varphi) = \\ &= (1 - \cos \vartheta)e^{-j\varphi}, \\ E\vartheta_{+j} &= (I - \cos \vartheta)(-\sin \varphi - j \cos \varphi) = \\ &= (1 - \cos \vartheta)e^{-j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Ahol φ és ϑ az ortogonális gömbkoordináták. A $+j$; $-j$ indexek a bifiláris hurkok közti fáziseltérés szögét és irányát jelölik.

A kapott eredményekből megállapíthatjuk, hogy az $(I/2; I/2\lambda)$ quadrafilar antenna sugárzási tere valamennyi φ és ϑ koordinátákra nézve körösen polarizált és az iránykarakterisztika forgáskardioid alakú. Az antenna a bifiláris hurkok közti fáziseltérés előjelétől függően előre vagy hátrafelé sugároz. A polarizáció értelmét a quadrafilar meneteinek a tekerési iránya határozza meg. Például a balsodrású quadrafilar előre irányban ($+z$ tengely) jobbra körös polarizációjú teret hoz létre az antenna felett.

A négybekezdésű rezonáns hélix geometriája

Visszatérve a 3. ábrán látott helyettesítő modellhez, vizsgáljuk meg, milyen geometriai jellemzőkkel rendelkezik a bemutatott antenna. Az ekvivalens keret területe:

$$A_H = 2RL,$$

$2R$ a bifiláris hélix átmérője;

L az antenna axiális hossza.

A csavarmentet hossza

$$\sqrt{(R\pi)^2 + L^2}.$$

Mivel egy bifiláris hurok kerülete λ , így írható, hogy

$$\sqrt{(R\pi)^2 + L^2} + 2R = \lambda/2. \quad (6)$$

Továbbá a már korábban felírt $\beta \cdot A_H = l$ összefüggésből

$$\beta \cdot A_H = l = \beta \cdot 2RL.$$

A 3. ábrából adódóan $l = 2R$, ebből viszont a $\beta L = 1$ egyenlet következik. Ezt az összefüggést felhasználva a 6. egyenletrendszer megoldásához $R = 0,089 \lambda$ eredményt kapjuk. Az antenna axiális hossza $L = 0,16 \lambda$. Mint ismeretes zárt hurok esetében bizonyos hosszabbítási tényezőt is figyelembe kell vennünk, hogy az antenna a megfelelő frekvencián rezonáljon. Ennek megfelelően a bifiláris hélixek sugarát ill. axiális hosszát vagy mindkettőt kis mértékben módosítani kell.

Az ilyen geometriai méretekkel tervezett antennák optimális körös polarizációs tulajdonságokkal rendelkeznek. Meg kell jegyezni, hogy a tetszőleges átmérővel és axiális hosszal megépített antennák is körösen polarizált sugárzási teret eredményeznek, azonban a fentebb megadott méretektől való durva eltérés esetén az antennaparaméterek — elsősorban az iránykarakterisztika alakja és az ellipticitási tényező — elromlanak. Az egynél több menettel készült antennáknál a paraméterekben hasonló romlás tapasztalható.

Sugárzási ellenállás

Egy bifiláris hurok sugárzási ellenállása az eddig használt modell alapján az ekvivalens dipól és hurokdipól antennák sugárzási ellenállásainak az összegével egyenlő.

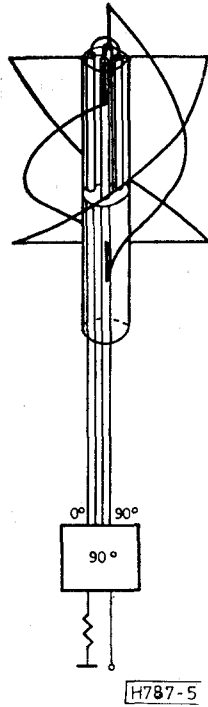
$$R_{SI} = R_{SDI} + R_{SHI},$$

ahol:

$$R_{SDI} = R_{SHI} = 80\pi^2 \left(\frac{2R}{\lambda} \right)^2 = 25 \text{ ohm}.$$

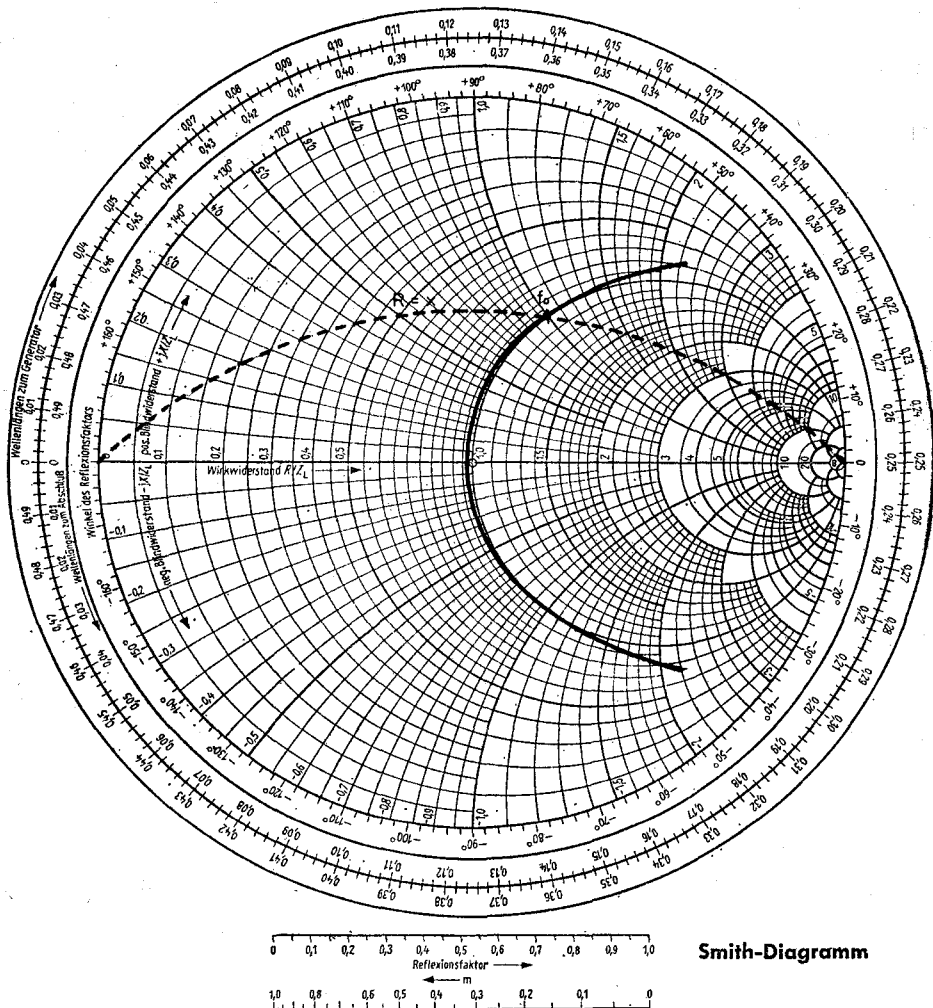
Így $R_{SI} = 50$ ohm-ra adódik. Természetesen a valóságban a felhasznált antennaelem vastagságától függően eltérést tapasztalhatunk az 50 ohmos értéktől.

A fáziskvadratúra automatikus megvalósítása

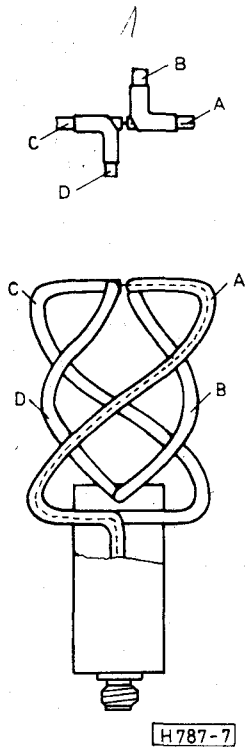


5. ábra

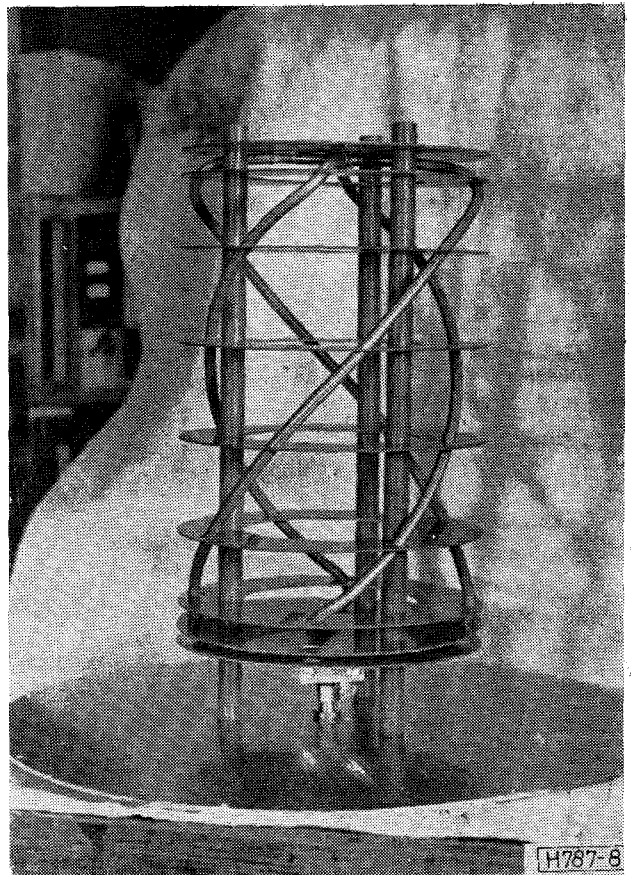
A két hurok fáziskvadratúrában való táplálásának legegyszerűbb módja kvadratúrahibrides megoldás 5. ábra. A körös polarizáció megvalósításához szükséges speciális fázishelyzet előállításának egy másik lehetősége a fáziskvadratúra automatikus megvalósítása a két ortogonális bifiláris hurok rezonanciától való kis elhangolásával. A rezonanciától való elhangolás mértékét egy jellegzetes impedancia beállítása határozza meg. A hurok hangolása a következőképpen történik: az egyik hurok hosszát addig növeljük, ameddig a bemeneti impedancia az antenna működési frekvenciáján el nem éri a $Z_L = R + jR$ értéket. A másik hurok hosszát pedig mindaddig csökkentjük, ameddig a bemeneti impedancia $Z_C = -R - jR$ értéket mutat az előbbi frekvencián. Az így kialakított induktív ill. kapacitív hurok párhuzamos kapcsolásával elértük, hogy a hurok áramai közti fáziskülönbség 90° és az antenna bemeneti impedanciája az f_0 működési frekvencián: $Z_{be} = Z_L \times Z_C = -R = 50 \text{ ohm}$. A bifiláris hurok bemeneti impedanciájának hangolási elve jól követhető a 6. ábrán látható Smith diagramon. Az induktív hurok méretezése akkor helyes, ha az $R = X$ görbe, a quadrifilar működési



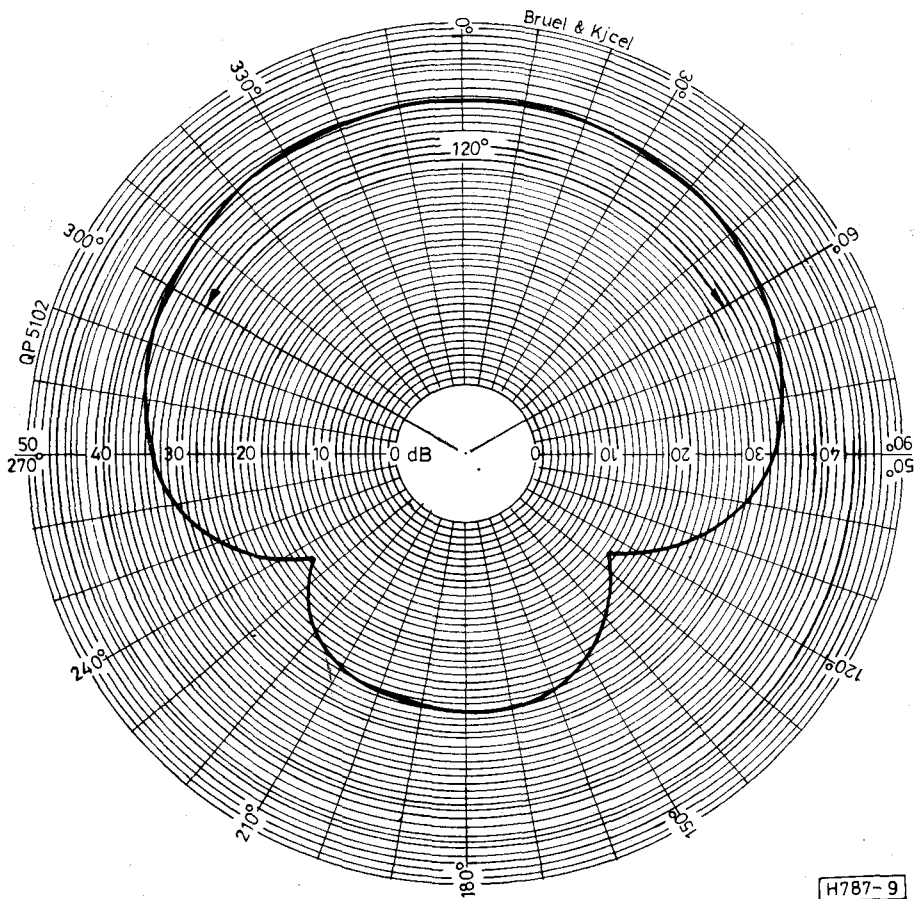
6. ábra



7. ábra



8. ábra



9. ábra

frekvenciáján, metszi a bifiláris hélix impedancia görbáját. A kapacitív huroknál az $R = -X$ görbével való metszéspont a keresett megfelelő hely.

Az antenna táplálása

Az antenna táplálására a bifiláris hurok egyik eleme használható fel úgy, hogy a tápláló koax v. semi-rigid kábel belső erét ugyanazon hurok szemben fekvő végéhez kötjük a 7. ábra szerint. Ennek következményeként a tápkábel külső köpenyén ugyanolyan nagyságú áram folyik, mint a belső érrel megtáplált elemén, csak azzal ellentétes fázisban. Ezzel tulajdonképpen az aszimmetrikus tápkábelnek a szimmetrikus antennához való illesztését oldottuk meg. A másik hurok végződéseit a párhuzamos kapcsolás szabályai szerint kötjük az előbbihez, figyelve arra, hogy a végük megfelelő bekötésétől függ az antenna sugárzásának az iránya.

A földi vevőállomáson elhelyezett antenna

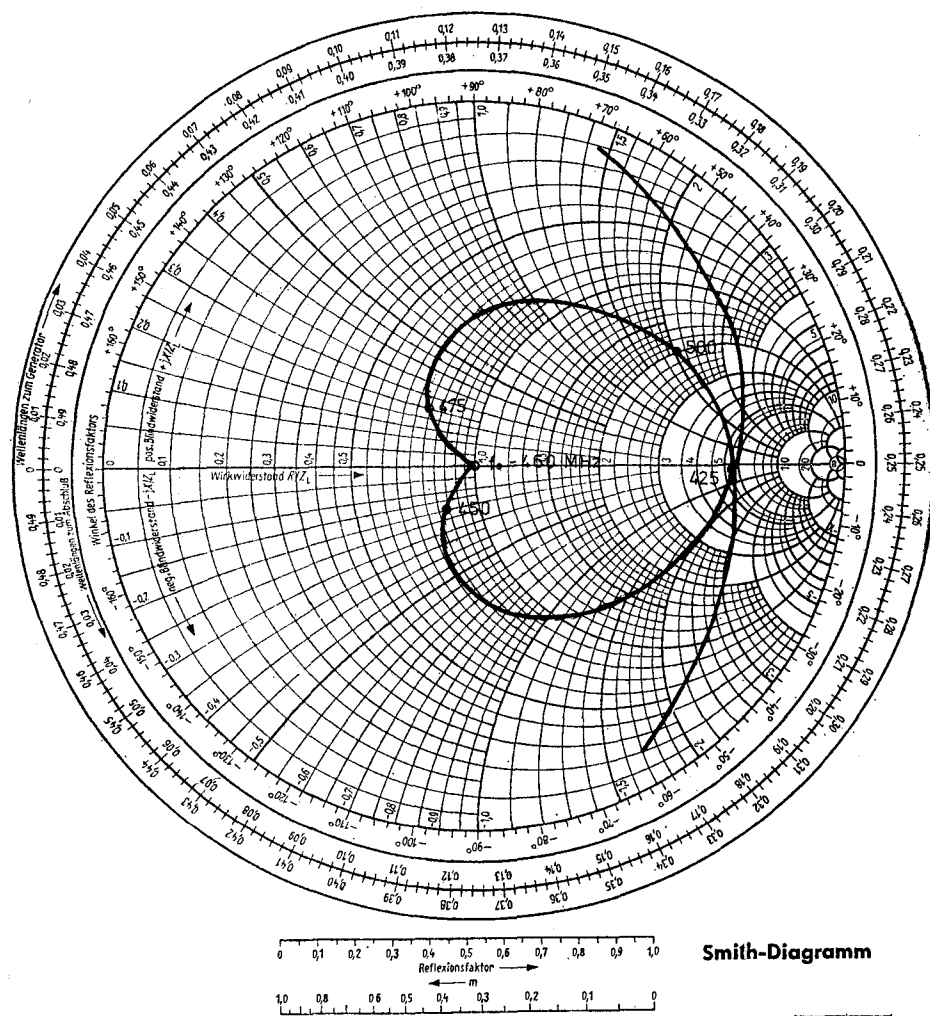
A bevezetőben már említett 460 MHz-re készült bója antenna fényképe látható a 8. ábrán, védőburkolat nélkül. Az antennaelemek RG 142 B/U típusú

HABIA gyártmányú koaxiális kábeldarabok. A kábelekben a táplálást is ellátó antennaelem kivételével nincs belső ér. A fényképen látható üvegszál-alapú korongok (ÜVETO) az antenna merevítését és mechanikai védelmét biztosítják. A szigetelő korongokat PVC távtartók rögzítik a menetemelkedésnek megfelelő távolságokban. Egy azonos típusú antenna elkészítésével és összerelésével az [5] irodalom foglalkozik részletesen.

Az antennán végzett mérésorozathból a 9. ábrán az antenna vízszintes síkban felvett feszültség-iránykarakterisztikáját, a 10. ábrán pedig a bemeneti impedanciagörbét láthatjuk. Az impedanciagörbe megjelenítésére NA 900 B típusú ELCOM gyártmányú hálózatanalizátort használtunk. A sugárzáskarakterisztika felvételét a BME közelében fekvő MAFC sporttelepen végeztük a 11. ábrán vázolt mérési elrendezés alapján. Az antenna által kisugárzott elektromágneses tér körösen polarizált, az ellipticitási tényező a 9. ábrán berajzolt szögtartományon belül kisebb, mint 2,5 dB. A mérési bizonytalanság becslött értéke 0,5 dB.

Az $(1/2; 1/2\lambda)$ quadrafilar tulajdonságainak az összefoglalása:

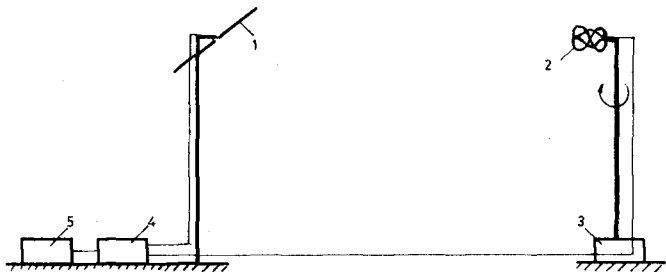
A quadrafilar bemeneti impedanciája a működési frekvencián közel 50 ohm, így az antenna nem igényel



Smith-Diagramm

H787-10

10. ábra



1. Mérődipól
2. Quadrifilar antenna
3. Brüel - Kjaer forgó asztal
4. RFT SMV mérővevő
5. Brüel - Kjaer szintirő

H787-11

11. ábra

kiegészítő illesztő áramkört. A fáziskvadratúra automatikus beállítása szükségtelessé teszi a táplálás-hoz egyébként nem nélkülözhető kvadratúra-hibrid alkalmazását. A fentebb felsoroltak az elektromos és súlyvesztések csökkenését, továbbá az antenna megbízhatóságának növekedését eredményezik.

Előnyt jelent az egyszerű konstrukció, a viszonylag kis méret és súly. A $\lambda/2$ hosszúságú dipólussal összehasonlítva a quadrifilar antenna lineáris irányú maximális kiterjedése kb. $0,2 \lambda$ nagyságú.

Az antenna felett az elektromágneses tér egy, széles szögtartományban körösen polarizált. A quadrifilaroknak ez a tulajdonsága a bójaantennák esetében nagyon lényeges, mert a tengeren telepített antennák erős hullámzaskor sem „vesztik” el a velük összeköttetésben álló műholdat. Az adott felhasználásnál az antenna egyetlen hátránya a viszonylag kis nyereség.

I R O D A L O M

- [1] *C. C. Kilgus*: Resonant Quadrafilar Helix Design Microwave Journal, December 1970. p. 49.
- [2] *Kapor H.*: Четырехзаходная резонансная антенна, используемая на наземных станциях связи со спутником Труды институты связи: kiadás alatt.
- [3] *C. C. Kilgus*: Resonant Quadrafilar Helix IEEE Trans. on Ant. and Prop. May 1969 p. 349.
- [4] *C. C. Kilgus*: Multielement Turn fractional Helices IEEE Trans. on Ant. Prop. July 1968 p. 499.
- [5] *Kapor J.*: Négybekezdésű rezonáns hélix antenna a 432 MHz-es amatőr sávra Rádiótechnika 1981. 11.-12. sz.