

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

10



XXI. ÉVFOLYAM, 10. SZÁM, 289—320. OLDAL, BUDAPEST, 1970. OKTÓBER HÓ



TARTALOM

GERGELY ÖDÖN	289
GERGELY ÖDÖN: A marketing helye és szerepe a vállalat vezetésben	290
Szemle	292, 297, 317
FRIGYES ISTVÁN: Apertúra-antennák	293
KÁDÁR SÁNDOR: Lineáris antennák	298
LENGYEL ZOLTÁN: A katódsugároszcillószkópok fejlesztésének újabb irányai, a véletlen mintavételes oszcillószkóp	304
Egyesületi Hírek	312
SZTANKOVICS LÁSZLÓ: Mikroelektronikai áramkörök alumíniumoxid hordozói	313
Tartalmi összefoglalások	318
Обобщения	318
Zusammenfassungen	319
Résumés	319
Summaires	320

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest V., Szabadság tér 5—6. III. em. 320. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

Szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY, a műszaki tudományok doktora BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KÖMŰVES FRIGYES kandidátus, LAJKÓ SÁNDOR, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, Budapest VII., Lenin körút 9—11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. Csekk számlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest, 62.

70.4919 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató



HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

GERGELY ÖDÖN

Fájdalommal tudatjuk, hogy *Gergely Ödön*, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnökségének és lapunk Szerkesztőbizottságának tagja augusztus 19-én, 73 éves korában váratlanul elhunyt. Mély megdöbbenéssel értesültünk a szomorú hírről, hisz néhány héttel ezelőtt még a tőle megszokott aktivitással tevékenykedett mind az OMFB-ben, mind az egyesületben, ahol a nyári küldött közgyűlés előkészítésében és lebonyolításában működött közre, annak korelnöke volt. Utolsó cikkét, melyet jelen számunkban közlünk, már nem láthatta nyomtatásban.

Gergely Ödön 1897-ben született Budapesten, itt végezte reáliskolai tanulmányait, majd beiratkozott József Nádor Műegyetemre, közvetlenül érettségi után katonai szolgálatra hívták be, csak 1920 decemberében került vissza frontszolgálat, hadifogság és félévig tartó kalandos utazás után. A fiatal Szovjetunióban vörösgárdistaként harcolt az intervenciós csapatok ellen. 1918-ban Irkuckban arcképe mint veszélyes forradalmár volt kiakasztva.

Forradalmár múltját a Szovjetunió Legfelső Tanácsa 1969-ben „Felszabadulási Emlékérem” adományozásával ismerte el.

A műegyetemet hazaérkezése után végezte el, 1924-ben kapta meg gépészmérnöki oklevelét. Ezután az Egyesült Izzó alkalmazásába lépett, majd ennek a vállalatnak telefonrészlegéből alakult Standard Villamossági RT-hez került. Dolgozott a vállalat szerkesztési irodájában, telefontechnikai laboratóriumában, átviteltechnikai osztályán, majd hamarosan a Budapest—Wien, Budapest—Szeged távkábel építésénél kapott vezető beosztást. 1938-tól kezdve Jugoszláviában, Bulgáriában, Törökországban, mint Standard kiküldött, szereléseket vezetett.

A felszabadulás után a Standard kereskedelmi

szervezetének vezetője, majd a Ferunion vezérigazgató helyettese volt, ebben a beosztásban kapott megbízást az Elektroimpex külkereskedelmi vállalat megszervezésére, melynek első igazgatója volt. 1949 decemberében letartóztatták, életfogytiglani börtönbüntetésre ítélték, csak hét év múlva szabadult teljes rehabilitációval. 1956-ban visszatért a

Standard gyár jogutóda a Beloianisz kereskedelmi osztályára, a Budavox vállalat megalakulásakor annak igazgatója lett.

Nyugdíjazása után a híradástechnikai szakma tevékeny művelője maradt, 1962-től halála napjáig dolgozott az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottságban, melynek eleinte egyedüli híradástechnikus munkatársa volt. Idős korában is nagy szeretettel foglalkozott a hazai hírhálózat távlati fejlesztésével, a postai szolgáltatások kiterjesztésével, lelkesedett a technika legújabb eredményeiért, de egyúttal élesen bírálta,

vizsgálta ezeket a műszaki teljesítményeket a szolgáltatásaik, az embernek nyújtandó előnyök és a kulturális haladás szempontjából.

Egyesületünknek az alapítás óta tagja, a műszaki oktatás, a továbbképzés iránti lelkesedésből vállalta egyesületünkben a Tudományos Tájékoztató Bizottság és a Könyvbizottság vezetését. Az egyesületi életben haláláig változatlan buzgalommal vett részt. Meggyőződéses résztvevője volt az egyesületi munkának, ambicionálta, hogy az előadások a szorosan vett műszaki témák mellett gazdasági problémákra is terjedjenek ki. A híradástechnikai külkereskedelem jövőjét a mainál eredményesebbnek, aktívabbnak képzelte, ennek érdekében makacs vitatkozó partnere volt az óvatosabb, maradibb felfogást vallóknak.

Számos polgári és katonai kitüntetés mellett 1960-ban egyesületünk Puskás emlékéremmel és díjjal jutalmazta.



A marketing helye és szerepe a vállalat vezetésben*

Jelen rövid cikk keretében a marketing helyét és szerepét igyekszünk meghatározni a vállalat vezetésén belül. Előre bocsátjuk, hogy az ismertetendő szervezet és funkció csupán egy konkrét változata a lehetőségeknek, mely a termelő vállalat adottságainak megfelelően más formát is felvehet, de működése fő vonalaiban minden esetben azonos elveken épül fel. Modellként olyan gyárvállalatot választottunk, amely elektromos és elektronikus berendezéseket termel és azokat saját maga értékesíti, tehát közvetlen kapcsolatban van a piaccal.

Az ösztönzést, hogy ismertessük álláspontunkat a marketing kérdésében az adta meg, hogy nálunk tényleges marketing tevékenység nem folyik és a „marketinget” (idézőjelben) csupán címnek használják fel, mivel ez ma divatos. Hangsúlyozzuk azonban, ezzel a megállapításunkkal nem azt akarjuk állítani, hogy gyárvállalataink nem értek el gyártmányaikkal jó eredményeket a piacokon, csupán annyit, hogy nincs meg a teljes összhang a fejlesztés, a termelés és a piaci értékesítés között, ami elsősorban a tőkés exportlehetőségek nem teljes kihasználásában jelentkezik.

Az elektromos és elektronikus berendezések egyik fő jellemzője a műszaki fejlődés nagy sebessége, vagyis a berendezések aránylag gyors elavulása. Ez megköveteli, hogy szervezeti változást hajtsunk végre az ilyen berendezéseket gyártó és értékesítő vállalatnál, azon célból, hogy az a fellépő követelményeknek meg tudjon felelni és fenn tudja magát tartani a mindjobban kiélesedő piaci versenyben. Jellemző erre a kiélesedő versenyre, hogy az elmúlt évtizedben a világ elektromos iparának termelése évente átlagosan 9%-kal növekedett. Ez a növekedés — a szakértők véleménye szerint — nagyjából a jövőben is fenn fog állni. Eszerint a világ elektromosipari termelése 1970-hez viszonyítva 1980-ban megkétszereződik, 2000-ig pedig közel megtriplázódik.

Az új szervezet követelménye először az USA-ban merült fel, mivel ott volt a legnagyobb fejlődés e téren a múltban. Nem meglepő tehát, hogy a marketing fogalma ott jelentkezett először és ott foglalkoztak a legbehatóbban a marketing kérdéseivel. Nálunk ez a probléma az új gazdaságirányítási rendszer bevezetésekor merült fel. A probléma tehát új és ezért érthető, hogy sok téves nézet van elterjedve a marketinggel kapcsolatban.

A hazai vállalatoknál létesített marketing osztályok feladatköre általában szűkre van megszabva, aminek első sorban az az oka, hogy kevés a megfelelően kiképzett káder. Sok helyen a marketinget a piac kutatással, másutt a propaganda tevékenységgel vagy értékesítéssel azonosítják. A marketingnek ezen minősítése a tevékenység teljes félreértését jelenti. A marketing nem azonos az értékesítéssel, sem a piac kutatással vagy propagandával. Mindezen feladatok

csupán egy és nem is a leglényegesebb részét képezik a marketingnek.

A marketing osztályok vagy főosztályok hatásköre a vállalatvezetésben ma még minimális. Főleg a piaci információk gyűjtésével foglalkoznak, de csak ritka esetben ezeknek a gyártóvállalat szempontjából való kiértékelésével és javaslattevésével. A vállalatvezető-ség sok esetben ki sem kéri a véleményét.

Szerintünk a marketing feladatköre ennél sokkal nagyobb. A marketing alkotó vállalatsszervezési tevékenység.

A régi vállalati szervezés az igazgatón kívül két vezető funkciót ismer: a főmérnökét és főkönyvelőét. Ők hárman képezték a vezetés felső szintjét és ők döntöttek minden lényeges vállalati kérdésben. Ezen szervezet arra épült fel, hogy a vállalat termelését tervutasítások szabják meg és a termelt gyártmányok további sorsa már nem a vállalat feladata volt.

Az új gazdaságirányítási rendszerben a gyárvállalatnak magának kell meghatároznia, mit és mennyit termeljen és azt hogyan értékesítse, vagyis közvetlen kapcsolatba kell lépnie a fogyasztói piaccal és érvényesítenie kell annak hatását a termelésben. Ez nyilvánvalóan más vállalati szervezeti felépítést igényel, ennek megfelelően a vállalatvezetés felső szintjének át kell alakulnia.

Ezen új szervezet szerint a vezérigazgató (vállalatvezető) mellett négy egyenlő szintű vezető van. Ezek a *főmérnök* (műszaki igazgató) — feladatköre a műszaki fejlesztés irányítása —, az *üzemigazgató* — a gyártás vezetője —, a *gazdasági igazgató* — a pénzügyek intézője — és végül a *marketing igazgató*, kinek feladat körét a továbbiakban részletesen ismertetjük. Ezen kívül van még a személyzeti és jogi osztály, mely közvetlenül a vezérigazgató hatásköre alá tartozik. A műszaki fejlesztés, gyártás és pénzügyi osztályok feladataival itt nem foglalkozunk. Ezek amúgy is ismeretesek, csupán a marketing szerepére kívánunk részletesebben kitérni.

A marketing olyan felső szintű, központi vezető szerv, amelynek feladata a rendelkezésre álló eszközök (anyagi eszközök, hitel, épület, gépi felszerelés, fejlesztési kapacitás és munkaerő) figyelembevételével, a piaci tendencia ismeretében hosszabb időre megszabni a gyártmányfejlesztés irányvonalát, a termelés nagyságát, vagyis azt, hogy a vállalat mit és milyen mennyiségben gyártson, és egyben meghatározni az értékesítési tevékenységet, vagyis gondoskodni a kész gyártmányok értékesítéséről.

A marketing tesz javaslatot újabb gyártmányok fejlesztésére és az elavult cikkek gyártásának megszüntetésére, mindezt a pénzügyi, fejlesztési és gyártási vezetőkkel egyetértésben. Ezt a nehéz feladatot, a marketing koordinálását a fejlesztéssel és gyártással csakis a legfelsőbb vállalati szinten lehet elvégezni egyenlő hatáskörrel rendelkező és felelősségű vezetők között.

A marketing feladata tehát kettős: befolyásolni a fogyasztót a vállalat érdekeinek megfelelően, másrészt a vállalatot kell befolyásolnia a fogyasztó kívánalmainak megfelelően. A piacra orientált termelés esetében az utóbbi a fontosabb feladat.

* Gergely Ödönnek a Magyar Elektrotechnikai Egyesület „Műszaki Gazdasági Bizottsága”, a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület „Ipargazdasági Szakosztálya” és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület „Ipargazdasági Szakosztálya” közös rendezésében 1970. április 21-én elhangzott előadása alapján.

Beérkezett: 1970. IV. 27.

A marketing tehát azon tevékenységek sorozata, amelyek lehetővé teszik a termelő vállalat részére annak eldöntését, hogy a piac követelményeinek megfelelően hogyan használja fel optimálisan a rendelkezésére álló anyagi forrásokat, vagyis mit gyártson, milyen mennyiségben és milyen áron, hol, mikor és hogyan értékesítse azokat. Más szóval: a marketing azon vállalati tevékenységek összessége, amelyek a vállalat gyártmányainak optimális piaci elhelyezését hivatottak biztosítani oly módon, hogy a gyártmányfejlesztést a tényleges piaci igényeknek megfelelően befolyásolja és a piacot ezen gyártmány felvételeire előkészíti.

Lényeges különbség van az eladási tevékenység és marketing között, mert az míg eladás arra koncentrálja tevékenységét, hogy eladja azt, amit a vállalat termelt, addig a marketing a vevő szükségletei felé irányítja a figyelmet, vagyis a fogyasztó kívánságainak megfelelően igyekszik befolyásolni a termelést.

A marketing a vállalat motorja. Irányítja a fejlesztést, meghatározza a termelés mennyiségét, figyelembe véve a vállalat belső adottságait és a piac várható alakulását, és megszervezi az értékesítési tevékenységet.

Mindezen feladatok elvégzésére a marketing széles körű szervezettel rendelkezik (l. az 1. ábrát). Szervezete két főcsoportra oszlik: a központi közgazdasági elvi osztályra és az operatív feladatokat magában foglaló osztályra.

A központi közgazdasági osztály elvi műszaki- közgazdasági tevékenységet fejt ki és hármas feladatot lát el. Vizsgálja a műszaki fejlődés várható alakulását (prognózis), a világpiacra mutató kereslet alakulását (trend) és kialakítja a hosszú távú értékesítési politikát.

A műszaki prognózis feladata a műszaki fejlődés irányvonalának meghatározása, a műszaki fejlődés várható, jövőbeli alakulásának felmérése. Ezen felmérésnek különösen nagy jelentősége van az elektromos és elektronikus berendezések esetében, mert ezeknél a fejlődés igen gyors. A marketing a műszaki

prognózis kiértékelése alapján tesz javaslatot új gyártmányok kifejlesztésére, illetve a meglévő gyártmányok továbbfejlesztésére. Ezzel módot nyújt a gyártó vállalatnak arra, hogy új gyártmányával idejében jelenhessen meg a piacon és így kihasználhassa az ezáltal elérhető extraprofitot.

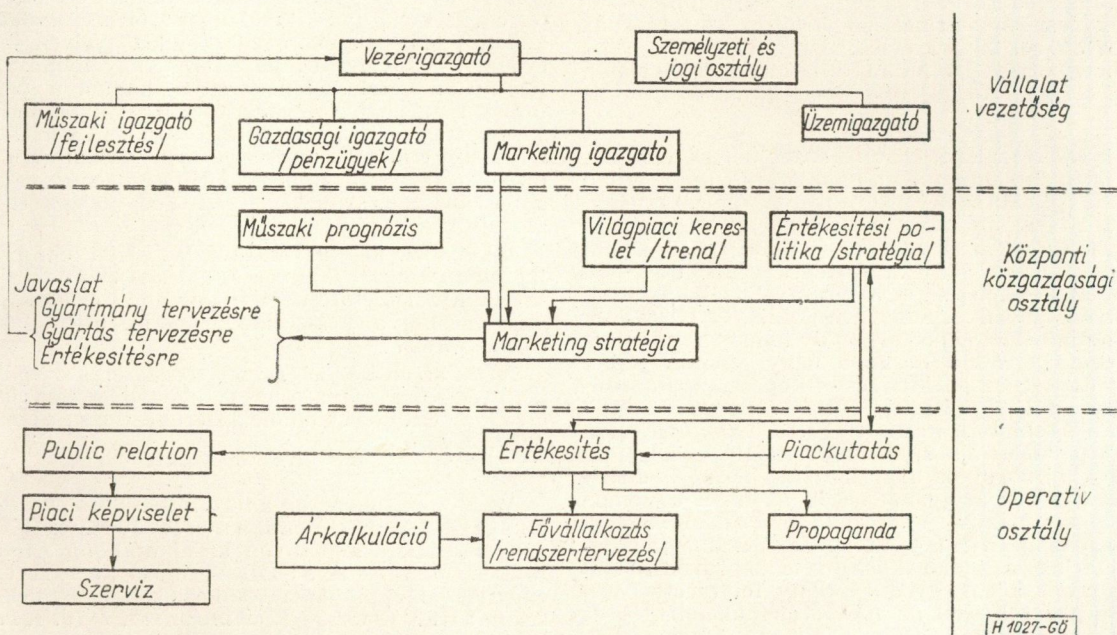
A műszaki prognózis, a műszaki fejlődés irányvonalának meghatározása, igen alapos műszaki felkészültséget igénylő feladat. Az erre fordítandó munkával nem szabad takarékoskodni. A megalapozatlan műszaki prognózis és az ennek alapján fogantatott hibás irányú műszaki fejlesztési munkák sok kárt okozhatnak a vállalatnak.

A keresletprognózis (trend) kidolgozásához elemezni kell a világpiacra mutató kereslet alakulását. Ez a különböző elektromos és elektronikus gyártmányoknál más és más tendenciát mutat és ezek vizsgálata is különböző módon történik. Erre azonban ezen cikk keretében nem térünk ki részletekben. Általában megállapítható, hogy mind az elektromos, mind az elektronikus berendezések esetében a kereslet rohamosan nő.

A trendanalízisnél nem szabad figyelmen kívül hagyni a világpiaci gazdasági helyzetet, valamint a nemzetközi politikai helyzetet. Mindkét tényező döntő módon befolyásolja a kereslet és árak alakulását. A világpiaci trend és a konkrét piaci kereslet felmérése alapján a marketing javaslatot tesz a gyártás feladására és esetleges kapacitás bővítésre.

A harmadik feladat az értékesítési stratégia, azaz a hosszú távú értékesítés ipolitika kialakítása. Ez szolgál alapul a marketing operatív tevékenységéhez.

Az előzőekben vázolt hármas tevékenység alapján dolgozzuk ki a marketing stratégiát, amely az elmondottak szerint magában foglalja a gyártmány fejlesztésre, a gyártmány termelésre és az értékesítési politikára vonatkozó hosszú távú javaslatokat. Ezt a vállalat felső vezetősége megvitatja, és hosszabb időre megszabja a vállalati tevékenységet. A marketing stratégia évenként legalább egyszer, de jelentősebb műszaki vagy világpiaci gazdasági esemény bekövetkező



1. ábra

se esetében mindenképpen az új helyzetnek megfelelően korrigálandó.

Az előzőekben elmondottakból világosan kitűnik, hogy a marketing, a közgazdasági elemzés alapján kidolgozott marketing stratégiával, valóban a vállalat működésének motorja. Rajta keresztül érvényesül a külvilág minden változása a vállalat belső alakulására.

A marketing stratégia határozza meg lényegében a gyártó vállalat tevékenységét. Ennek megvitatása és a döntés meghozatala a vállalatvezetés legfontosabb feladata. A megvitatásra a marketing igazgató írásban terjeszti elő alaposan megindokolt javaslatait. A felső vállalatvezetés által elfogadott marketing stratégia alapján, alakítják ki munkatervüket az egyes főosztályok.

A marketing stratégia foglalja magában az értékesítésre vonatkozó feladatokat is (értékesítési politika). Ez határozza meg hosszabb távra (2–5 év) az értékesítési kampány elvi módszereit. Megadja, hogy milyen piacokra kell koncentrálni az értékesítési tevékenységet, a propaganda elvi módszereit, a piackutatás irányelveit stb. Ezek a marketing igazgató alá rendelt értékesítési osztály tevékenységi körébe tartozó feladatok. Ide tartoznak a piackutatás, public relation, propaganda, árkalkuláció, értékesítés, szállítmányozás, szerelés, raktározás, szerviz stb.

Az értékesítési stratégia határozza meg, hogy mi-

lyen piacokon kell konkrét helyszíni piackutatást végezni. A tényleges adottságok — káder szempontok — általában nem teszik lehetővé, hogy ez a feladat, mely hosszú és gondos munkát igényel, túl sok piacon legyen elvégezhető. Azt, hogy milyen piacon érdemes konkrét piackutatást végezni, a politikai helyzet, fizetőképes kereslet (import lehetőségek), szállítási lehetőségek és sok más egyéb szempont dönti el.

A piackutatás konkrét módja az értékesítendő be rendezéstől függ és erre általánosságban nem lehet módszert megadni. Minden gyártmányra és minden piacra érvényes azonban az a megállapítás, hogy a piacot nem szabad statikusan, a fejlődéstől függetlenül vizsgálni, hanem figyelembe kell venni az általános műszaki fejlődés, életszínvonal, gazdasági helyzet alakulása által előálló keresletváltozást. A piaci felmérést, ami adatokat, tényeket tár fel, gondos piaci analízisnek kell követnie, ami a piacon végzendő munkát meghatározza.

Ezek közül a legfontosabb a propaganda módszerek és a piacon végzendő propaganda munka kialakítása. A propaganda módszerek megválasztása elsősorban közgazdasági tevékenység, s bár eszközei igen sokfélék lehetnek, annak megtervezése kereskedelmi, közgazdasági megfontolások alapján történik.

Gergely Ödön

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

1969 folyamán a nyugatnémet készülékgyártó cégek kerekén 3 millió db tv — ezen belül 500 000 db színes tv — és 6,5 millió db rádiókészüléket állítottak elő, ami az előző évi termelési eredményhez viszonyítva 15, ill. 20%-os növekedést jelent.

A színes tv-készülékek exportja az előző évi 43 000 db-ról 100 000 db-ra emelkedett, a fekete-fehér és színes készülékek exportja pedig együttesen 800 000 db-ot tett ki. Figyelemre méltó, hogy az autórádió-készülékek az össz-rádiótermelésen belüli részesedése az 1969. évi 3%-ról 29%-ra emelkedett! Az NSZK 1969. évi rádióexportja 2,6 millió db volt. (*Funkschau*, 1970. 4. sz.)

*

Annak ellenére, hogy a Sony közepméretű vállalat, mégis ismertebb, mint a hasonló profilú nagy japán vállalatok (pl. Hitachi, Misubishi). A társaság jelenleg havi 50 000 db színes készüléket gyárt, melyek minőségét — az árral együtt — fokozatosan emeli. Jelenleg a 12-es Sony készülékeket az USA-ban 359,95 \$-ért lehet kapni, ez az ár 15–20%-kal olcsóbb a konkurenciánál. A Sony éves színes tv termelésének több mint felét exportálja, s így módon az ez évben várhatóan 1,3 millió darabos nagyságrendű japán színes tv exportnak jelentős részét képezi. Japán azonban feltétlenül be szeretne jutni a nyugat-európai piacokra is, tekintettel arra, hogy az 1969. évi japán színes tv termelés 3,8 millió db volt, 1970-ben pedig kerekén 5 millió db-os nagyságrendű termelésre számítanak. Az európai gyártó cégek azonban a vonatkozó szabadalmak — elsősorban a PAL rendszerre vonatkozó szabadalom — átengedésének megtagadásával akarják a japán konkurenciát távoltartani. A japán cégek közül egyedül a Sony folytatott ilyen irányú megbeszéléseket az AEG-Telefunkenel — ez ideig eredménytelenül. (*The Financial Times*, 1970. febr.)

Miután a japán NHK rádió- és televízió-szolgálat úgy határozott, hogy az Oszakában rendezett „Expo 70” világkiállítás alkalmával Oszakából és Tokióból két csatornán sugároz televízióadást, a japán ipar előállította az új szolgálat vételére alkalmas vevőkészülékeket.

*

A Matsusita gyár már 1969 decembere óta szállít 59 cm-es képernyős, két hangcsatornás vevőkészülékeket. A készülék lehetővé teszi a két nyelven — japán és angol — sugárzott adás sztereo vagy mono vételét. Kétnyelvű vétel esetén az egyik hangot a magnetonfonba, a másikat a fejhallgatóra lehet kapcsolni.

A vevőkészülékbe 85 tranzisztort és 74 más egyéb, félvezetőt építettek be és — a kép- valamint a nagyfeszültségű egyenirányító-csővön kívül nincs egyéb cső a készülékben. A készüléknek négy beépített hangszórója van.

A készülék fogyasztása 220 W, súlya 66 kg, és ára japánban kb. 298 000 yen (2900 DM).

A Matsusita kifejlesztett egy adapter sorozatot is, ami a szabályos készülékekben is biztosítja a kétesatornás vételt.

Japán az első ország, amely rendszeres szolgáltatásként tervezi a kétesatornás tv hangadást, amivel eddig csak a Szovjetunióban kísérleteztek. (*Funkschau*, 1970. 2. sz.)

*

Az 1969 októberében kihozott RFT Color 20 típusú NDK színes tv-készülékbe a szovjet 59 cm-es 59 LK 3 Z árnyékmaszkos képcsővön kívül újabban AEG-Telefunken 56 cm-es A 56-120 X típusú képcsövet is beépítenek. Megkülönböztetésül ez utóbbi készülék típusszáma: RFT Color 20/1. (*Funkschau*, 1970. 4. sz.)

(Folytatás a 297. oldalon)

Apertúra-antennák

ETO 621.396.677.7

Az antennáknak két, többé-kevésbé élesen szétválasztható feladatuk van. Egyrészt — minél jobb hatásfokkal — a vezetett hullámokat kisugárzott hullámokká kell átalakítaniuk. Másfelől a kisugárzott teljesítményt a tér megfelelő irányába kell továbbítani, vagyis megfelelő iránykarakterisztikát kell megvalósítaniuk.

E két feladatot két, egymástól lényegesen eltérő módszer egyikével lehet teljesíteni. Az egyik ezek közül a diszkrét elemekből felépített antennák, antennarendszerek esete. Ezekben a két feladatot ugyanazok az elemek együttesen valósítják meg: néhány, vagy igen sok gerjesztett sugárzó, melyek megfelelő amplitúdóval és fázissal vannak gerjesztve. Maguk a sugárzó elemek általában a hullámhosszal összemérhetőek vagy annál jóval kisebbek. Az antennák másik típusánál a hullámok transzformációját — az energia kisugárzását — egy vagy legfeljebb néhány kisméretű elem végzi. Az iránykarakterisztika megfelelő kialakítását egy különálló elem végzi, és pedig azáltal, hogy a hullámokat elhajlítja. E második típusú antennát nevezik apertúra-antennának. A név onnan ered, hogy az apertúra-antennák egyik reprezentatív osztályában egy struktúra jól felismerhető nyílásfelülete az, amelyen létrehozott elektromágneses tér elhajlik és így a megfelelő iránykarakterisztika létrejön. Ebbe az osztályba tartoznak a tölcserantennák, lencsék stb. Az apertúra-antennák előbb említett hullámalakító részét primer sugárzónak, az utóbbi, iránykarakterisztikát formáló részét pedig szekunder-sugárzónak nevezik. Apertúra-antennákat elsősorban a mikrohullámú technikában használnak; egészen a legutóbbi időkig a mikrohullámú antennaként kizárólag ezeket használták — újabbak ez nem állítható egyértelműen.

A következőkben röviden megvizsgáljuk az apertúrák néhány nevezetes tulajdonságát; vizsgálunk néhány lehetőséget a szintézisfeladat — vagyis előírt iránykarakterisztika realizálásának — megoldására; áttekintjük a különböző használatos apertúra-antennák felépítését; végül egy különleges alkalmazási terület: a rádiócsillagászat speciális antennamegoldásairól ejtünk néhány szót.

1. Az apertúrák sugárzási tulajdonságai

A következőkben apertúrának tekintjük a térnek egy olyan véges egyenes, sík vagy kivételesen görbe vonal vagy görbe felületű részét, amelyen elektromágneses tér van — szokásos kifejezéssel, amely meg van világítva. Mint látható, ez a definíció független attól, hogy egyáltalában létezik-e olyan térfogat, amelynek a szóban forgó apertúra a nyílása.

Apertúra-antennák vizsgálatánál elsődleges jelentősége az iránykarakterisztikának van, nevezetesen a távoli-térbeli iránykarakterisztikának. Az impe-

dancia vizsgálata általában másodlagos jelentőségű, azzal nem is foglalkozunk a továbbiakban. Kizárólag olyan apertúrákkal foglalkozunk, melyek azonos differenciális elemekből — dx vonaldarabokból, illetve $dx dy$ felületelemekből — vannak felépítve. Az ilyen apertúrákra fennáll az iránykarakterisztikák szorzásának elve. Eszerint az iránykarakterisztika

$$E(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) H(\theta, \varphi); \quad (1)$$

ahol H a differenciális elem iránykarakterisztikája, F pedig egy olyan apertúráé, mely a ténylegestől csak annyiban tér el, hogy elemi izotrop sugárzók. Vizsgálatainkat egyetlen kivételtől eltekintve az F tényező meghatározására korlátozzuk.

Tekintsük először egy szabad térben elhelyezett lineáris apertúrát. Ez, a definíció értelmében egy egyenes szakasz, amely valamilyen módon meg van világítva (1. ábra). A lineáris apertúra legegyszerűbb példája egy dipól-antenna. A probléma elméleti tárgyalása akár Stratton ismert formuláival akár a vektorpotenciálok módszerével történhet.

A struktúra hengeres szimmetriája folytán az erőter, vagyis az iránykarakterisztika ugyancsak henger-szimmetrikus lesz, alakja pedig a következő:

$$F(\theta, \varphi) = F(\theta) = \int_{-L}^L A(z) e^{ik \cos \theta z} dz, \quad (2)$$

ahol $A(z)$ az antenna megvilágítása — például az árameloszlás a dipólon; $k = \omega \sqrt{\epsilon \mu}$, a hullámszám.

Különösen figyelemre méltó eset az, ha $A(z)$ egy csillapítatlan haladó hullámot reprezentál, vagyis

$$A(z) = e^{-j\beta z}. \quad (3)$$

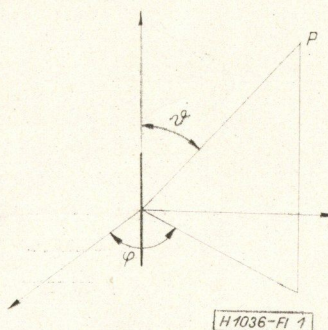
Ebben az esetben az iránykarakterisztika

$$F(\theta) = \frac{\sin X}{X} \quad (4)$$

$$X = L(k \cos \theta, \beta).$$

A (4) szerinti kifejezésből néhány nevezetes következtetés vonható le:

1. A fő sugárzási irány (θ_0) függ a haladó hullám sebességétől. Ha $\beta = 0$ (a hullám sebessége $= \infty$), $\theta_0 =$



1. ábra. Lineáris apertúra

$=\pi/2$ lesz, az iránykarakterisztika a 2a ábrán látható; az ilyen antennát oldalsugárzóznak nevezik. Ha $\beta < k$ — az úgynevezett gyors-hullám antenna — $\theta_0 = \arccos \frac{\beta}{k}$ (2b ábra). A $\beta = k$ esetben $\theta = 0$ az úgynevezett közönséges orrsugárzó esete (2c ábra). Végül $\beta > k$ esetben a fősugárzás iránya továbbra is $\theta_0 = 0$ (lassú-hullámú orrsugárzó).

2. Az iránykarakterisztika egy főnyalábból és melléknyalábokból áll. A melléknyalábok maximumai közelítőleg $\frac{1}{Lk \cos(\theta - \beta)}$ szerint csökkennek.

3. A legnagyobb melléknyaláb maximuma 13,2 dB-lel kisebb a főnyalábnál.

A 13 dB-es oldalhurok-csillapítás a gyakorlatban sokszor nem elégséges. Kimutatható, hogy értéke növelhető, ha a megvilágítási függvény amplitúdója az apertúra mentén nem állandó, hanem annak széle felé csökkenő. A gyakorlatban például $A(\pm L)$ 10 dB-lel kisebb, mint $A(0)$ — ez lényegtelen nyereség-csökkenés mellett mintegy 10–12 dB-lel javítja az oldalhurok-csillapítást.

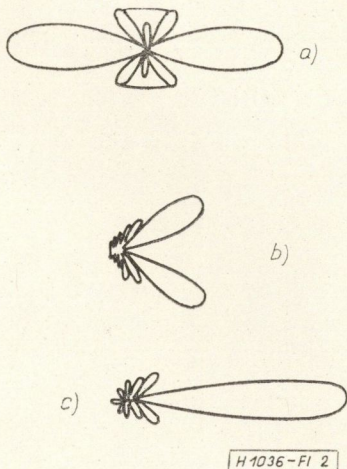
A sík apertúrák tulajdonságainak vizsgálata előtt nézzünk meg egy $dx dy$ felületdarab iránykarakterisztikáját, ha az egy síkhullámmal egymásra merőleges villamos és mágneses térerősséggel van megvilágítva. E Huyghens-forrásnak nevezett sugárzóelem iránykarakterisztikája (3. ábra)

$$F = \frac{dx dy}{2\lambda} (1 + \cos \theta). \quad (5)$$

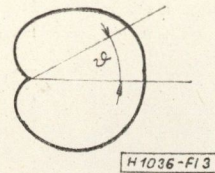
A konkrét sík-apertúrák vizsgálatára rátérve először vizsgáljuk meg egy négyzet alakú sugárzó iránykarakterisztikáját. Ha a megvilágítási függvény

$$A(x, y) = A(x) \cdot A_2(y) \quad (6)$$

alakban írható — ami a gyakorlatban legtöbbször fennáll — az $F(\varphi)$ függvény két (4) iránykarakterisztika szorzata. Ha a 3. ábrát figyelembe vesszük látható, hogy nemcsak az orrsugárzó, hanem tetszőleges sebességű haladóhullámú megvilágítás tűnyalábot szolgáltat.



2. ábra. Haladóhullámú apertúra-antenna iránykarakterisztikája különböző fázissebességeknél



3. ábra. Huyghens-forrás iránykarakterisztikája

Állandó amplitúdójú kör alakú apertúra iránykarakterisztikája

$$F(\theta, \varphi) = \frac{J_1(X)}{X}, \quad (7)$$

melynek oldalhurokcsillapítása mintegy 17 dB.

2. Megvilágítási függvények szintézise

Az apertúra-antennák szintézis-feladata a következő: keresendő egy olyan megvilágítási függvény, amely megadott iránykarakteristikát valósít meg. Természetesen e helyütt csak a probléma elemeivel foglalkozunk és azokkal is csak a legegyszerűbb, egydimenziós esetben.

a) Fourier-transzformáción alapuló szintézis

Vizsgáljuk meg először a (2) összefüggést. Látható, hogy ha z -t és $k \cos \theta$ -t Fourier-transzformációs változó-párnak tekintjük, az $A(z)$ megvilágítás és az $F(k \cos \theta)$ iránykarakteristika között az

$$F(k \cos \theta) = \mathcal{F} A(z) \quad (8)$$

összefüggés áll fenn, ahol a nagy írott F a Fourier-transzformációt jelenti. Ebből közvetlenül adódik a szintézis-feladat egy megoldása: legyen

$$A(z) = \mathcal{F}^{-1}[F(k \cos \theta)], \quad (9)$$

amely inverz Fourier-transzformáció megoldható, ha F bizonyos nem túl szigorú feltételeket — az ún. Dirichlet-feltételeket — kielégíti.

Néhány megjegyzést célszerű tenni a (9) formulával kapcsolatban:

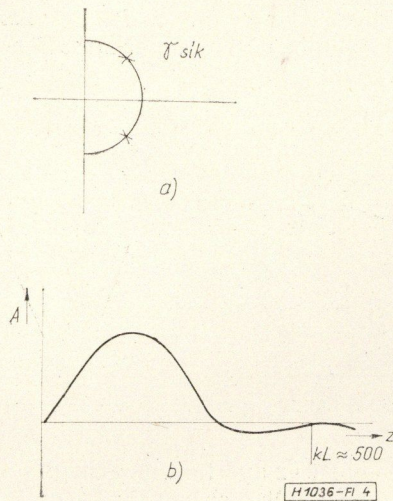
1. Tekintve, hogy $F(k \cos \theta)$ fázisára általában semmi előírás nincs, a szintézis-feladatnak nincs egyértelmű megoldása. Ez — a hálózatszintézis terminológiájával élve — azt jelenti másfelől, hogy az „ekvivalens kapcsolásoknak” bő választéka oldja meg a feladatot.

2. Speciális esetektől eltekintve a (9)-ből adódó $A(z)$ szupportja végtelen lesz. Ha ezt egy véges, $2L$ hosszúságú szakaszával helyettesítjük, a megadott F iránykarakteristika nyilvánvalóan csak közelítőleg valósul meg. Kimutatható, hogy e közelítés negyzetes hibája minimális.

b) Laplace-transzformáción alapuló szintézis

A hálózatelméletben az elmélet számottevő finomítását tette lehetővé az $s = \sigma + j\omega$ komplex frekvencia bevezetése. A megvilágítási-függvény szintézisében ugyancsak előnyökkel rendelkezik, ha bevezetjük a $\gamma = \alpha + j\beta$ komplex terjedési tényezőt. Az iránykarakteristika ekkor a γ komplex változó racionális

függvénye, ahol $\beta = k \cos \theta$. A megvilágítási függvény $F(\gamma)$ inverz Laplace-transzformáltja. A γ síkon $|\beta| \leq k$ tartomány jelenti a „látható teret”, melyre az $F(\beta)$ iránykarakterisztika elő van írva. (A $\beta > k$ tartomány fizikai értelmezésével részletesebben nem foglalkozunk, csak megjegyezzük, hogy ez az antenna környezetében tárolt reaktáns energiával van kapcsolatban.) Az antenna szintézisnek ez a módja szoros kapcsolatban áll az üzemi paraméteres hálózat-szintézis közismertebb módszereivel. Az approximációs feladat itt a következő: keresni kell egy olyan racionális függvényt, mely a képzetes tengelyen az iránykarak-



4. ábra. Maximális laposságú iránykarakterisztikájú lineáris apertúra-antenna póluselrendezése a síkon és megvilágítási függvénye

terisztikára előírt toleranciasémát teljesíti. Ez a függvény lehet a hálózatelméletben szokásos polinomok — Butterworth, Csebisev — egyikének reciproka, azzal a különbséggel, hogy a bal oldali félsíknak kell analitikusnak lennie. A megvilágítási függvény a kifejtési tétel segítségével oldható meg. A komplex pólusok csillapított, a képzetes tengelyen fekvők csillapítatlan haladó hullámokat adnak. A valós tengelyen fekvő pólusok exponenciálisan csillapodó és állandó fázisú megvilágítást adnak. Pl. egy maximális laposságú oldalsugárzóhoz tartozó pólus-elrendezés és megvilágítási függvény a 4. ábrán látható. E szintézis-eljárással tervezett antennákkal igen precízen lehet a követelményeket teljesíteni — az adott esetben például oldalhurok nélküli iránykarakterisztikát (!). Ennek az az ára, hogy az antenna szükséges hossza elméletileg végtelen és gyakorlatilag is sokkal nagyobb, mint az azonos nyereségű $A = \text{const}$ megvilágításúé.

c) Woodward-féle szintézis

Harmadikként az ún. Woodward-féle szintézis-eljárást tekintjük át. Az előírt iránykarakterisztikát egy $N\lambda$ hosszúságú antennával úgy approximáljuk,

hogy a $\cos \theta_n = n \frac{\lambda}{L}$ irányokban azzal egyezzenek meg.

Ez olyan haladóhullámok szuperpozícióját jelenti, melyek fő sugárzása egy-egy θ_n -re esik, az összes többiben pedig zérus-helyük van. Ezzel az igen egyszerű

és hatásos szintéziseljárással viszonylag rövid — pl. 10λ hosszúságú — sugárzóval olyan bonyolult iránykarakterisztikát lehet elég jól approximálni, mint az $F = \text{cosec } \theta$.

A gyakorlatban használt további szintézis-eljárások ismertetésére helyhiány miatt nincs mód.

3. Apertúra-antennák a gyakorlatban

A gyakorlatban leginkább a következő típusú apertúra-antennákat alkalmazzák: oldalsugárzó sík legtöbbször kör alakú antenna. Ezeknél az apertúrát általában egy primersugárzó valamely optikai eszköz — tükör, lencse — segítségével világítja meg, de létezik olyan antenna is — elsősorban a különböző tölcserék —, melyben a két funkció nem különül el. Hírközlő rendszerek mindig az utóbbi típusok egyikét használják és lokátorok is gyakran.

Lokátorokban gyakran használnak letapogató-típusú antennát, amely az előbbtől csak annyiban különbözik, hogy nem oldalsugárzó, hanem θ_0 iránya változtatható.

Kis nyereség elérésére lineáris haladóhullámú antennát használnak, és pedig leginkább lassú hullámú struktúrákat. Letapogató antennaként vagy letapogató antennarendszerekben sugárzó-elemként gyakran gyors-hullámú antennát használnak.

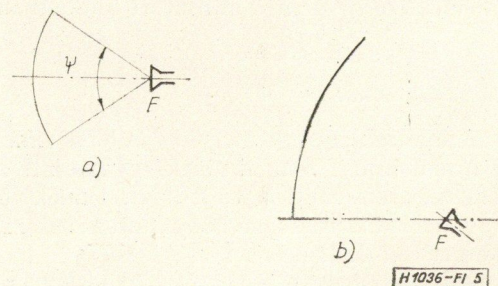
Nézzük meg kissé részletesebben a különböző típusokat.

a) Tükör-antennák

A leggyakrabban használt tükör-antenna a forgási paraboloid. A paraboloid — mint ismeretes — a fókuszában elhelyezett pontszerű forrásból kiinduló gömbhullámokat úgy veri vissza, hogy nyílásfelületén állandó fázisú megvilágítás jön létre. Két szokásos elrendezés látható az 5. ábrán. Az a ábrán az antenna fókuszpontja a tengelyre esik. Az elrendezés bizonyos hátrányokkal jár, mert a primersugárzó az apertúra egy részét letakarja és ezáltal a megtervezett iránykarakterisztikát eltorzítja. Az 5b ábrán látható elrendezésnél, melyben a fókuszpont az antenna tengelyéből el van tolva, e probléma nem lép fel.

Tűnyaláb előállításánál a tükör kontúrja kör. Legyezőnyalábot ellipszis-kontúrú forgásparaboloid vagy parabolikus henger alakú tükörrel lehet előállítani. Alakított nyalábú antenna apertúrájának megvilágítását megfelelően méretezett tükörfelülettel vagy speciális, nem pontszerű, hanem többemeles primersugárzó rendszerrel állítják elő.

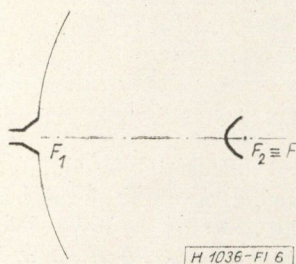
A primer-sugárzó, mint már említettük, legtöbbször egy kisméretű antenna — például tölcser vagy



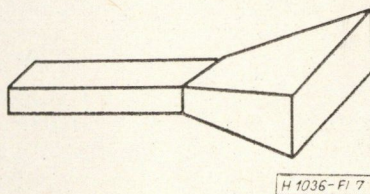
5. ábra. Szokásos paraboloid-antenna elrendezések

dipól —, de nemritkán spirál, tekercs, kúpos tekercs vagy logaritmikusan periodikus antenna. Megfelelő működéséhez lényeges, hogy „pontoszerű” legyen — ezen azt értjük, hogy rendelkezzen egy jól definiált sugárzási középponttal, mely a fókuszra illeszkedik —, továbbá, hogy a szükséges iránykarakterisztikával rendelkezzen. Megfelelő iránykarakterisztika az, amelynek révén a megfelelő megvilágítási függvény létrejön.

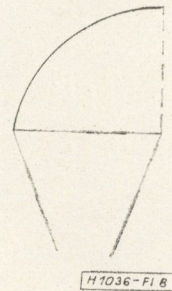
Külön meg kell említeni a két reflektorral rendelkező antennákat. Ezek legjellegzetesebb típusa a Cassegrain-antenna, melynek vázlatos felépítése a 6. ábrán látható. A nagyméretű fő-reflektor itt is forgási paraboloid, de egy kétköpenyű forgási hiperboloid alakú segédreflektort is alkalmazunk. Ennek



6. ábra. Cassegrain-antenna



7. ábra. Négyszögletes tölcser-antenna



8. ábra. Tölcserparaboloid

az a tulajdonsága, hogy egyik fókuszpontjából kiinduló gömbhullámokat úgy reflektálja, mintha azok a (virtuális) második fókuszpontjából indulnának ki. Ha e második fókuszpont egybeesik a paraboloid fókuszával, az 5a ábrával egyenértékű elrendezéshez jutunk. A Cassegrain-antenna — bár láthatólag bonyolultabb az egyreflektorosnál — számos konstrukciós és elektromos előnnyel rendelkezik, ezért mind általánosabban használják.

Ugyancsak meg kell említeni a speciális kis zajú antennák néhány kérdését. Ezek alkalmazására igen kis jelek vételénél van szükség — tehát elsősorban műholdas összeköttetések földi állomásainál. Az antenna zajának forrásai elsősorban azok a szórt térből származó vett jelek, amelyek az antenna primer-sugárzója számára láthatóvá teszik a — normál hőmérsékleten levő — földi környezetet. Ezek: a primer sugárzó „túlsordulása” (vagyis az a jelenség, hogy a primer-sugárzó iránykarakteristikája nem azonosan zérus értékű az 1a ábra szerinti $\theta/2$ -nél nagyobb szögekre), a primersugárzó tartószerelvényeiből és az antenna állványából származó szórás stb. Ezek gondos tervezéssel nagymértékben csökkenthetők — a gyakorlatban készítették olyan antennák, melynek zajhőmérséklete (a zenitre irányított állapotban) 1,5 °K.

b) Lencse-antennák

A lencse-antennák ugyan igen részletes elmélettel és bő irodalommal rendelkeznek, gyakorlati alkalmazásuk mégsem nagyon terjedt el. Ennek fő oka az, hogy mechanikusan igen bonyolultak, súlyuk igen nagy, ezért igen költségesek.

Tárgyalásukban még a tükrökhöz hasonló részletességbe sem bocsátkozunk, csak annyit említünk

meg, hogy működésük a levegő és a levegőtől különböző permittivitású közeg határán létrejövő törésen alapszik. A lencse anyagát képező közeg lehet természetes vagy bizonyos periodikus struktúrákból álló mesterséges dielektrikum — amikor a törésmutató >1 . Lehet másfelől olyan struktúra is, melyben terjedő hullámok fázissebessége a fénysebességnél nagyobb — ekkor $n < 1$.

c) Tölcser-antennák

A leggyakrabban használt tölcser-konfiguráció az, amelyben egy négyszögletes vagy kör keresztmetszetű csőtápvonal méreteit — legtöbbször lineárisan — megnöveljük. Ilyen tölcser látható a 7. ábrán.

Látható, hogy itt az apertúra megvilágítását közvetlenül a vezetett hullámok végzik — optikai eszköz közreműködése nélkül.

Tölcser-antennákat legtöbbször primer sugárzóként használnak, de nemritkán sor kerül önálló alkalmazásukra is. A legjellegzetesebb ilyen tölcser típus a tölcserparaboloid, amelyben egy nagyméretű tölcser egybe van építve egy forgási paraboloid-szegmensevel. Vázlatos képe a 8. ábrán látható. Tölcserparaboloidok széles körben használtak hírközlő rendszerek antennáiként — az utóbbi években használatukat a lényegesen olcsóbb és könnyebb Cassegrain-antennák jelentősen korlátozzák.

d) Haladóhullámú antennák

Az egydimenziós apertúra-antennák a gyakorlatban legtöbbször olyan részben nyitott tápvonalból vannak felépítve, amelyek a vezetett energia egy részét elsugározza. Az elmélet további részletezése nélkül megemlítjük, hogy az ilyen antennák tervezése a 2. pontban szintetizált $A(z)$ megvilágítás és a tápvonal terjedési tényezője között kimutatható összefüggésen alapszik.

A lassú hullámú antennák szekunder-sugárzója egy felületi hullámok vezetésére alkalmas struktúra. Ilyen például egy dielektromos rúd, egy barázdált felületű henger (az úgynevezett szivar-antenna), egymás mellett elhelyezett gerjesztetlen dipólok sora (az ún. Yagi-antenna), dielektrikummal kitöltött négyszögletes csőtápvonal, melynek egyik oldala hiányzik stb. Primer sugárzóként a felületi hullámokat gerjesztő antennát — nyitott végű csőtápvonalat, tölcser, dipólt használnak.

Gyors hullámú antennaként általában felnyitott csőtápvonalat használnak — pl. négyszögletes cső-

tápvonal, melynek keskeny oldala hiányzik vagy azon hosszanti rés van vágva, olyan négyyszögletes csőtápvonal, amelynek keskeny oldalán azonos méretű négyyszögletes vagy kerek lyukak vannak vágva stb.

4. Rádióteleszkópok

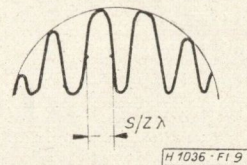
A rádiócsillagászatban a csillagok sugárzó energiáját veszik igen érzékeny vevővel. A rádióteleszkópok legfontosabb paraméterei a nyalábszélesség (amely a teleszkóp-felbontóképességet determinálja) és az érzékenység (amelytől a hatótávolság függ).

A rádióteleszkópok egy része igen nagyméretű hagyományos antenna — amelyek fixen vagy egy, vagy két tengely körül elforgathatóan vannak telepítve. Ezekkel részletesebben nem foglalkozunk. Vázlatosan ismertetünk azonban néhány speciális, kimondottan rádióteleszkóp céljára kifejlesztett antennát. Ezek általában a felbontóképesség növelésére tartalmaznak speciális megoldásokat.

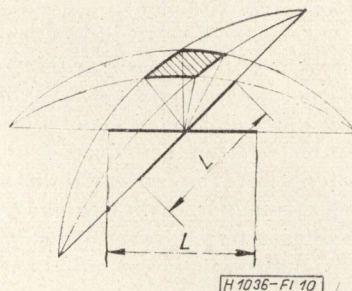
A rádióinterferométerek működése az optikai interferométerekkel azonos elven alapszik: két vagy több antennát helyeznek el egymástól S távolságra, amely a hullámhossznak sokszorososa. Ekkor, mint kimutatható, az antenna iránykarakteristikája keskeny nyalábokra hasad fel (9. ábra), amelyek szélessége $S/2\lambda$ radián. Ezt az elvet igen kiterjedten használják különböző bonyolultabb rádióteleszkópokban is.

Az úgynevezett kitöltetlen apertúrák azt veszik figyelembe, hogy a venni kívánt jel nem időfüggvény (amely információt tartalmaz), hanem időben többé-kevésbé állandó sugárzási teljesítmény. Ezért lehetőség van arra, hogy az időt, mint a térkoordinátákon kívüli változót is felhasználják az antenna paramétereinek biztosítására.

Ilyen időtartományban előállított kitöltetlen apertúra az úgynevezett Mills-féle kereszt. Ez két, egymásra merőleges L hosszúságú lineáris apertúra, amelyek iránykarakteristikája két egymásra merőleges legyező-nyaláb, amelyeknek egy keskeny közös része van (10. ábra). A két antenna jelét összeadva az iránykarakteristikák összegeződnek; kivonva őket



9. ábra. Interferométer-antenna iránykarakteristikája



10. ábra. Mills-féle kereszt

egymásból az iránykarakteristikák különbségét képezzük, vagyis a beszafozott közös részből nem veszünk jelet. Ha egy megfelelő frekvenciával felváltva az összeget és különbséget kapcsoljuk, egyedül a közös részből vett teljesítmény lesz f ütemében modulálva és így egy szelektív erősítővel ki lehet szűrni. Ilyen módon az antenna iránykarakteristikája azonos lesz egy $L \times L$ nagyságú négyzetes apertúráéval.

A szintetikus apertúrák esetében ugyancsak az időt használják fel újabb változóként. Ezek elve a következő: egy közösleges apertúra működése úgy fogható fel, hogy egyes pontjai minden irányból vesznek energiát, de a fő sugárzás irányából vett jelek összegeződnek, az összes többi irányokból pedig — a fáziskülönbségek folytán — többé kevésbé lerontják egymást. A csillagok időben állandó sugárzását az apertúra egyes pontjainak nem kell egyidejűleg venni, hanem lehet azt egymás után, majd fázishelyesen összeadni. A szintetizált apertúrákban ezt teszik: két viszonylag kis antenna közül az egyiket a szintetizáló apertúrán végigviszik és a vett jeleket egy számítógéppel összeadják.

(Folytatás a 292. oldalról)

1969-ben, a 2,4 millió fekete-fehér tv-készülék mellett, kereken 500 000 db színes-készülék hagyta el a nyugatnémet futószalagokat. Tekintettel arra, hogy ezen mennyiségből kereken 100 000 db exportra került, a nyugatnémet belső piac kb. 400 000 db színes tv-készüléket vett fel. A krónikus alkatrész- és munkaerőhiány következtében az év végén rendelkezésre álló készletek mindössze félhavi termelésnek feleltek meg, ami a lehető legalacsonyabb szintet jelenti.

Illetékes szakemberek 1970. évi gyártási prognózisukat 900 000 — 1 millió darabban jelölték meg, s még a legóvatosabbak sem számítanak 800 000 db alatti mennyiségre. A legújabb 1970-es modellek most kerültek piacra. Jellemzőjük, hogy azokba 66 cm-es képcső került beépítésre — változatlanul 90°-os eltérítéssel. Így aztán a készülékek továbbra is mélyek, ennek

ellenére az új képcsővek beépítése általában 50–70 DM-es költségnövekedést eredményez. Az új 110°-os képcsővel működő készülékek megjelenését a düsseldorfi Funkausstellungra (1970. augusztus) várták, áruk körülbelül 150–200 DM-el emelkedett. A képcső-változás mellett a legjelentősebb konstrukciós változást az integrált áramkörök beépítése jelenti; hamarosan megjelennek az öt vagy ennél több integrált áramkört tartalmazó chassik.

A gyártó cégek kapacitásuk egyre nagyobb részét kívánják színes készülék gyártással lekötönni, s ezért a már problémamentesen gyártható fekete-fehér készülékek gyártását alacsonyabb bérszintű országokba helyezik át, vagy pedig saját márkájukkal ellátott készülékeket importálnak.

(Handelsblatt, 1970. febr.)

(Folytatás a 317. oldalon)

Lineáris antennák

ETO 621.396.67

Az antenna feladata, hogy az adóberendezés által előállított és az átvinni kívánt információtartalomnak megfelelően modulált elektromágneses energiát meghatározott térbeli eloszlással az adás és vétel helye közötti szabad térbe kisugározza, illetőleg a térből érkező energiát felfogja és a vevőkészülékbe juttassa. Az adás és vétel helye közötti összeköttetés tehát a térben terjedő elektromágneses hullámok segítségével történik. Az adóantennákon folyó áram maga körül elektromágneses hullámokat kelt, amelyek fénysebességgel terjednek a térben. A vevőantennát a ráeső elektromágneses hullám gerjeszti. A kialakuló árameloszlás az ún. abszorbens antennák kivételével mindenkor létrehoz egy sugárzó elektromágneses teret, amelynek hatására az antenna a vett energia egy részét a környező térbe visszasugározza. Így a vevőantenna által felfogott energiának csak egy része jut a vevőbe.

A jelenlegi antennaelmélet teljes egészében az elektrodinamika alapegyenleteinek tekintett Maxwell-egyenleteken alapul.

Az ε és μ anyagállandókkal jellemzett homogén térben érvényes Maxwell-egyenletek differenciális alakban a következő formában írhatók fel:

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}, \quad (1a)$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}, \quad (1b)$$

$$\text{div } \mathbf{H} = 0, \quad (1c)$$

$$\text{div } \mathbf{E} = \frac{\rho}{\varepsilon}, \quad (1d)$$

ahol $\mathbf{E}$ a villamos térerősség, $\mathbf{H}$ a mágneses térerősség, ε a közeg dielektromos állandója, μ a permeabilitás, ρ a töltéssűrűség, $\mathbf{J}$ pedig az áramsűrűség. Az egyenletek felírásánál feltételezzük, hogy az áramsűrűség és a töltéssűrűség a tér bármely pontjában minden időpontban adott.

Megoldva az $\mathbf{E}$ -re és $\mathbf{H}$ -ra vonatkozó (1a) és (1b) egyenleteket, az összetartozó megoldásoknak ki kell elégíteniük az (1c) és (1d) egyenleteket is. Ezért a megoldás megkönnyítésére bevezetjük az $\mathbf{A}$ vektor-, illetve a φ skalárpotenciált.

Amennyiben a φ skálár- és az $\mathbf{A}$ vektorpotenciál a hely és idő függvényében ismeretes, a villamos és mágneses térerősség meghatározható:

$$\mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad } \varphi, \quad (2a)$$

$$\mathbf{H} = \text{rot } \mathbf{A}. \quad (2b)$$

Az $\mathbf{A}$ -ra és φ -re felírt egyenletek általános megoldása:

$$\varphi(x, y, z, t) = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_V \frac{\rho\left(\xi, \eta, \zeta, t - \frac{r}{c}\right)}{r} d\xi d\eta d\zeta, \quad (3a)$$

$$\mathbf{A}(x, y, z, t) = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}\left(\xi, \eta, \zeta, t - \frac{r}{c}\right)}{r} d\xi d\eta d\zeta, \quad (3b)$$

ahol x, y, z azon P pont koordinátái, amelyben a skalár- vagy vektorpotenciál értékét keressük, ξ, η, ζ a Q futópont koordinátái, r a P és Q pontok közötti távolság, amely x, y, z és ξ, η, ζ függvénye, c az illető közegben a fény terjedési sebessége.

Ha az $\mathbf{A}$ -ra és φ -re vonatkozó inhomogén, illetőleg akkor, ha a töltéssűrűség és áramsűrűség zérus, homogén hullámegyenletet megoldjuk, kiválasztva a megoldások közül a $\text{div } \mathbf{A} = -\varepsilon \frac{\partial \varphi}{\partial t}$ összefüggést kielégítő $\mathbf{E}$ és $\mathbf{H}$ függvényeket, azok automatikusan kielégítik az (1a–1d) Maxwell-egyenleteket is.

Amennyiben bevezetjük az $\mathbf{A} = \varepsilon \frac{\partial \boldsymbol{\Pi}}{\partial t}$ definíciós összefüggéssel a $\boldsymbol{\Pi}$ Hertz-féle vektort, a villamos és mágneses térerősség meghatározására szolgáló összefüggéseink a következő formát veszik fel:

$$\mathbf{E} = -\mu\varepsilon \frac{\partial^2 \boldsymbol{\Pi}}{\partial t^2} + \text{grad } \text{div } \boldsymbol{\Pi}, \quad (4a)$$

$$\mathbf{H} = \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \boldsymbol{\Pi}. \quad (4b)$$

Adott árameloszláshoz tartozó $\boldsymbol{\Pi}$ vektor a definíciós összefüggés segítségével meghatározható.

A fenti áttekintés alapján az antennák számítására vonatkozó eljárás az alábbi sémába foglalható [1, 4]:

$$\begin{aligned} & \mathbf{J}(\mathbf{r}, t), \\ & \downarrow \\ & \mathbf{A} = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}\left(\mathbf{r}, t - \frac{r}{c}\right)}{r} dV, \\ & \downarrow \\ & \boldsymbol{\Pi} = \frac{1}{\varepsilon} \int_t \mathbf{A} dt, \\ & \downarrow \\ & \mathbf{E} = \text{rot rot } \boldsymbol{\Pi}, \\ & \downarrow \\ & \mathbf{H} = \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \boldsymbol{\Pi}. \end{aligned}$$

A Maxwell-egyenletek megoldásának ki kell elégítenie a következő feltételeket [2]:

1. Két közeg határfelületén az elektromos és mágneses térerősség tangenciális összetevője folytonos

$$E_{t1} = E_{t2}, \quad H_{t1} = H_{t2},$$

ahol az 1 index az ϵ_1, μ_1 , a 2 index az ϵ_2, μ_2 jellemzőjű közegre vonatkozik.

2. Ideális elektromos vezetők felületén az elektromos térerősség tangenciális, a mágneses térerősség normális összetevője zérus:

$$E_t = 0, \quad H_n = 0.$$

3. A végtelenben előírt módon tűnik el, azaz a sugárzó elektromágneses energia haladó hullámok alakjában távolodik a végtelen felé. A végtelenből energia nem érkezik vissza.
4. A gerjesztő áramok térbeli vagy felületi eloszlása mindenhol véges.

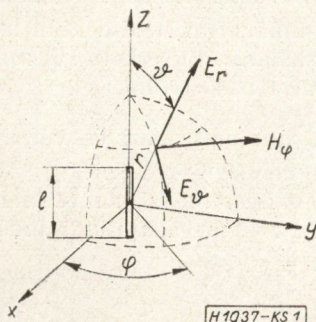
A Maxwell-egyenlethez adódó megoldás csupán elvi jelentőségű, mivel a térbeli árameloszlás ismeretét feltételezi. A gyakorlatban ez a feltétel általában nem teljesül.

Így a sugárzási tér meghatározása lényegesen bonyolultabb feladat. A lineáris antennák gerjesztésére vonatkozó feladatot integrál-egyenlettel, illetőleg a sajátfüggvények módszerével lehet megoldani [2, 3].

A Hertz-féle dipólus

Hertz és az őt követő kutatók hosszú ideig a sugárzótól nagy távolságban kialakuló elektromágneses tér sajátosságainak vizsgálatával foglalkoztak. Ezen célból egy modellt, az ún. Hertz-féle dipólus szolgált az elektromágneses tér előállítására. A dipólus egy rövid, l hosszúságú I_0 intenzitású, végtelenül vékony áramszálból áll. Az I_0 áramerősség az l hossz mentén állandó. Elképzelhető két, egymástól l távolságban levő fémgömbként is, amelyeket egyenes vezetővel kötöttünk össze. A vezetőn keresztül a két gömb periodikusan feltöltődik és kisül.

A Hertz-féle dipólus az elemi sugárforrások csoportjába tartozik. Elemi sugárforrásnak nevezünk minden olyan sugárzó elemet, amelynek geometriai méretei sokkal kisebbek, mint az általuk gerjesztett rezgések hullámhossza. A dipólus elektromágneses terének meghatározása elvégezhető az ismertett összefüggések felhasználásával. Részletes ismertetése az irodalomban [1, 2, 4] található.



1. ábra. Elektromos dipólus elektromágneses tere

A térbeli ábrázolás geometriáját gömbkoordinátákban az 1. ábra mutatja. Az ábrán a koordináta-rendszer kezdőpontjában a z tengely irányában helyezkedik el a dipólus. Az x tengellyel bezárt φ szögnek nincs jelentősége, mert a sugárzás a z tengelyre forgásszimmetrikus.

A Hertz-dipólus elektromágneses terére gömbkoordinátákban az alábbi összefüggések adódnak, ha a gerjesztő áram $I = I_0 e^{j\omega t}$:

$$E_r = \frac{I_0 l}{4\pi} \left[\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{2}{r^2} - \frac{2j}{\omega \epsilon_0 r^3} \right] \cos \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)} \quad (5a)$$

$$E_\vartheta = \frac{I_0 l}{4\pi} \left[\frac{j\omega \mu_0}{r} - \frac{j}{\omega \epsilon_0 r^3} + \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{1}{r^2} \right] \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)}, \quad (5b)$$

$$H_\varphi = \frac{I_0 l}{4\pi} \left[\frac{j\beta}{r} - \frac{1}{r^2} \right] \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)}, \quad (5c)$$

$$E_\varphi = 0, \quad H_r = 0, \quad H_\vartheta = 0, \quad (5d)$$

ahol $\beta = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ a hullám fázistényezője.

Az (5b) összefüggés megadja a Hertz-dipólus által előállított villamos térerősség ϑ irányú komponensét. Láthatóan három tagból tevődik össze. Vizsgáljuk meg, hogy az r távolságtól függően $\frac{1}{r}$ melyik hatványa a döntő E_ϑ kifejezésében. Figyelembe véve a fázistényezőre megadott összefüggést (5b) átalakítható:

$$E_\vartheta = j \frac{I_0 l}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\beta}{r} \left[1 - \frac{j}{\beta r} - \frac{1}{\beta^2 r^2} \right] \cdot \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)}.$$

A zárójelben levő kifejezés

$$\delta = 1 - \frac{j}{\beta r} - \frac{1}{\beta^2 r^2} = \delta_r + \delta_i + \delta_{st}. \quad (6)$$

Az egymás után következő tagok között $\pi/2$ fáziskülönbség van. Az egyes tagok rendre a sugárzási, indukciós és statikus térkomponens szorzótényezői. A fentiek figyelembevételével az antenna terét három tartományra szokás osztani:

$$0 < \frac{r}{\lambda} < \frac{1}{4\pi} \quad \text{statikus tér,}$$

$$\frac{1}{4\pi} < \frac{r}{\lambda} < \frac{1}{\pi} \quad \text{indukciós tér,}$$

$$\frac{1}{\pi} < \frac{r}{\lambda} \quad \text{sugárzási tér.}$$

Az (5a) kifejezéssel megadott radiális térkomponens láthatóan indukciós és statikus mezőből tevődik össze.

Ha a dipólustól elegendő távolságra vizsgáljuk a villamos és mágneses térerősség kifejezését, a sugárzási komponensek mellett a statikus és indukciós komponensek elhanyagolhatók. Ekkor a villamos és mágneses térerősség megadható a következő formában:

$$E_r = 0, \quad (7a)$$

$$E_\vartheta = \frac{j\omega \mu_0}{r} \cdot \frac{I_0 l}{4\pi} \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)}, \quad (7b)$$

$$H_{\varphi} = \frac{I_0 l}{4\pi} \frac{j\beta}{r} \sin \theta e^{j(\omega t - \beta r)}, \quad (7c)$$

$$E_{\varphi} = 0, \quad H_r = 0, \quad H_{\theta} = 0. \quad (7d)$$

Nagy távolságban E_{θ} és H_{φ} azonos fázisú és a közöttük fennálló kapcsolat egy, a közegre jellemző arányossági tényezővel — amelyet a továbbiakban a közeg Z_0 hullámellenállásának nevezünk — fejezhető ki.

$$Z_0 = \frac{|E_{\theta}|}{|H_{\varphi}|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}, \text{ üres térben} \quad (8)$$

Antennákkal kapcsolatos fogalmak

Az antennákkal kapcsolatos alapfogalmak definiálásához szükséges a Poynting-vektor bevezetése. Valamely térfogathoz az időegység alatt eltávozó energiát az $\oint_A (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{A}$ kifejezéssel határozhatjuk meg.

A kifejezésben szereplő $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$ az ún. Poynting-vektor, amely a saját irányára merőleges felületen az időegység alatt keresztülhaladó energiát jelenti. Az $\mathbf{S}$ vektor merőleges mind az $\mathbf{E}$, mind a $\mathbf{H}$ irányára. Ha $\mathbf{E}$ és $\mathbf{H}$ eltérő fázisúak, akkor komplex amplitúdóikkal számolunk. Az $\mathbf{S}$ Poynting-vektor helyébe az $\mathbf{S}_k$ komplex Poynting-vektor lép.

$\mathbf{S}_k = \mathbf{E} \times \mathbf{H}^*$, ahol $\mathbf{H}^*$ a mágneses térerősség komplex amplitúdójának konjugáltja. Ekkor a komplex Poynting-vektor valós része az egységnyi felületen áthaladó valós teljesítmény, képzetes része pedig ugyanezen a felületen átvitt meddő teljesítmény.

A következőkben az antenna polarizációját, nyereségét, iránykarakteristikáját, hatásos felületét és sugárzási ellenállását definiáljuk.

Valamely antenna polarizációjának nevezzük az általa kisugárzott elektromágneses hullám-, villamos vektora által végzett rezgések módját és irányát. Az elektromágneses hullámok elméletéből ismeretes hogy a terjedés tranzverzális módon történik, azaz a villamos és mágneses térerősség vektora és a terjedési irányba mutató vektor páronként merőleges egymásra. Lineáris polarizáció esetében a villamos térerősség vektora és a terjedési irány által meghatározott sík két, egymást követő tetszőleges időpillanatban ugyanaz. Cirkuláris polarizáció esetében a villamos térerősség vektora a terjedési irányba mutató vektor mint tengely körül elfordul.

Egyetlen lineáris antennával lineárisan polarizált elektromágneses hullámot sugározhatunk ki. Több lineáris antenna eredő sugárzási tere viszont általános esetben elliptikusan polározott lehet.

Az antennanyereség meghatározásához szükséges az izotrop sugárzó antenna fogalmának bevezetése. Az izotrop sugárzó antenna a tér minden irányában egyenletesen sugárzó, fiktív antenna. Hasonlítsuk össze egy tetszőleges antenna és egy ugyanakkora teljesítményt kisugárzó izotrop antenna által az antennáktól ugyanakkora távolságban létrehozott teljesítménysűrűséget:

A P teljesítményt kisugárzó izotrop antenna által létrehozott teljesítménysűrűség:

$$S_0 = \frac{P}{4\pi r^2} \quad (9)$$

A vizsgált, tetszőleges antenna r távolságban létrehoz egy $S = S(\theta, \varphi)$ teljesítménysűrűséget. A vizsgált antenna teljesítmény-iránykarakteristikája

$$G(\theta, \varphi) = \frac{S(\theta, \varphi)}{S_{\max}} \quad (10)$$

ahol $S_{\max}$ az antenna által a fősugárzási irányban létrehozott teljesítménysűrűség.

Valamennyi antenna nyeresége viszont definíció szerint

$$G = \frac{S_{\max}}{S_0} \quad (11)$$

A nyereséget célszerű a kisugárzott teljesítményre vonatkoztatni, így az antenna veszteségei nem befolyásolják a sugárzásirányító képesség jellemzését.

Az antenna $F(\theta, \varphi)$ iránykarakteristikája az antennától adott távolságra, a sugárzási térben mérhető villamos térerősség viszonylagos értékét adja meg a sugárzási irány függvényében:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{E_{\theta, \varphi}}{E_{\max}} \quad (12)$$

A feszültség-iránykarakterisztika és a teljesítmény-iránykarakterisztika között fennáll az alábbi összefüggés:

$$F(\theta, \varphi) = \sqrt{G(\theta, \varphi)}. \quad (13)$$

A nyereség fogalmát adóantennák jellemzésére használjuk. Vevőantenna esetében az antenna jellemzésére a hatásos felület szolgál.

Valamely antenna hatásos felületén az illesztetten lezárt antenna terhelésén fellépő maximális teljesítmény és az antenna helyén mérhető teljesítménysűrűség viszonyát értjük. Az antenna polarizációja szükségszerűen megegyezik a beeső síkhullám polarizációjával.

$$A = \frac{P_e}{S} \quad (14)$$

A sugárzási ellenállás az antenna által kisugárzott teljesítmény és a táplálási pont vagy hivatkozási pont árama között ad kapcsolatot:

$$R_s = \frac{P_s}{I_{\text{eff}}^2} \quad (15)$$

A sugárzási ellenállás zaj és illesztési szempontból tényleges ohmos ellenállásként viselkedik [1].

Az alapfogalmak ismertetése után a reciprocitási elv [1] felhasználásával nyerhető két fontos antenna-elméleti szabályt ismertetünk:

1. Bármely antenna adási és vételi iránykarakteristikája azonos.
2. Az antennanyereség és a hatásos felület viszonya állandó. Ez a megállapítás minden antennára vonatkozik:

$$\frac{G}{A} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (16)$$

Fontos megjegyeznünk azonban, hogy a nemreciprok elemeket tartalmazó aktív antennák nem képeztek vizsgálatunk tárgyát.

A fenti definíciók ismeretében példaként határozzuk meg a Hertz-dipólus nyereségét, iránykarakteristikáját, sugárzási ellenállását és hatásos felületét.

A nyereség meghatározására a távoli sugárzási térben egy gömbfelületre integráljuk a Poynting-vektort. Így az elsugárzott teljesítmény:

$$P = I_0^2 \frac{80\pi^2 l^2}{\lambda^2} \quad (17)$$

Az azonos teljesítménnyel gerjesztett izotrop sugárzó által előállított teljesítménysűrűség:

$$S_0 = \frac{P}{4r^2\pi} = \frac{I_0^2 80\pi^2 l^2}{4r^2\pi\lambda^2} = \frac{I_0^2 l^2 20\pi}{r^2\lambda^2} \quad (18)$$

A fősugárzási irányban a Hertz-dipólus által létrehozott maximális teljesítménysűrűség (7b)-ből meghatározható:

$$S_{\max} = \left| \frac{E_\theta}{120\pi} \right|_{\theta=\frac{\pi}{2}}^2 = 30\pi \left(\frac{I_0 l}{\lambda r} \right)^2 \quad (19)$$

ahol $120\pi = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$, a szabad tér hullámellenállása.

A nyereség definíciója alapján

$$G = \frac{S_{\max}}{S_0} = \frac{3}{2} \quad (20)$$

A Hertz-dipólus sugárzási ellenállását (17)-ből meghatározhatjuk:

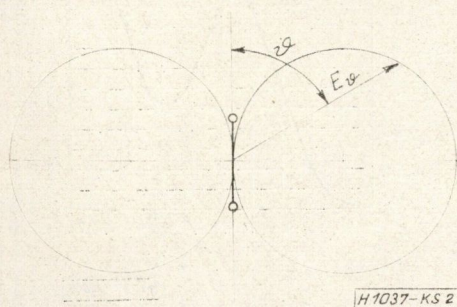
$$R_s = \frac{P}{I^2} = 80 \frac{\pi^2 l^2}{\lambda^2} \quad (21)$$

A hatásos felület meghatározása a (16) összefüggés alapján történhet:

$$A = \frac{3}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} = \frac{3}{8} \frac{\lambda^2}{\pi} \quad (22)$$

Az elemi dipólus távoli térben mérhető sugárzási karakterisztikáját a (7b) összefüggésből határozhatjuk meg:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{|E_\theta|}{|E_{\theta\max}|} = \sin \theta \quad (23)$$



2. ábra. Elemi dipólus sugárzási karakterisztikája

Mivel az összefüggés φ -től független, a sugárzási karakterisztika az elemi dipólus hossztengetelyére forgásszimmetrikus.

A sugárzási karakterisztika a 2. ábrán látható.

Ideálisan vezető, végtelen kiterjedésű sík hatása

Amennyiben antennánk nem a szabad térben, hanem valamely, a további vizsgálatokban ideális vezetőnek tekintett, végtelen kiterjedésű sík közelében helyezkedik el, a Maxwell-egyenletek olyan megoldását kell keresnünk, amely a vezetőtől mentes térben kielégíti a hullámegyenletet, a dipólusantenna közelében az indukció-törvény és az elektrosztatikus dipólus összefüggéseit adja és ugyanakkor a levegő-fém határfelületen kielégíti a határfeltételt. A határfeltétel végtelen jó vezetőképeségű fém esetében az, hogy a villamos tér erővonalai mindenkor merőlegesek a fémfelületre.

A feladatot az ún. tükrözési elv felhasználásával oldhatjuk meg. Az elv lényege az, hogy a vizsgált sugárzót tükrözzük az ideális vezető, végtelen kiterjedésű síkra, azaz a síktól megfelelő távolságra felveszünk egy fiktív, megfelelően gerjesztett sugárzót. Az így felvett sugárzó gerjesztő árama nagyságra nézve megegyezik a valóságos sugárzóban folyó árammal, irányát tekintve viszont olyan, hogy a kérdéses ideális sík felületén kialakuló, a két sugárzó által együttesen létrehozott elektromos tér tangenciális összetevője zérus.

A végtelen jó fémsík hatására a vizsgált antenna sugárzási ellenállása és sugárzási karakterisztikája is megváltozhat. A kérdés részletes vizsgálatával kapcsolatosan az irodalomra utalunk [1, 2].

Véges hosszúságú antennák

A hullámhosszal összemérhető hosszúságú antennák sugárzó terének meghatározása az elemi dipólus terére nyert összefüggések felhasználásával történhet. Az antennát olyan elemi antennákra bontjuk fel, amelyekben az áramerősség állandó és ezek sugárzó terének eredőjét meghatározva nyerjük a véges hosszúságú antenna eredő térerősségét (3. ábra).

A z koordinátájú $I \cdot dz$ áramelem által előállított térerősség

$$dE_\theta = \frac{60\pi}{r_z \cdot \lambda} I \cdot dz e^{j\omega \left(t - \frac{r_z}{c} \right)} \sin \theta \quad (24)$$

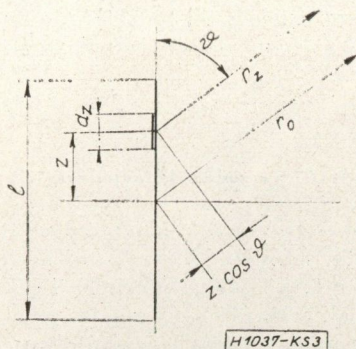
A 3. ábra alapján látható, hogy

$$r_z = r_0 - z \cdot \cos \theta.$$

Mivel az eredő térerősséget a távoli térben, azaz az antennától elegendő távolságban óhajtjuk meghatározni, (24) nevezőjében r_z minden egyes áramelemre r_0 -val helyettesíthető. Az exponenciális kifejezésben viszont szükséges a pontos érték felhasználása.

Az eredő térerősség

$$E_\theta = \frac{60\pi}{r_0 \lambda} e^{j\omega \left(t - \frac{r_0}{c} \right)} \sin \theta \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I(z) e^{\frac{j\omega z \cdot \cos \theta}{c}} dz \quad (25)$$



3. ábra Egyenes antenna

Ha az áramerősség az antenna hosszában szinuszosan változik, amely feltétel igen vékony antenna esetében fennáll, akkor

$$E_{\theta} = \frac{60\pi}{r_0 \lambda} \sin \vartheta e^{j\omega(t - \frac{r_0}{c})} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I_0 \cdot \sin \frac{2\pi}{\lambda} z e^{j\frac{2\pi}{\lambda} z \cos \vartheta} dz. \quad (26)$$

Ha az antenna hossza a félhullámhossz páros számú többszöröse, a közepén táplált antenna térerőssége

$$E = \frac{60I_0}{r_0} \frac{\sin\left(k \frac{\pi}{2} \cdot \cos \vartheta\right)}{\sin \vartheta}, \quad k=2, 4, 6, \dots, \quad l = k \frac{\lambda}{2} \quad (27)$$

Amennyiben az antenna hossza a félhullámhossz páratlan számú többszöröse

$$E = \frac{60I_0}{r_0} \frac{\cos\left(k \frac{\pi}{2} \cdot \cos \vartheta\right)}{\sin \vartheta}, \quad k=1, 3, 5, \dots, \quad l = k \frac{\lambda}{2} \quad (28)$$

A (27) és (28) kifejezésből láthatjuk, hogy a maximális térerősség nem mindig a $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ irányban lép fel.

Néhány, különböző k értékű antenna sugárzási karakterisztikája a 4. ábrán látható.

A sugárzási ellenállás számítása a kisugárzott teljesítmény alapján a Poynting-vektor felületi integrálásával történhet. Természetesen az integrálási határok megállapításához a határfeltételek figyelembevétele elengedhetetlen. Így például földelt táplálású antenna esetében a Poynting-vektor felületi integrálását $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{2}$ határok között végezzük. Szabad térben álló antenna esetében mindkét térfélre integrálunk.

Az áram-maximumra vonatkoztatott sugárzási ellenállás földelt táplálás esetén:

$$R_S = 60 \int_0^{\frac{\pi}{2}} F(\vartheta)^2 \sin \vartheta d\vartheta. \quad (29)$$

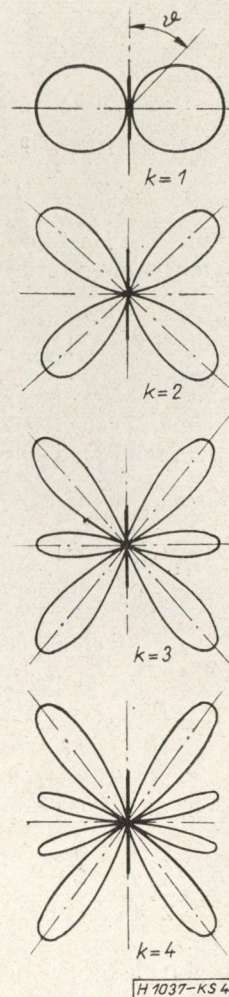
Ha az antenna szimmetrikus dipólus, a sugárzási ellenállás az előző érték duplája, mert az integrálást $0 \leq \vartheta \leq \pi$ határok között végezzük.

A (29) integrál zárt alakban előállítható az integrál-függvények felhasználásával [1, 2, 5].

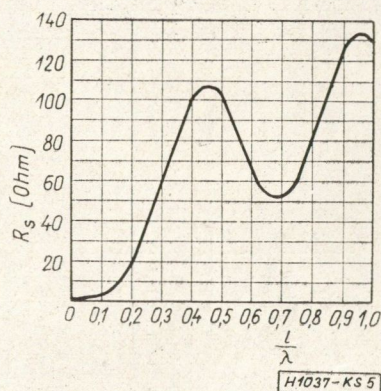
$$R_S = 15 \{ 2 \operatorname{Cin}(2\beta l) + \cos(2\beta l) \cdot [2 \operatorname{Cin}(2\beta l) - \operatorname{Cin}(4\beta l)] - \sin(2\beta l) \cdot [2 \operatorname{Si}(2\beta l) - \operatorname{Si}(4\beta l)] \}. \quad (30)$$

Néhány függőleges, földelt táplálású antenna sugárzási ellenállásának értékét az 5. ábrán láthatjuk.

A Poynting-módszerrel a sugárzási impedanciának csak a valós részét, azaz a sugárzási ellenállást számíthatjuk ki. A közeli tér hatására azonban sugárzási



4. ábra. Különböző hosszúságú egyenes antennák sugárzási karakterisztikái



5. ábra. Függőleges, földelt táplálású antennák sugárzási ellenállása

reaktancia is felléphet. Ez utóbbi számításához szükséges az antenna közvetlen közelében kialakuló tér ismerete. A közeli térerősséget az antennatöltésekből származó skaláris és az áramokból eredő vektorpotenciálból számítjuk. Meghatározható azonban az elemi dipólusokhoz tartozó Hertz-vektorok integrálásával nyert eredő Hertz-vektorból [1, 2]. A módszert az indukált feszültségek módszerének nevezzük. A módszer hibájául rójuk fel, hogy az árameloszlást nem határozzuk meg, hanem szinuszosnak feltételezzük.

Földelt táplálású antenna sugárzási impedanciájának valós része az indukált feszültség módszerével meghatározva megegyezik a Poynting-módszerrel nyert (30) összefüggéssel.

A sugárzási reaktancia

$$X_S = 15 \{ 2 \operatorname{Si}(2\beta l) + \cos(2\beta l) [2 \operatorname{Si}(2\beta l) - \operatorname{Si}(4\beta l)] + \sin 2\beta l \left[2 \operatorname{Cin}(2\beta l) - \operatorname{Cin}(4\beta l) - 2 \ln \frac{l}{a} \right] \}, \quad (31)$$

ahol l az antenna hossza, a pedig a sugara.

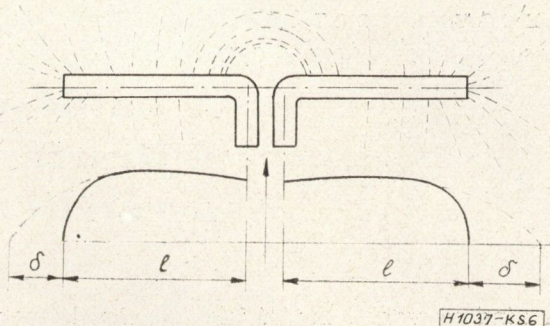
Középen táplált, földtől elég távoli antenna sugárzási reaktanciája az előző érték kétszerese. Összefüggésünk $l \cong \frac{\lambda}{4}$, illetőleg ennek páratlan számú többszöröseire érvényes. A levezetésben ugyanis az antenna áramát tiszta szinuszosnak tételeztük fel, míg $l \cong \frac{\lambda}{2}$ esetében a haladó hullámok az árameloszlást megváltoztatják.

A fentiek figyelembevételével a földtől távoli, közepesen táplált félhullámú dipólus sugárzási impedanciája

$$Z_S = 73,2 + j 42,5 \text{ ohm.}$$

Láthatóan a dipólus induktív reaktanciát mutat. Hosszát a rezonancia elérése céljából a szabadtéri hullámhossz felénél rövidebbre kell választani.

A hossz megváltozása az antenna végein levő kapacitás és a végek felé a hosszegységre jutó kapacitás növekedése miatt következik be. A viszonyok jól láthatók a 6. ábrán bemutatott, szimmetrikus táplálású dipólus erővonal-képén. Az ábrán folytonos vonallal tüntettük fel a dipólus valóságos árameloszlását, szaggatott vonallal pedig a tiszta szinuszos árameloszlást. Láthatóan az antenna elektromos hosz-



6. ábra. Dipólus végén fellépő kapacitás hatása

za δ -val nagyobb, mint a rezonanciához szükséges hossz.

Ha a dipólus hossza a félhullámhossz páros számú többszöröse, illetőleg a földelt táplálású antenna hossza a félhullámhossz egész számú többszöröse, a haladóhullámok a sugárzási reaktancia számításakor meghamisítják az eredményt. A feladat megoldása akkor kétféle módon végezhető el.

A Schelkunoff-féle kettőskúp-antenna alapján történő számítás a kialakuló gömbhullámok gömbkoordináta-rendszerben való vizsgálatán alapul.

A vizsgálat elvégezhető az ún. Hallén-módszer segítségével is. A módszer lényege, hogy az antenna áramára integrálegyenletet nyerünk, amelyet fokozatos közelítéssel oldunk meg. Mennél vastagabb az antenna, annál kevésbé konvergens az eredmény. Bevezetve az

$$\Omega = 2 \cdot \ln \left(\frac{2l}{a} \right) \quad (32)$$

jelölést, $\Omega < 10$ esetében a módszer már nem alkalmazható.

A két módszer részletes ismertetése az irodalomban megtalálható [5].

IRODALOM

1. Dr. Simonyi K.: Elméleti villamosságtan.
2. Markov: Antennák.
3. Seshadri, R. S.—Tai Tsun Wu: An Integral Equation for the Current in an Asymmetrically Driven Cylindrical Antenna. Proc. IEEE, 1967. június.
4. King, R. W. P.: The Linear Antenna — Eighty Years of Progress. Proc. IEEE, 1967. január.
5. King, R. W. P.: Theory of Linear Antennas. Harvard University Press, Cambridge, Massachusetts, 1956.

Lapunk példányonként megvásárolható:

V., Váci utca 10. és

V., Bajcsy-Zsilinszky út 76.

alatti Hírlapboltokban.

A katódsugároszcilloszkópok fejlesztésének újabb irányai, a véletlen mintavételes oszcilloszkóp

ETO 621.317.755.

A mind gyorsabb felfutású jelek megfigyelésének igénye mind gyorsabb oszcilloszkópok tervezését teszi szükségessé. A kereskedelemben jelenleg kapható leggyorsabb valós időeltérítésű oszcilloszkóp sávzélessége 250 MHz [46]. Már számos cég foglalkozik 100 MHz-nél nagyobb sávzélességű valós időeltérítésű oszcilloszkóp fejlesztésével (Tektronix: 250 MHz, Philips: 300 MHz CRC—Ribet—Desjardins: 250 MHz, Iwatsu: 200 MHz).

A valós időeltérítésű oszcilloszkópok fejlesztésével egyidejűleg létrejött az oszcilloszkópoknak egy új fajtája, a mintavételes oszcilloszkóp. Ennek a típusnak mind elvi alapjai, mind az első megvalósított készülékek elég régiek [1, 2, 3], azonban rohamos fejlődésének az utóbbi tíz évben lehetünk tanúi.

Ha az oszcilloszkóp fejlesztésének újabb lépéseit kívánjuk áttekinteni, akkor két egymástól jól különválasztható készülékcsoporttal, a valós időeltérítésű és a mintavételes oszcilloszkópokkal kell foglalkoznunk.

A valós időeltérítésű oszcilloszkópok között külön említést kell még tennünk egy speciális típusról, amely igen gyors nem ismétlődő jelenségek megfigyelésére alkalmas, haladó hullámú katódsugárcsövet tartalmaz, pl. Tektronix 519 típus. Ezeknek az oszcilloszkópoknak az érzékenysége és kivezérelhető ernyőmérete kicsi. Ennek javítására néha optikai nagyítást alkalmaznak. Jellemző adataik: 1 GHz sávzélesség, 10 V/cm függőleges eltérítési érzékenység, 2 ns/cm leggyorsabb időeltérítési sebesség. Az indító el megfigyelhetősége céljából késleltető művonaluk van.

Valós időeltérítésű oszcilloszkópok

Az első osztott eltérítő lemezes katódsugárcsővel működő, 100 MHz sávzélességű oszcilloszkóp, a Tektronix 585 típus után hosszú ideig úgy látszott, hogy a továbbfejlesztés ebben az irányban abbamarad, hiszen mintegy tíz év telt el, mire a következő osztott eltérítő lemezes katódsugárcsövet tartalmazó 100 MHz sávzélességű oszcilloszkóp a piacon megjelent. Ekkor, a Tektronix 454 és a CRC—Ribet—Desjardins OCT 588 típusok megjelenésekor sok szakember vitatta, hogy van-e létjogosultságuk a mintavételes oszcilloszkópok mellett. Jelenleg ez a vélemény már túlhaladott, mind a valós időeltérítésű, mind a mintavételes oszcilloszkópokat gyors ütemben fejlesztik tovább. A továbbfejlesztést a valós időeltérítésű oszcilloszkópok esetében gyorsabb katódsugárcsövek, gyorsabb tranzisztorok és integrált áramkörök alkalmazása teszi lehetővé.

A katódsugárcsövek fejlesztésekor az írássebesség és az érzékenység növelésére törekedtek. A különböző megoldások — Valvo D13—450, Valvo D13—500, Telefunken D13—44 stb. — ismertetése nélkül utalni szeretnénk arra, hogy ma már Európában is gyártanak 800 MHz sávzélességű valós időeltérítésű oszcilloszkópok céljára alkalmas katódsugárcsövet. Ez a típus a D13—500 cső, amelynek haladó hullámú eltérítése és quadri pol elektronoptikai erősítő lencséje van. Függőleges érzékenysége: 2 V/cm [4].

A fejlődés másik fontos lépése a tároló katódsugárcsövek megalkotása volt. A Tektronix és a Hewlett—Packard cégek újabb oszcilloszkópjaikat a vevő igénye szerint hagyományos vagy tároló katódsugárcsővel szállítják, pl. Tektronix 561B és 564B, Hewlett—Packard 140A és 141A. A tároló vagy változtatható utánvilágítású katódsugárcsövek több katódúak, a hasznos információt dielektromos réteg tárolja akár egy napig is. Ennek a dielektromos rétegnek a potenciálját változtatja meg a másik katódról érkező elektronok töltése, amely a törlést, vagy változó utánvilágítást létrehozza [5, 6, 7]. Az európai kezdeményezések minősége az írássebesség és a hibamentes kép tekintetében még elmarad a két vezető amerikai cég csövei mögött. A témával a Valvo, Telefunken, English Electric, a SZU, NDK kutatócsoportjai is intenzíven foglalkoznak. Közülük a szovjet csoport és a Valvo cég munkája eredményezhet rövidesen nagy írássebességű típust.

Nagyon elterjedtek az utóbbi időben a szögletes katódsugárcsövek. Ezek elsősorban kényelmi és esztétikai szempontból jelentenek előrelépést.

A tranzisztorok határfrekvenciájának gyors növekedése adta a másik eszközt az oszcilloszkóp-tervezők kezébe. Az utóbbi időben könnyen beszerezhető 2 GHz határfrekvenciájú típusok is. Ez azt jelenti, hogy akár 500 MHz sávzélességű valós időeltérítésű oszcilloszkópok készítésére is van lehetőség.

A valós időeltérítésű oszcilloszkópok továbbfejlesztése során mind nagyobb érzékenység elérésére törekedtek. A jelenleg kapható legérzékenyebb oszcilloszkópok érzékenysége 10 μ V/cm körül van, pl. Tektronix 1A7.

Mintavételes oszcilloszkópok

A mintavételes oszcilloszkópok fejlesztésében két cég, a Hewlett—Packard és a Tektronix járt az élen. A Shannon és Nyquist által általánosságban kimondott mintavételi elv [8, 9] oszcilloszkópokban felhasználható, aminek az ad rendkívüli jelentőséget, hogy a szükséges gyors kapcsoló eszközök rendelkezésre állnak hozzá [45].

Az első mintavételes oszcilloszkópok [1, 2, 3] megjelenése óta a mintavételes oszcilloszkópokon számos javítást eszközöltek, amelyekkel párhuzamosan új elvi módszerek is kialakultak. 1960-ban jelentek meg az első visszacsatolt mintavételi hurokkal készített, valóban használható oszcilloszkópok [10]. Az itt alkalmazott módszerekkel számos közlemény foglalkozik [11, 12, 13, 14, 15, 17, 18, 19, 20, 22, 25, 26, 35, 40]. A felvetődő elvi kérdések irodalma is kiterjedt [9, 16, 18, 21, 23, 27, 28, 30, 44]. Az egyre elterjedtebben alkalmazott hagyományos mintavételes oszcilloszkópok működését a fenti közlemények részletesen tárgyalják. Jellemzőjük, hogy zárt mintavételi hurokkal működnek és a vizsgált jelből állandó Δt fáziskülönbséggel vesznek mintákat, ilyen módon az ernyőn egymás után következő pontokból rakják össze a vizsgált jelet.

A zárt mintavételi hurok olyan kapcsolás, amelyben a mintavételi diódák munkapontját a mintavevő impulzus és a vizsgálandó jel mellett még a tároló kimenetéről érkező jel is vezérli. Így a mintavevő kapu kimenetén fellépő jel az egymás után következő minták feszültségkülönbségével arányos. A nyitott mintavételi hurok hátrányai a következők voltak: a teljes transzfer karakterisztika több nem lineáris karakterisztika összegeként adódott, ami amplitúdó torzítást okoz. Az erősítés rendkívül változott, a függőleges rendszert alig lehetett kalibrálni. A sávzélesség a pillanatnyi amplitúdótól függően erősen változott [18]. A zárt mintavételi hurok kiküszöböli ezeket a hátrányokat, emellett még zajcsökkentést is lehetővé tesz, a mintavételi hurok hurokerősítésének változtatásával [19, 24]. A pontos amplitúdó, valamint nem nulla egyenszint mérésekor a zárt mintavételi hurok által nyújtott lehetőségek szintén nélkülözhetetlenek [24].

A mintavételes oszcilloszkópok tökéletesítése, a sávzélesség és érzékenység javításán kívül számos, részben csupán a mérés könnyebb kivitelét elősegítő sajátosságra is kiterjedt.

A mérések nagy részénél belső indítást vagy szinkronozást célszerű alkalmazni. Ezt a mintavételes oszcilloszkópok a bemeneti jelből kicsatolt indítójel segítségével biztosítják. A kicsatolást passzív osztó vagy a sokkal gyakrabban alkalmazott transzformátor végzi, amely a jel $1/7$ – $1/10$ -ét juttatja a trigger bemenetre. Belső indítás alkalmazása természetesen csak akkor előnyös, ha a vizsgált jel indító élét is láthatjuk az ernyőn.

Az indító él ernyőn való ábrázolására a következő módszerek kínálkoznak [31]:

Jó minőségű késleltető művonal alkalmazása a trigger kicsatolás és a mintavételi kapu között. Ezáltal elegendő időt lehet biztosítani az időeltérítő áramkörök részére ahhoz, hogy az időeltérítés megkezdődjék. Az eddigi megoldások csőtápvonalak mellett (Tektronix N plugin) szinte kizárólag koaxiális tápvonalakat használnak a késleltetés céljára. Az alkalmazott tápvonalak kb. 1 GHz-nél nem nagyobb sávzélességű oszcilloszkópokhoz alkalmasak. A szükséges késleltetési idő 35–55 ns [31]. Nagyobb sávzélességű oszcilloszkópokhoz nagyobb késleltetési idő szükséges, mert gyorsabb mintavevő impulzus előállításához több tároló diódát kell kaszkádba kapcsolni.

– Pretrigger jel alkalmazása. Valamely generátorból — a vizsgálandó jel előtt megfelelő idővel — indító jelet adunk az oszcilloszkóp trigger bemenetére. Sok esetben az oszcilloszkóp maga szolgáltat ilyen jeleket. A jel ismétlődési frekvenciája megegyezik a mintavétel frekvenciájával.

– A véletlen mintavételi elv alkalmazása. Ennek tárgyalására később visszatérünk [29, 30, 32, 33, 34].

– Mélyhűtött késleltető művonal alkalmazása. A késleltető művonalak skin-effektusból származó ohmos veszteségei a frekvencia növekedésével növekednek. Ez az egyik fontos tényező, amely a koaxiális tápvonalak késleltető művonalként való alkalmazásának határt szab. A művonal mélyhűtésével azonban ez az ohmos veszteség lényegesen csökkenthető [37]. Az utóbbi időben ezen alap gondolat felhasználásával a japán Matsushita cég 5 GHz sávzélességű oszcilloszkópot készített [38]. Ez az oszcilloszkóp nem mintavételes elven működik, hanem valós időeltérítésű, sávzélessége azonban a folyékony nitrogénben hűtött művonal és a haladó hullámú katód-sugárcső alkalmazása következtében rendkívül nagy. A készülék leggyorsabb időeltérítése 1 ns/cm. Ez az oszcilloszkóp egyszeres lefutású jelenségek megfigyelésére is alkalmas.

Az oszcilloszkópok kényelmes használatát rendkívül elősegítik a mérőfejek. A mintavételes oszcilloszkópoknál — hasonlóan a valós időeltérítésű oszcilloszkópokhoz — mind aktív, mind passzív mérőfejeket alkalmaznak.

Az aktív mérőfejek cső, nuvizstor vagy térvezérléses tranzistor alkalmazásával készített katódkövetők, ill. source-követők, amelyek a mérőfejben foglalnak helyet. A mérőfejet megfelelően hosszú kábel köti össze az oszcilloszkóppal. Ilyen típusú pl. a Tektronix P6032 mérőfeje [39]. E mérőfejek sávzélessége nem haladja meg az 1 GHz-et. Bemeneti ellenállásuk: 100 kohm — 1 Mohm.

A passzív mérőfejek sávzélessége elérheti a 3–4 GHz-et is, pl. Tektronix P6034. Bemeneti ellenállásuk: 500 ohm, az osztás 1:10 [39]. Természetesen nagyobb leosztással is készíthetők, akkor a bemeneti ellenállás a leosztásnak megfelelően nagyobb érték is lehet.

Mintavételes oszcilloszkópok esetében a mérőfejek alkalmazhatóságának nagymértékben határt szab a mérőfej csatlakoztatásának nehézsége. Az előforduló frekvenciákon ugyanis már a legrövidebb földvezeték is jelentős jelalaktorzítást okoz. Részben ez az oka, annak, hogy 3,5 GHz-nél nagyobb frekvenciákra egyetlen cég sem készít mérőfejeket.

További nehézség a belső indítás, amely 1 GHz-re korlátozza a mérőfejek alkalmazhatóságát, mivel konvencionális, nem mélyhűtött művonallakkal a frekvencia felett a megfelelő belső késleltetés nem biztosítható.

Mintavételes oszcilloszkópok esetében is felmerül a vizsgált jel írásos vagy fénykép formájában történő rögzítése. Ez két úton is lehetséges. Tároló katód-sugárcső alkalmazásával, amelyről már az előzőekben szóltunk, vagy az újszólván minden mintavételes oszcilloszkópon található kimenetek alkalmazásával.

E kimenetekre bármely megfelelő lassú regisztráló csatlakoztatható, mivel a kimeneten kapott jel valódi

sebessége külső vízszintes eltérítő jel alkalmazásával a kívánt értékre beállítható.

A vizsgált jelek felfutási idejét digitális formában mérhetjük a mintavételi ismétlődési frekvencia, ill. sebesség ismeretében. Ezen az elven alapuló műszereket több cég hoz forgalomba.

A mintavételes oszcilloszkópok sávszélességét meghatározó áramkör a *mintavételi kapu*, ennek több fajtája ismeretes [24], elsősorban az átmenő-típusú, amely az utóbbi időben elsősorban alkalmazásra kerül (HP 1430A, Tektronix S4).

A mintavételi kapu sebességét több tényező — a mintavevő diódák, az alkalmazott mintavevő kapu geometriája — határozza meg. A diódák tekintetében nagy előrelépést jelentett a Hewlett—Packard cég által először alkalmazott Schottky-dióda. Ennek segítségével sikerült a Hewlett—Packard cégnek először az első 10 GHz feletti sávszélességű mintavételes oszcilloszkópot 1966-ban elkészítenie [41, 42]. Az alkalmazott átmenő típusú mintavevő kapu geometriáját a mikrohullámú üregek tervezésénél szokásos módszerekkel készítették el. A kapu két diódát, tartalmazott, a vele elérhető sávszélesség 12,4 GHz volt [42].

A Tektronix S4 mintavevő kapuja az első olyan kapumegoldás, amelyben a mintavételhez a diódák célszerű elrendezésével a diódáknak csupán egy átkapcsolási folyamata szükséges. Az egész kapu egy integrált áramkörü tápvonalдарabból és ezen elhelyezkedő hat diódából áll. Az alkalmazott diódák kapcsolási ideje 5–10 ps. A kapu 14 GHz sávszélességű oszcilloszkóphoz készült [43].

A Hewlett—Packard 1441A és a Tektronix 3S2 függőleges mintavételező erősítők nem tartalmazzák a mintavevő kaput. Ezt külön kis fiókként lehet a fiókként kialakított erősítőbe bedugaszolni vagy kábellel csatlakoztatni. Az így létrehozott rendszer előnye, hogy különböző mintavevő kapuk csatlakoztatásával különböző mintavételi rendszereket lehet létrehozni, miközben az oszcilloszkóp többi részeit megtartjuk. Ez jelentős költség-megtakarítást jelent a felhasználónak. További előny, hogy a kis fiók közvetlenül a mérendő objektum közelében helyezhető el, ezáltal a mérőfejek részben nélkülözhetővé válnak [32, 42].

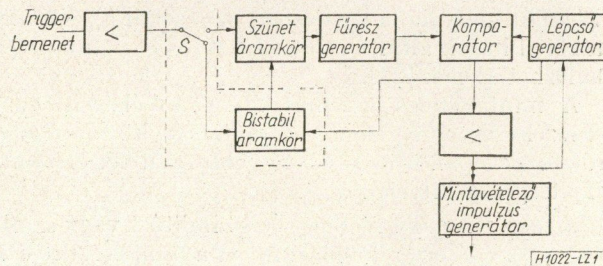
Az időeltérítő egységek fő jellemzője az időeltérítés késleltetési ideje mellett a *jitter* vagy időeltérítési bizonytalanság. A jitternek számos oka lehet; a bejövő jel és a pretrigger jel közötti bizonytalanság, a vizsgált jel periódusidejének ingadozása, a fűrészfeszültség-generátor (ramp) és az azt követő komparátor áramkör statisztikus ingadozásai. A hagyományos mintavételes oszcilloszkópok esetében ezek közül többnyire a komparátor áramkör által okozott bizonytalanság a legnagyobb, itt a komparálásban a fűrészfeszültségre szuperponálódó zaj a bizonytalanság forrása [29, 31]. Az elérhető legkisebb jitter érték 10 ps körül van.

Indított üzem, szinkronozott üzem, triggerfrekvencia leosztás: A mintavételes oszcilloszkópok csupán az átviteli sáv alsó felében működnek indított üzemben, azaz a készülékben található triggerfelismerő áramkör csak ebben a frekvenciatartományban indított működésű. Nagyobb frekvenciájú bejövő jelekre a

triggeráramkör astabil szinkronozott üzemben működik, a legfelső sávban pedig külön triggerfrekvencia-leosztó áramkör beiktatására van szükség, amely a bejövő nagyfrekvenciás jelet a triggeráramkör részére először kisebb frekvenciájúra osztja le. A triggeráramkörök szünetáramköre a frekvencialeosztást általában minden 100 kHz-nél nagyobb frekvenciára végrehajtja. A triggerfrekvencia-leosztó áramkörök a frekvenciát olyan értékre osztják le, amelyet a szünetáramkör már kényelmesen tovább tud osztani, pl. 100 MHz-re. A triggerfrekvencia-leosztó áramkörök gyors alagütdiódákat alkalmaznak. Ezek az áramkörök további pótlólagos jitter forrásai lehetnek, ennek értéke a legjobb típusoknál mintegy 10 ps [39].

Mintavételezés valós időeltérítéssel

A mintavételes oszcilloszkópokat használhatjuk valós időeltérítéssel is. Ez akkor célszerű, ha viszonylag lassú jeleket kívánunk vizsgálni. A mintavételes módszer ugyan alkalmazható lenne kisfrekvenciákra is, mivel azonban az ernyőn ábrázolt jel mindig kisebb ismétlődési frekvenciájú, mint a vizsgált jel, ezért ennél a módszernél a villódzás miatt a kép minősége rendkívül rossz lenne. Célszerű tehát valami más megoldást, pl. az elektronkapcsolós oszcilloszkópokban is alkalmazott CHOPPED üzemmódhoz hasonló módszert alkalmazni. Az 1. ábrán látható tömbvázlat a valós eltérítésű mintavételezés egy lehetséges megoldását mutatja [31].



1. ábra

A vízszintes eltérítést valós időeltérítés szolgáltatja. A függőleges jelet mintavétellel kapjuk, amely kb. 100 kHz ismétlődési frekvenciával, a trigger- és szünetáramkörök szabadonfutó állapotában történik. A tömbvázlaton látható áramkörök közül, az S kapcsoló és a bistabil multivibrátor a pótlólagos elem. Az S kapcsoló a vizsgált jelet a trigger erősítőtől a bistabil multivibrátorra juttatja. Ennek a multivibrátornak a helyzete határozza meg, hogy a trigger- és szünetáramkörök szabadon futó állapotban működnek vagy nyugalmi állapotban vannak. Ha a bejövő jel átbillenti a multivibrátort, a mintavétel 100 kHz ismétlődési frekvenciával megkezdődik, és egészen addig tart, amíg a lépcsőgenerátor vissza nem billenti kiindulási helyzetébe, azaz a fénypont el nem jut az ernyő széléig. Ekkor a multivibrátor leállítja a trigger- és a szünetáramköröket. Az időeltérítés sebességét az ernyőn ebben a megoldásban a mintavétel periódusideje és a mintavétel sűrűsége határozza meg.

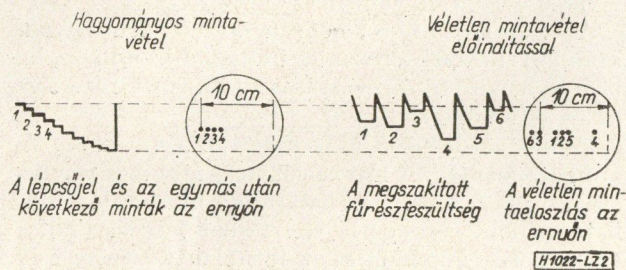
A véletlen mintavételes oszcilloszkóp

Az előzőekben az impulzusok felfutó élének ábrázolásával kapcsolatban már említést tettünk a véletlen mintavételes módszerről, amely nagy jelentőségűnek látszik a mintavételes oszcilloszkópok jövőendő fejlődésében.

A véletlen mintavételi elv felvetése nem új keletű [1, 30], azonban jól használható véletlen mintavételes oszcilloszkóp csak az 1967. évben született meg. Megalkotása a Tektronix cég nevéhez fűződik [29, 32, 33, 34].

Hogyan működik a véletlen mintavételes oszcilloszkóp?

A működés folyamata két részre választható: 1. Olyan véletlen minták vétele, amelyek többsége az időablakba esik, 2. a kép összerakása a mintákból az ernyőn. Míg a hagyományos mintavételes oszcilloszkópok az egymást követő mintákat egymáshoz képest fázisban ugyanannyival eltolva veszik a vizsgált jel minden n -dik periódusából, addig véletlen mintavétel esetében a mintavétel minden n -dik periódus-

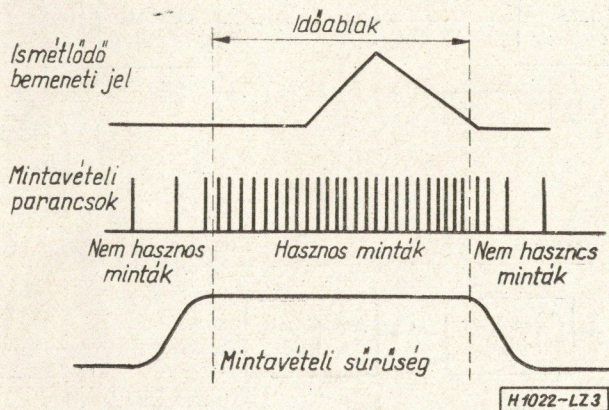


2. ábra

ból, de nem feltétlenül egymás után következő fázishelyzetű helyeken történik. A 2. ábrán összehasonlítást látunk a hagyományos és a véletlen mintavétel között.

Véletlen mintavétel esetén a minták egy része nem esik bele az időablakba, azaz nem látható az ernyőn. Így a hasznos minták száma kevesebb az összes minták számánál. További probléma annak biztosítása, hogy a minták eloszlása a véletlen mintavétel ellenére többé-kevésbé egyenletes legyen, hiszen különben az ábrázolt jel egyes részein nagyszámú, míg másutt egyáltalán nem vagy csak kevés pont lenne.

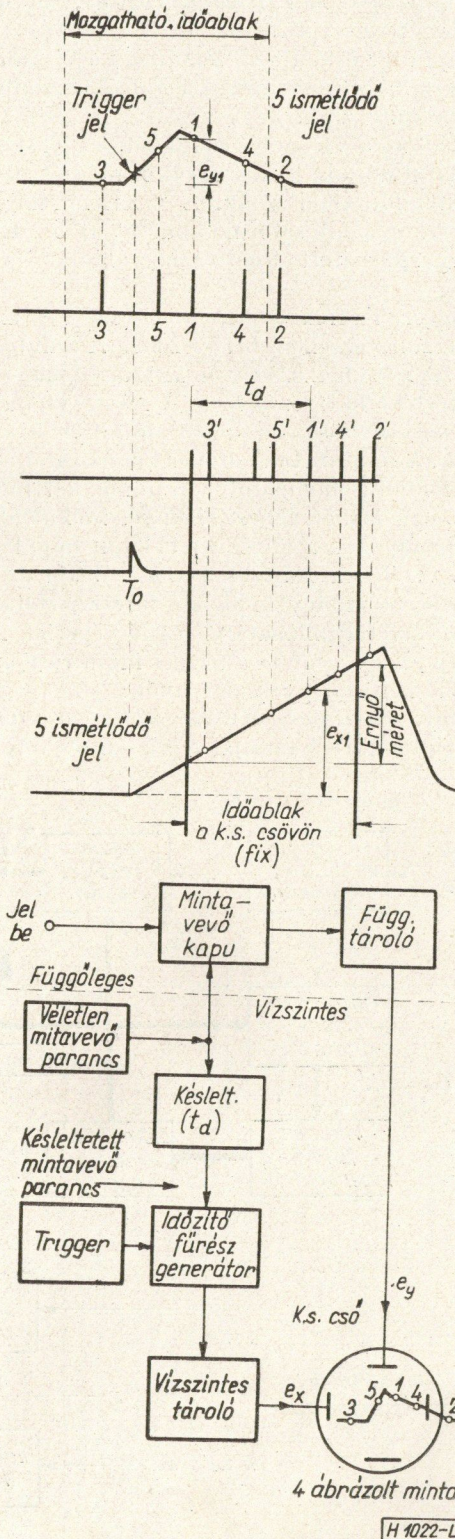
Mindezen szempontok figyelembevételére alkalmas a szabályozott sorrendű véletlen mintavételes



3. ábra

rendszer [34]. A minták elosztását a 3. ábrán láthatjuk.

A véletlen mintavételes oszcilloszkóp az y függőleges koordinátát azonos módon állítja elő, mint a konvencionális mintavételes oszcilloszkóp. A vizsgálandó jelből mintát vesz, ezt tárolja, majd a tárolt jel megfelelően felerősítve vezérli az oszcilloszkóp függőleges eltérítő lemezpárját.



4. ábra

Az x vagy vízszintes koordináta előállításának módja azonban eltérő. A beérkező triggerjelek indítják az időzítő fűrészfeszültség-generátort (timing ramp). Az időzítő fűrészfeszültségéből a függőleges rendszer egy véletlenül meghatározott módon mintát vesz. Ezt a feszültségértéket a függőleges tároló tárolja. A fénypont függőleges helyzetét ez a tárolt feszültség határozza majd meg. A mintavételi parancsot t_d idővel késlelteti. A késleltetett mintavételi parancs leállítja az időzítő fűrészfeszültség-generátort, majd ennek feszültségértéke a tárolóba jut. Az időzítő fűrészfeszültség tárolt értéke az a jel, amely a vízszintes erősítőt vezérli, és amely végül a minta vízszintes helyzetét meghatározza.

A 4. ábrán a vízszintes és függőleges jel (koordináta) előállításának legegyszerűbb módját láthatjuk véletlen mintavétel útján. A véletlen mintavételes oszcilloszkóp pontosabb működését az 5. ábrán látható egyszerűsített tömbvázlat alapján érthetjük meg.

A triggerjel a frekvenciamérő egységet és az időzítő fűrészfeszültség-generátort vezérli. A minta helyét vízszintes irányban az ernyőn az időzítő fűrészfeszültség végértéke határozza meg. A mintavétel a mintavételi parancs összehasonlító áramkör utasítására történik. A mintavételi parancs komparátor áramkör és az előindítás komparátor áramkör két impulzust állít elő egymáshoz képest bizonyos időkülönbséggel. Az első impulzus a mintavételi kapu impulzusgenerátorát vezérli, a második pedig leállítja az időzítő fűrészfeszültség-generátort. Így az időzítő fűrészfeszültség értéke a mintavétel pillanatától függő végérték lesz. Ez biztosítja, hogy a minta a trigger impulzushoz képest megfelelő helyen legyen az ernyőn.

A minta vízszintes helyére vonatkozó információt a vízszintes tároló tárolja. A vízszintes tároló refe-

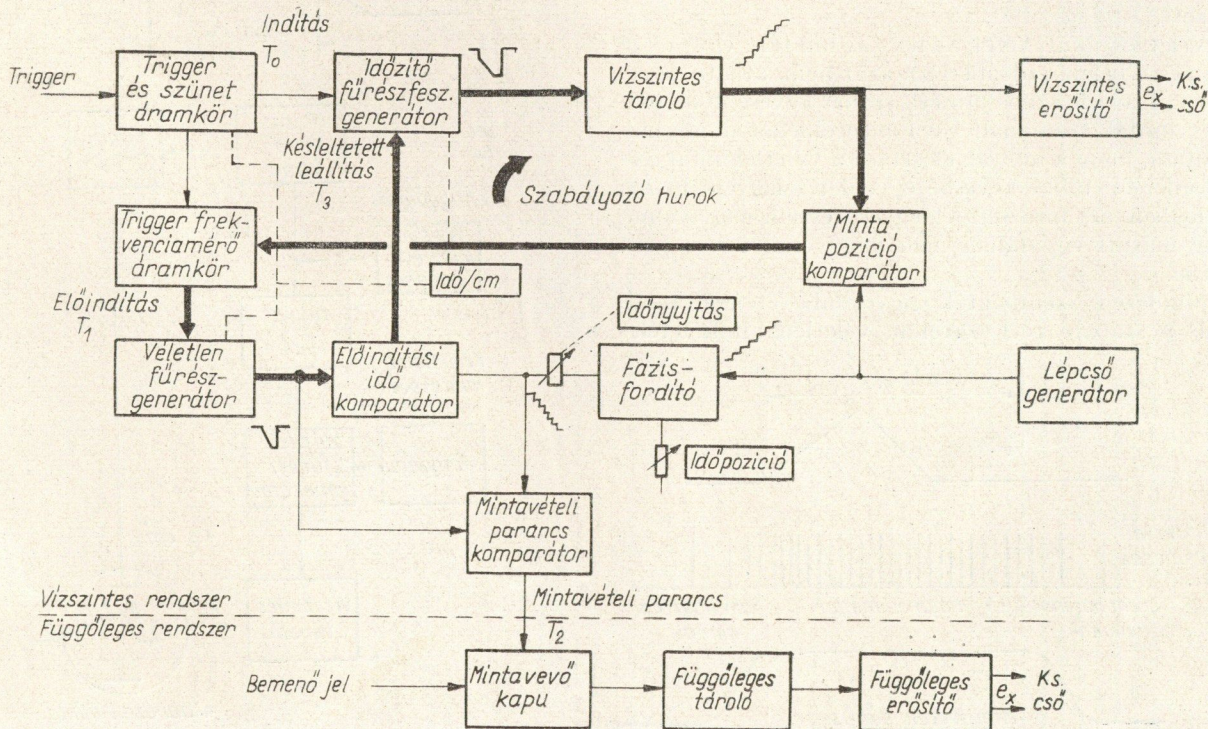
renciajelet szolgáltat a differenciál-komparátor részére. Ennek az a feladata, hogy gondoskodjék arról, minél több minta jusson az időablakba, azaz az ernyőre. A frekvenciamérő áramkör ad közvetve a véletlen mintavételre parancsot, amelynek időpontját legjobb igyekezete szerint úgy határozza meg, hogy a minták az időablakba essenek. A mintavétel a frekvenciamérő impulzus hatására nem azonnal történik meg, hanem hasonlóan a hagyományos mintavételi módszerhez, mindig növekvő késleltetéssel. Ezt a késleltetést itt két dolog határozza meg: a lépcsőgenerátor feszültsége és a véletlen fűrészfeszültség-jelének meredeksége.

A véletlen fűrészfeszültség az időzítő fűrészfeszültség-generátorhoz hasonló gyors fűrészfeszültség-generátor. A mintavételezést a lépcsőgenerátor irányítja. Ha a véletlen mintavétel miatt nagyszámú minta esik az időablakon kívül, ezt a differenciál-komparátor észleli. Ilyenkor a frekvenciamérő impulzust sietteti vagy késlelteti aszerint, hogy a minták melyik irányban estek ki az időablakból. A differenciál-komparátor kettős vezérlésű, egyrészt a lépcsőgenerátor, másrészt a vízszintes tároló vezérli.

A 4. ábrán látható, hogy a minták nem egymás után következnek vízszintes irányban az ernyőn, hanem az időzítő fűrészfeszültség-generátor által meghatározott véletlen sorrendben.

Fontos kérdés a minták sűrűsége a vízszintes koordináta mentén. A frekvenciamérő áramkör véletlen eltérést okoz, amelynek hatására a minták bizonyítható módon Gauss-görbe eloszlásúak lesznek [29]. E Gauss-görbe maximuma az időablak közepére esik, lásd a 3. ábrát.

Vizsgáljuk meg most az 5. ábrán látható tömbök feladatát kissé részletesebben, továbbá az azokban alkalmazott áramköri megoldásokat.



H1022-LZS

5. ábra

Trigger- és szünetáramkör

Feladata, hogy a vizsgált jel adott időpillanatában indítójelet szolgáltatson. Ez az indítójel referencia-jelként szolgál a többi áramkör részére. Fontos, hogy az indítójel lehetőleg jittermentes legyen. A szünetáramkör célja, hogy meghatározza a mintavétel frekvenciáját, amely általában 100 kHz körüli érték. Ez csak kevésbé változik a bejövő mérendő jel frekvenciájának változásakor. Tehát a szünetáramkör frekvenciasztó áramkörként működik. A triggeráramkör számos más áramkörnek szolgáltat indító vagy kapujelet. Indítja az időzítő fűrészfeszültség-generátort, indítójelet ad a frekvenciamérő tároló kapujának, vezérlő jelet ad a frekvenciamérő alaphelyzetbe visszaállító multivibrátor, a vízszintes minta helyzet tároló kapu, a lépcsőgenerátor léptető és a vízszintes tároló kapu részére. Áramköri megoldása a rendkívüli sebességből következik. A tulajdonképpeni triggerfelismerő áramkör bistabil, ill. astabil alagútdiódás megoldású, amely szinkronozott üzemállapotban astabil áramkörként működik. Ez adja az igen gyors indítójelet az időzítő fűrészfeszültség-generátor és a frekvenciamérő tároló kapu részére. A szünetáramkör, amelynek működési sebessége kevésbé lényeges, tranzistoros áramkör. Ez adja a három további trigger-jelet.

Időzítő fűrészfeszültség-generátor

Feladata, hogy a mindenkor időeltérítést biztosítsa az adott helyzetű triggerjelhez képest. Ez az áramkör indítójelét a triggeráramkörből, leállító jelét pedig az előindítás komparátor áramköréből kapja. Az áramkör lineárisan változó fűrészfeszültséget állít elő, amely a triggerjel és a mintavétel között eltelt idővel arányos. Az állandó töltőáramot töltőtranzisztor pentódajellegű kollektorkarakterisztikája biztosítja. Illesztési okokból az időzítő fűrészfeszültség-generátor kimeneti jelét erősíteni kell. Az áramkört a gyors működés céljából előnyös több töltőtranzisztorral kivitelezni, az időeltérítés sávjainak megfelelően. A visszaállítás ideje alatt az időzítő feszültség értékét az időzítő fűrészfeszültség generátor tároló áramköre tárolja. Az időzítő fűrészfeszültség erősítő erősítése az időnyújtás kapcsoló állásának megfelelően változó érték.

Trigger frekvenciamérő áramkör

Feladata, hogy a véletlen fűrészfeszültség-generátor részére előtrigger jelet szolgáltatson. Ez a trigger felismerő áramkör és a minta helyzet komparátor hibajelének kettős vezérlésére történik. A következő áramkörök tartalmazzák: frekvenciamérő fűrészfeszültség-generátor, frekvenciamérő kapcsoló komparátor áramkör, frekvenciamérő tároló és korrekciós mátrix áramkör.

A véletlen fűrészfeszültség-generátor indítójelének fázisát két dolog változtatja: a trigger ismétlődési frekvencia megváltozása és az időzítő fűrészfeszültség tárolt feszültségének megváltozása, amelyet a minta helyzet komparátor áramkör a lépcsőfeszültséggel hasonlít össze. Mindkét változás változást eredményez a véletlen fűrészfeszültség-generátor indulásában. Ezek közül az első külső ok, míg a másik belső okokból származik. Ilyen módon a frekvenciamérő

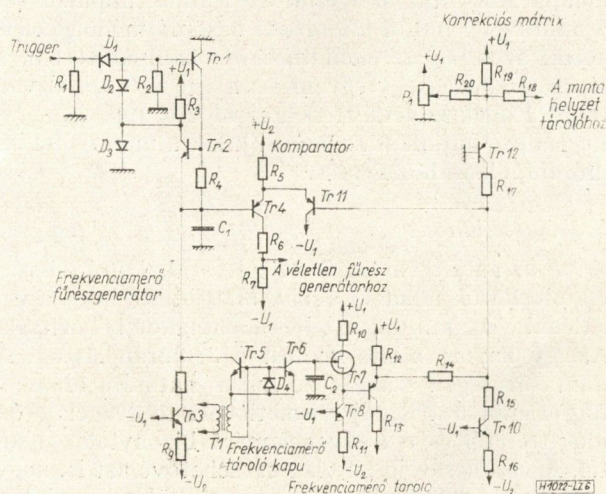
áramkör az az áramkör, ahol a véletlen fűrészfeszültség-generátor indítójele keletkezik, amelyet a külső triggerjel, a lépcsőgenerátor feszültsége és a minta helye az ernyőn, vagyis a vízszintes tároló feszültsége határoz meg. Az áramkör triggerjele a véletlen fűrészfeszültség-generátort a következő triggerjel előtt indítja.

Az áramkör egy lehetséges megvalósításának egyszerűsített kapcsolási rajzát a 6. ábrán láthatjuk.

A frekvenciamérő fűrészáramkör a szünetperiódus közepén visszaáll nyugalmi helyzetébe, automatikusan újra indul, majd a legközelebbi trigger impulzus alkalmával a frekvenciamérő tároló kapu mintát vesz belőle. A frekvenciamérő tároló egyenfeszültsége, valamint a mintahelyzet komparátor tároló egyenfeszültsége, amely a korrekciós mátrixhoz csatlakozik, adja a frekvenciamérő komparátor egyik bemeneti jelét. A frekvenciamérő komparátor kapcsoló áramkör, amely akkor ad kimenő jelet, amikor a frekvenciamérő fűrészfeszültsége negatívabb, mint a korrekciós mátrix kimeneti jele.

A frekvenciamérő feszültséggenerátor kapu multivibrátorból ($Tr1 - Tr2$), állandó árammal töltő tranzistorból ($Tr3$) és fűrészkondenzátorból ($C1$) áll. A kapu multivibrátor a szünet periódus első felében a szünet áramkörből kapott vezérlő jel hatására vezet. Az áramkör egészen addig vezetésben marad, amíg a $C1$ kondenzátor töltése el nem fogy. Amikor $Tr2$ emitterfeszültsége eléri a $-0,95$ V-ot, akkor egészen addig csökken a kollektoráram, amíg $D3$ dióda kinyit, $D2$ dióda pedig lezár. Ez megszünteti $Tr1$ nyitó-feszültségét. $Tr1$ árama ekkor nullára csökken, és mindkét tranzisztor lezár. Ebben a pillanatban az állandó áramú tranzisztor megkezdheti a $C1$ kondenzátor negatívra töltését.

A frekvenciamérő feszültséggenerátor negatív bemenő feszültsége egyszercsak kinyitja a $Tr4$ kapcsoló komparátor tranzisztort, amely ekkor indító impulzust ad a véletlen fűrészfeszültség-generátornak. A következő trigger impulzus kinyitja a frekvenciamérő tároló kaput, amely feltölti a tároló kondenzátort ($C2$). A következő szünetperiódus közepén a triggeráramkör (szünetáramkör) ismét vezetésbe vezérli a kapu multivibrátort. Amikor a kapu multivibrátor nem vezet, akkor $R1$ biztosítja, hogy $Tr1$, $R4$ pedig, hogy $Tr2$ le legyen zárva.



6. ábra

A frekvenciamérő tároló a tároló kondenzátorból (C2) és az impedanciaillesztő erősítőből áll (Tr7, Tr8 és Tr9). Tr8 állandó áramot táplál Tr7-be, ezért Tr7 gate-source feszültsége vezérlés közben is állandó. Tr7 source-követő a Tr9 tranzisztor bázisát vezérli. Tr9 emitterkövető, amely a korrekciós mátrix részére kisimpedanciájú vezérlést biztosít. Tr10 tranzisztor állandó áramot táplál a korrekciós mátrixba. Ugyanerre a pontra csatlakozik a Tr12 tranzisztor kollektora is. A közös kollektorpont nagy impedanciájú pont, amelynek feszültsége az R14 és R18 ellenálláson keresztül folyó áram hatására könnyen elmozdul.

A Tr5 és Tr6 tranzisztorokból álló frekvenciamérő tároló kapu, amellyel a vízszintes tároló kapu és a mintahelyzet tároló kapu áramköreik azonos, két npn tranzisztorból áll. A tranzisztorok bázisa és emittora közös. A kapu bemenete az egyik kollektor, kimenete a másik kollektor. A közös emitterek és bázisok egy impulzustranzformátor szekunder tekercsére csatlakoznak, amely minden mintavételi periódusban egy alkalommal nyitó impulzust ad. A két tranzisztor csak a nyitó impulzus ideje alatt vezet. Amennyiben a két kollektor feszültsége eltérő, akkor nyitó impulzus hiányában az egyik kollektor-bázis dióda mindig le van zárva, tehát a kapu zárva van. Így a tároló kondenzátor le van választva az öt vezérlő áramkörrel.

Véletlen fűrészgenerátor

A véletlen fűrészgenerátor lineárisan változó feszültséget állít elő, amelynek meredeksége azonos az időzítő fűrészfeszültség meredekségével. A véletlen fűrészgenerátor két komparátor áramkörnek szolgáltat jelet, ezek közül az egyik a függőleges mintavétel indító impulzusát állítja elő, a másik pedig az időzítő fűrészfeszültség-generátort állítja le. Mindkét komparálás akkor történik, amikor a viszonylag gyorsan változó véletlen fűrészfeszültség eléri az egymástól minden mintavételi periódusban különböző lépcsőfeszültségeket. Az egymás után következő komparálások a trigger impulzushoz képest időben mindig kissé később következnek be, mert a lépcsőfeszültség mintáról mintára kissé megváltozik. Ennek eredményeként a komparálások is periódusonként időben késleltetve következnek be. Az előindítási idő komparátor által szolgáltatott leállító impulzus és a mintavétel indító impulzusa hasonló módon keletkezik, azonban az előindítási idő komparátorban a lépcsőfeszültség egy egyenfeszültségű szinttel el van tolvá. Ennek következtében az időzítő fűrészgenerátor leállító impulzusa t_d idővel késik a mintavétel indító impulzusához képest.

Szabályozó hurok

Az 5. ábrán vastagon rajzolt szabályozó visszacsatoló hurok feladata annak biztosítása, hogy a véletlenül vett minták a teljes időablakot beborítsák. Az így kapott mintaeloszlást a 3. ábrán láttuk. A mintasűrűség a szabályozó hurok hatására állandó, függetlenül a triggerjel ismétlődési frekvenciájától, idő-jitterétől és a frekvenciamérő bizonytalanságaitól. A visszacsatoló hurok teszi lehetővé azt is, hogy az indítást okozó jelet pretrigger nélkül az ernyő közepén láthatjuk.

Előindítási idő komparátor

Az előindítási idő komparátor egyik vezérlő jele a véletlen fűrészgenerátor, a másik pedig a lépcsőgenerátor, amelynek kimeneti jeléhez bizonyos egyenfeszültséget célszerű hozzáadni. Ez az áramkör biztosítja, hogy a vizsgálandó jel indító élét is vizsgálhatjuk az ernyőn. Természetesen az ekvivalens időskála változtatásakor, azaz ha a TIME/cm feliratú kapcsolót vagy a finomszabályozót elforgatjuk, az előindítás idejét is meg kellene változtatni. Erre azonban szerencsére még sincsen szükség, mert a mindenkor ekvivalens időskála adott szakaszának egy egyenfeszültség felel meg, az előindítási időt pedig célszerűen ezzel az egyenfeszültséggel biztosítjuk, amely pl. az ernyő felének megfelelő érték. Így ha az idő pozíció gomb középső helyzetében van, mindig középpont látni a jel vezető élét.

Időpozíció

Az időpozíció, ami megfelel a vízszintes pozíciónak a valós időeltérítésű oszcilloszkópok esetében, hasonló módon változtatható, mint ahogy az előindítást előállítottuk. Nem elegendő azonban csupán az időpozíció kezelésszervvel a lépcsőfeszültség értékét módosítani, hanem az időzítő fűrészfeszültség erősítőjének kimeneti feszültségét is változtatni kell. Erre azért van szükség, hogy ne az ernyőn levő fizikai kép helyzete mozduljon el, mint a vízszintes képtolással gomb elforgatásakor, hanem az időablak változtassa a helyét. Az áramköri megoldás két teljesen egyforma tranzisztoros áramgenerátor, amely a lépcsőfeszültség erősítő bemenetére, ill. az időzítő fűrészfeszültség erősítő kimenetére csatlakozik, ahol a jel polaritása éppen ellenkező.

Időnyújtás

Az ekvivalens időskála megnyújtását azáltal érhetjük el, hogy a lépcsőfeszültség értékét, amelyet az időzítő fűrészfeszültséggel összehasonlítunk, csökkentjük. Ez célszerűen a lépcsőfeszültség erősítő erősítésének változtatásával végezzük. Hasonlóan, mint az időpozíció eltolás esetében, itt is azonos mértékben meg kell növelnünk az időzítő fűrészfeszültség erősítő erősítését. Ennek eredményeként nyújtott időeltérítés esetében a cm-kénti minták száma az ernyőn nem változik.

Lépcsőgenerátor

Feladata, hogy a véletlen fűrészgenerátor jelével együtt az előindítási idő komparátort és a mintavételi parancs összehasonlító áramkört vezérelje, amelyek a vízszintes és függőleges mintavételt indítják, továbbá referenciajelet szolgáltatson a minta helyzet komparátor áramkörnek, amely a véletlen mintavételt sietteti vagy késlelteti. A lépcsőgenerátor a hagyományos mintavételes oszcilloszkópok lépcsőgenerátorához hasonlóan indított generátor, amelyet a trigger áramkör vezérel.

Vízszintes tároló

Feladata, hogy az időzítő fűrészfeszültséget, amely a minta helyét meghatározza az ernyőn, tárolja.

Ez az érték, minden mintavételi periódusban egyszer a vízszintes tárolókapun keresztül az újabb mintának megfelelően megváltozik. A tároló a minta értékét a szünet kondenzátoron bekövetkező feszültségváltozáskor jelentkező logikai vezérlő impulzus időtartama alatt változtatja meg. Áramkörileg két erősítőtől áll, amelyet a vízszintes tároló kapu kapcsol össze. A második erősítő bemenetén helyezkedik el a tároló kondenzátor. Az első erősítő biztosítja a megfelelő kisimpedanciájú vezérlést a tároló kapu részére, míg a második erősítő a vízszintes erősítő és minta pozíció komparátor illesztésére szolgál.

Minta pozíció komparátor

Feladata, hogy az időzítő fűrészfeszültséget és a lépcsőgenerátor feszültségét összehasonlítsa, és a különbséggel arányos hibajelket szolgáltatson a frekvenciamérő áramkörnek. Az áramkör két részből áll, a komparátorból, amely lineáris működésű differenciálerősítő és az ezt követő kapuból, valamint tároló áramkörből. A tároló áramkört illesztő erősítő követi.

A mintavételes oszcilloszkópok továbbfejlesztésének lehetőségei

A véletlen mintavételes oszcilloszkópnak alsó határfrekvenciája van kb. 7 kHz körül. Ennél kisebb ismétlődési frekvenciájú jelek tehát nem vizsgálhatók vele, mivel az ábra már megengedhetetlenül villogzik [33]. Ezt az alapvető rendszertechnikai problémát kézenfekvő úgy áthidalni, hogy a mintavételes oszcilloszkópot egy valós időeltérítésű oszcilloszkóppal együtt használjuk. Ez persze azt is jelenti, hogy kétszer akkora méretű, súlyú, de főleg áru készüléket kell vásárolnunk. Bizonyos szempontból előnyösebbnek látszik, ha az oszcilloszkópba mind valós időeltérítésű, mind mintavételes fiókok bedugaszthatók. A megoldás egy lehetséges módja a valós időeltérítésű mintavételezés is. A legjobb mérési elrendezés azonban a Tektronix cég által 1969-ben bemutatott és azóta szériában gyártott kétsugaras oszcilloszkóp, amelynek egyik sugara valós időeltérítésű, a másik pedig mintavételes rendszerű [45].

A véletlen mintavételes oszcilloszkóp a véletlen mintavétel ellenére egyenletes sűrűségű mintaeloszlásra törekedett az ernyőn. Az elektronikus úton az időeltérítő egységben megvalósított előindítással megkerülte a függőleges egységben alkalmazandó késleltető művonal kényes kérdését. Véletlenül mintavételes oszcilloszkópban nincsen szükség késleltető művonalra ahhoz, hogy a jelek vezető élét lássuk az ernyőn. Ez egyben azt is eredményezi, hogy a művonal sávszélessége, amely a legjobb esetben 1 GHz, nem korlátozza a sávszélességet. További előny, hogy az időpozíció eltolás értékét nem korlátozza a művonnallal elérhető késleltetés.

A hagyományos és a véletlen mintavételes oszcilloszkópok közös hibája azonban, hogy mivel a minták eloszlása egyenletes, ezért gyors impulzusok fel-futó, ill. lefutó élét az ernyőn halványabbnak látjuk, mint az ábra többi részét, holott többnyire éppen erre vagyunk kíváncsiak. A Hewlett—Packard cég fejlesztés alatt levő mintavételes oszcilloszkópja nem

egyenletes mintavételt alkalmaz. A mintavételi sűrűség változtatásával a fel-futó él ez esetben nagyobb mintavételi sűrűséggel vizsgálható.

I R O D A L O M

1. McQueen, J. G.: The Monitoring of High—Speed Waveforms. Electronic Engineering, October, 1952. p. 436.
2. Janssen, P. M. L.: Ein experimenteller „stroboskopischer“ Oszillograph für Frequenzen bis ungefähr 50 MHz. Philips Technische Rundschau, 12. 1950.
3. Schlaeppli, H. P.—Luis, H. P.: Ein sampling Oszillograph für $4 \cdot 10^{-10}$ sec Zeitaufösung. Helvetica Physica Acta, Vol. 32. 1959.
4. Valvo Handbuch. Elektronenstrahl—Wanderröhren. 1968.
5. Rost, L.: Funktion und Betrieb der Sichtspeicherröhre B13S11. Nachrichtentechnik, 15. 1965. p. 194.
6. Kolar, R. H.: Variable persistence increases oscilloscopes versatility. Electronics, 29. Nov. 1965. p. 66.
7. Tektronix, Type 564 B. Instruction Manual
8. Shannon, C. E.: Communication in presence of Noise. PROC. IRE. 37. 1949. 1. p. 10.
9. Landau, H. J.: Sampling Data Transmission and the Nyquist Rate. PIEEE. Vol. 55. No. 10. Oct. 1967. p. 1731.
10. Carlson, R.: The Klyomgacycle Sampling Oscilloscope. Hewlett—Packard Journal, Vol. 13. No. 7. Mar. 1962.
11. Luis, H. P.: Messung von Signalen im Zeitbereich von Nanosekunden mittels Abtastoszillographen. Elektronische Rundschau, No. 4. 1960.
12. Starke, L.: Der Abtastoszillograph. Elektronik, No. 4. 1961.
13. Starke, L.: Ein Abtastoszillograph für Frequenzen bis 900 MHz. Elektronik, No. 12. 1961.
14. Gilbert, B.: Sampling Techniques Applied to High Speed Pulse Oscillography. Mullard Technical Communications, No. 48. 1961.
15. Gilbert, B.: Signal Gating Circuits for Sampling Oscilloscopes. Mullard Technical Communications, No. 56. 1962.
16. Gerst, C. W.—Grimm, H. H.: Theory of the Stroboscopic Oscilloscope. PIRE. 50. 1962. p. 475.
17. Gilbert, B.: Time Basis for Sampling Oscilloscopes. Mullard Technical Communications, No. 67. 1963.
18. Gilbert, B.: Feedback Sampling Chanel for Sampling Oscilloscopes. Mullard Technical Communications, No. 70. 1964.
19. Hutten, M.: Die Sampling oder Abtastmethode in der Messtechnik. Radio Mentor, No. 3. 1964.
20. Dehmel, G.: Über die Erhöhung der Grenzfrequenz von Abtastoszillografen. Frequenz, Nr. 8. 1966. S. 273.
21. Rasch, J.: Zur Abtastung Bandpassbegrenzter Nachrichten. Archiv der Elektrischen Übertragung, Nr. 1. 1967.
22. Sidney, L. S.: Sampling Oscilloscopes. Electronics World, June. 1966. p. 47.
23. Kaenel, R. A.: Theoretische Betrachtungen zur Frequenzbandkompression periodischer wiederkehrender Vorgänge. Nachrichtentechnische Zeitschrift, 1957. S. 618.
24. Zimmerman, A.: Nanosecond Measurements with a Sampling Oscilloscope. Electro Technology, January. 1965.
25. Kovács G.: Mintavételes oszcilloszkópok. Mérés és automatika, 3. sz. 1967. 99. o.
26. Fricke, H. W.: Der Abtastoszillograf. Elektronik, Nr. 12. 1967.
27. Fricke, H. W.: Scanning Theorem and Sampling Oscillograph. Messtechnik, Nr. 1. 1968.
28. Cattini, C.—Gatti, E.—Svelto, V.: Stabilization of a Sampling Oscilloscope for Statistical measurements on Wideband Signals. Electronic Letters, No. 12. 1967.
29. Zimmerman, A.: The Random Sampling Oscilloscope. Tektronix, 1968.
30. Frye, G. J.—Nahman, N. S.: Random Sampling Oscillography. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1964. p. 8.

31. *Lüscher, R. E.*: Time Base Circuit for Sampling Scope. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, No. 2. 1968. p. 111.
32. *Zimmerman, A.*: The State of the Art in Sampling. Tektronix, Servis Scope. No. 52. Oct. 1968. p. 2.
33. *Pedriní, A.*: Random Sampling a statistical sampling Method for Oscilloscopes. Elektronik, Nr. 10. 1968. S. 303.
34. Tektronix, Type 3T2. Instruction Manual 1967.
35. Koherente und inkoherente Abtastung in der Messtechnik. Elektronik, 1967. S. 360.
36. Hewlett—Packard 187B. Dual Trace Vertical Amplifier. Instr. Manual. Hewlett—Packard 185B. Oscilloscope. Instr. Manual.
37. *Nahman, N. S.*—*Gooch, G. M.*: Nanosecond response and attenuation characteristics of a superconductive coaxial line. Proc. IRE. Vol. 48. Nov. 1960. p. 1852.
38. Fast oscilloscopes catches single shots. Electronics, May 12. 1969. p. 23.
39. Tektronix P6032. Type., P6034., Type. P6040/CTI. Type. S3. Sampling Head. Instruction Manuals
40. *Carlson, R.*: Coherent and Incoherent Sampling. Hewlett—Packard Journal, Vol. 17. No. 11. July. 1966.
41. *Best, A. I.*—*Howard, D. L.*—*Umphrey, J. M.*: An Ultra—Wideband Oscilloscope beased on an advanced Sampling Device. Hewlett—Packard Journal, October. 1966. p. 2.
42. *Grove, W. M.*: A DC to 12,4 GHz feedthrough Sampler for Oscilloscopes and other RF Systems. Hewlett—Packard Journal, October. 1966. p. 12.
43. *Frye, G. J.*: A new Approach to fast Gate Design. Tektronix, Servis Scope. No. 52. October. 1968. p. 8.
44. *Sauer, W.*: Abtast—Theorem und Ausblend—Theorem für bandpassbegrenzte Signale. Nachrichtentechnik, Nr. 7. Juli. 1969.
45. Tektronix, Tekscope. No. 5. October. 1969. p. 4. Introducing the new generation
46. *Pettit, J.*: A DC—to—VHF Oscilloscope. Hewlett—Packard Journal, January. 1970. p. 2.

EGYESÜLETI HÍREK

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1970. június 22-i küldött közgyűlésén megválasztott elnöksége első ülését szeptember 15-én tartotta. Az ülés első részét *Makó Zoltán* korelnök vezette. Meleg szavakkal emlékezett meg *Gergely Ödön* elhunyt elnökségi tagról, az elnökségi ülés egy perces néma felállással adózott emlékének. *Susánszky László* ideiglenesen megbízott főtitkár beszámolt az egyesület nyári tevékenységéről és azoknak a látogatósoknak eredményéről, melyeket *Mérey Imréné* titkárral és részben *Philip Miklós* MTESZ főtitkár-helyettesével kutatóintézetek és nagyüzemek vezetőinél tettek. *Kincses István*, a jelölőbizottság elnöke, előterjesztette a jelölőbizottság javaslatát az új vezetőségre. A javaslathoz többen hozzászóltak, majd az elnökségi tagok titkos szavazással megválasztották az új vezetőséget.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Vezetősége

Elnök:

Dr. Barta István

Alelnökök:

Demeter Béla

Dienes Béla

Kincses István

Komporday Aurél

Dr. Váradi Imre

Főtitkár: *Susánszky László*

Titkárok:

Dr. Kormány Teréz

Pogány Károly

Híradástechnika folyóirat felelős szerkesztője:

Boglár Gyula

Műszaki Tudományos Bizottság, vezető

tagok:

Makó Zoltán

Dr. Csurgay Árpád

Dr. Gál József

Dr. Géher Károly

Oktatási Bizottság:

Dr. Komarik József

Külkapcsolatok Bizottsága:

Dr. Sárközy Géza

Műszaki Propaganda és Könyv Bizottság:

Nádas Tibor

Díjbizottság:

Dr. Ambrózy András

Elektronikai Koordinációs Bizottság vezetője a

HTE részéről:

Dr. Almássy György

Fegyelmi Bizottság:

Dr. Szita Jánosné

Számvizsgáló Bizottság:

Karácsony Dezső

Végrehajtó Bizottság tagjai:

Dr. Almássy György

Dr. Barta István

Boglár Gyula

Dr. Csurgay Árpád

Dienes Béla

Frischmann Gábor

Dr. Gál József

Dr. Géher Károly

Dr. Izsák Miklós

Juvancz Endre

Kincses István

Komporday Aurél

Dr. Kormány Teréz

Kocsis Miklós

Makó Zoltán

Mérey Imréné

Nádas Tibor

Pogány Károly

Dr. Sárközy Géza

Sellő Dénes

Susánszky László

Dr. Váradi Imre

Várallyay Iván

Elnökségbe kooptált tagok:

Dr. Ferenczy Pál

Litvay István

Tóth Illés

Mikroelektronikai áramkörök alumíniumoxid hordozói

ETO 621.3.049.7—181.4:621.315.612.8:661.862.22

A korszerű híradástechnikai készülékek és berendezések mind nagyobb mértékben igénylik a szigetelő alapú (vékony- és vastagréteg) integrált áramköröket. Más mikroelektronikai áramkör típusokhoz hasonlóan ezeknél is igen fontos szerepe van a hordozónak, amelyen az áramkört kialakítják. Igen jól beváltak az alumíniumoxid (korund) hordozók, elsősorban nagy mechanikai szilárdságuk, kémiai stabilitásuk, kedvező felületi és elektromos tulajdonságaik, továbbá kiváló hőtechnikai sajátságai következtében [1–4].

Az alumíniumoxid és más szigetelő tulajdonságú (oxid-kerámia, üveg és üvegkerámia) hordozók anyaga iránt támasztott fontosabb követelményekkel, továbbá azok fizikai, kémiai paramétereivel előző cikkeinkben [5. a, b] foglalkoztunk. Jelen közleményünkben az alumíniumoxid hordozók gyártástechnológiájának fontosabb lépéseit tekintjük át irodalmi adatok és saját kísérleteink alapján. Ismertetjük az intézetünkben kidolgozott technológiával kis széria szinten előállított TIMALOX korund-hordozók jellegzetesebb sajátságait, különös tekintettel a vastagréteg integrált áramkörök hordozó lapkáira. E saját készítésű hordozókon állítjuk elő kísérleti gyártási szinten a vastagréteg hibrid mikroáramköröket [6].

1. Gyártástechnológia

E tématerülettel kevés számú publikáció foglalkozik. Ez arra utalhat, hogy a kerámia gyártóknak nem kis problémát okoz a viszonylag egyszerű kinézetű, vékony lapok formázása, tömörre zsugorítása. Különösen fennáll ez, ha furatos lapkák előállítása a feladat. A problémák — tapasztalataink szerint — elsősorban a megfelelő szemcsefinomságú, kémiai tisztaságú alumíniumoxid por és adalék előállításában; a többségében 0,7–1 mm vastagságú és 3–7 cm² felületű lapok formázásában, ezek szinterelés alatti elgörbülésében és a kristályszemcsék hőhatás alatti durvulásában jut kifejezésre.

Az előállítók többféle nyersanyagból (alumínium-szulfát, alumínium-hidroxid, különböző tisztaságú és morfológiai sajátságú alumíniumoxidok stb.) indulnak ki, mely anyagokra többféle előállítási technológia létezik [7–10]. Jelen közleményünkben csak az általános gyártástechnológia ismertetésére szorítkozunk.

A korund-lapok alapanyaga finom szemcsézett-szerű (0,5–1–2 μ m-es) alfa- Al_2O_3 por, amit többnyire hosszantartó (100–300 órá) őrléssel állítanak elő 1100 °C hőmérséklet felett kiizzított nyersanyagból. Őrlés után — ha szükséges — tisztítják, szárítják, majd ideiglenes kötőanyaggal (pl. paraffin, tylose,

polietilén-glykol, metilcellulose stb.) összekeverik. E keveréket vákuumozás után sima lapra öntéssel, formába történő fröccsöntéssel, sajtolással, szalagra extrudálással stb. lapokká formázzák. A formázást különböző (levegős-, infra-) szárítás, alakra darabolás, furatokkal való ellátás követi. Legtöbbször előégetést is alkalmaznak, mely irányított felfűtés mellett 1300 °C hőmérséklet körül történik, amikor is a formázáshoz bevitt kötőanyagok maradéktalanul eltávoznak, kiégnek. Az előégetett, s a krétánál keményebb lapokat sorjazzák, felületüket lesimítják stb., majd tömörre szinterelik. E végső bezsugorítás korundoknál 1650–1760 °C hőmérsékleten történik, a hordozó kémiai összetételétől függően. A felfűtési sebesség többnyire 100 °C/óra, amit hőtartás, majd szabályozott lehűtés követ. A lapkák szinterelése folyamatos (alagút), vagy szakaszos (kamrás) kementékben, levegő vagy hidrogén atmoszférában, esetleg vákuumban folyik le.

Az 1 mm körüli vastagságú lapkák a 12–19% lineáris zsugorodásuk közben könnyen elgörbülnek, elvetemednek, egymással összesülnek. E magas hőmérsékleten fellépő káros jelenségek megállítására különféle égető-sablonokat, alátéteket használnak. A megfelelő sablon kiválasztása és előállítása külön problémát jelent. Ugyanis a legtöbb kerámiai anyag a szinterelés magas hőmérsékletén — az ismert fázistörvények szerint — összesül a szintén kerámia anyagú lapkával, vagy elszennyezi azt. Ismertebb égető-alátét anyagok: szilícium-karbid, cirkonoxid, elektrorokorund, molibdén, amelyek csak megszabott körülmények között használhatóak. (Pl. a szilícium-karbid oxidáló atmoszférában max 1500 °C hőmérsékletig; molibdén hidrogén atmoszférában vagy vákuumban stb.)

A szinterelés körülményei messzemenően kihatnak a hordozók paramétereire. Ezért e végső művelet nagy gondosságot (tisztaság, pontos hőfoktartás, speciális égetők stb.) kíván. Jellemző, hogy az alumíniumoxid kerámiák sajátságait a szinterelés körülményei mintegy 70–80%-ban befolyásolják. Ugyancsak jelentős szerepe van a kb. 99% Al_2O_3 tartalmú porhoz max. 5%-ban bevitt fénoxid (többnyire $\text{MgO} + \text{SiO}_2$, továbbá CaO vagy BaO összeállítású) adalék minőségének is, mely szintén kihat a hordozó olyan fontos jellemzőire, mint pl. a mechanikai szilárdság, hővezetőképesség, hőkitérjedés, porozitás és ezzel összefüggésben levő dielektromos állandó és veszteségi tényező.

A készre égetett lapkák válogatás, méret ellenőrzés és felülettisztítás után kerülnek felhasználásra. A kihozatal igen változó, s több tényező függvénye. (Így például a vastagság 1 mm alá történő csökkentésével növekszik az elgörbülési veszély; a felület növelésével — azonos lapvastagság esetén — hatványozot-

* Beérkezett: 1970. III. 28.

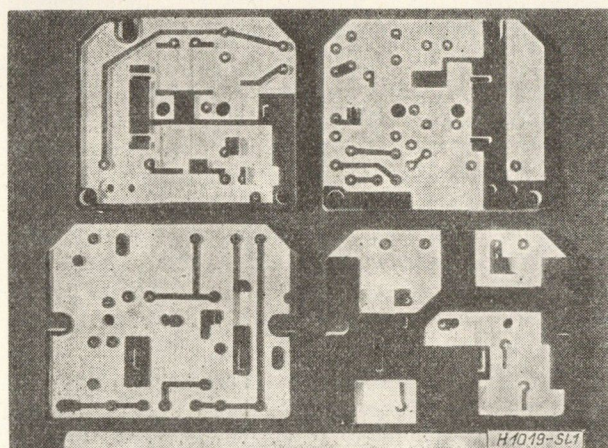
tan csökken a hibátlan lapkák száma; könnyebb készíteni a furat nélküli lapkákat, mint a 0,5–0,8 mm átmérőjű furatokkal ellátott „perforált” szélűeket stb.) A legjobban kihozatal az 1–2 cm² felületű, 1–2 mm vastagságú hordozók előállításával tudtuk elérni.

Külön megemeli az előállítási árat a felület egy- vagy kétoldali csiszolása (lappolása), ami történhet több lépcsőben alkalmazott (egyre finomodó szemcsézettségű) szilícium-karbiddal vagy bórkarbiddal, amit a leghatásosabb ($5\text{ }\mu\text{m}$ szemcsézettségű) gyémántpasztás csiszolás fejezhet be.

Vastagréteg áramkörökhöz nincs szükség csiszolásra, ha a hordozó finom kristályos szemcsézettségű és a felületén nincsenek ráégett porszemek, vagy mély kráterek, továbbá a síktól való eltérése adott értéket nem halad meg. Körundok felületének csiszolását, polírozását vagy mázzal történő bevonását a vékonyréteg áramkörök igénylik [11, 12].

2. TIMALOX* korund-hordozók

Intézetünk Kerámia Osztályán — hazai alapanyagokra épülő — kutatásokat végeztünk különböző rendeltetésű áramkörök alumíniumoxid hordozóinak előállítására. E kísérletek alapján dolgoztuk ki a bonyolult alakú, nyomtatott áramköri panelek (1. ábra) és a síma felületű, vastagréteg hibrid áramkörök hordozóinak és lezáró fedeleinek (2. ábra) kis széria szintű sorozatgyártását a már TIMALOX gyűjtőnéven ismert korund-családon belül [13].

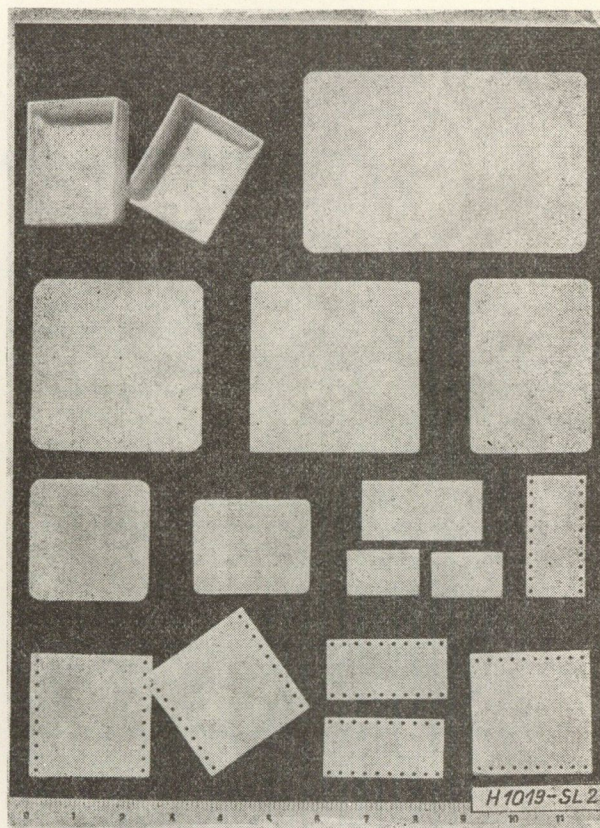


1. ábra. Bonyolult kiképzésű, fémezett felületű, nyomtatott áramköri panelek TIMALOX korundból

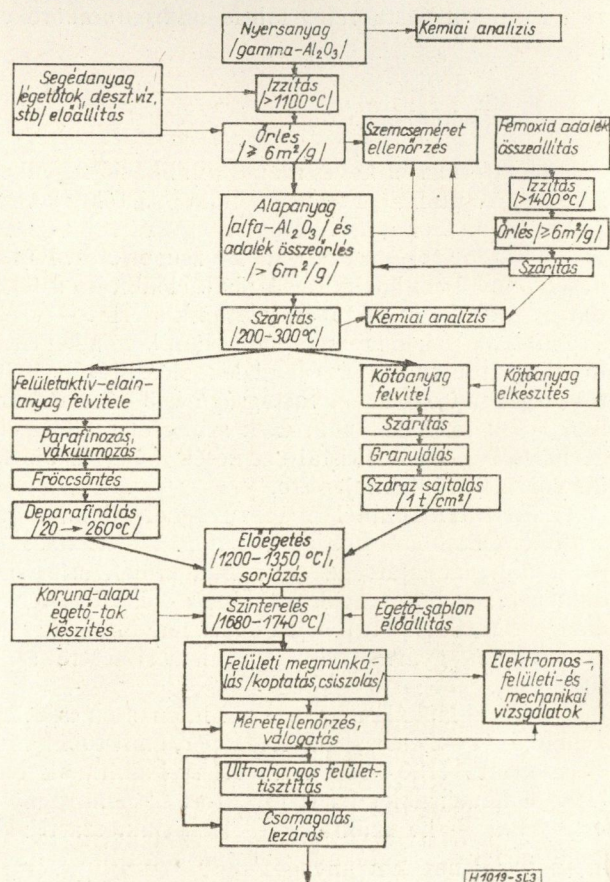
E kétféle áramköri célra előállított hordozótípus gyártástechnológiájának, illetve ellenőrzésének főbb lépéseit a 3. ábrán szemléltetjük. A panelek és a zárótokok formázása fröccsöntéssel [14], míg a vastagréteg áramköri hordozók előállítása száraz sajtolással történik. Az előbbieknél paraffint, az utóbbiaknál különleges összeállítású műanyag-olajat használunk ideiglenes kötőanyagként.

A nyomtatott áramköri paneleket már korábban bemutattuk [14, 15], jelenleg a vastagréteg hordozó lapkák kialakításának és néhány sajátosságának ismertetése a célunk.

* Törvényesen védve. No.: 112, 290.



2. ábra. Vastagréteg mikroáramkörök hordozói és zárótokok
HIKI-ben előállított TIMALOX 975—SM jelű korundból



3. ábra. TIMALOX hordozók előállítási technológiájának és az egyes műveletek ellenőrzésének sémája

2.1. Kémiai összetétel

Az alapanyag a kémiaiilag stabilis módosulatú alfa- Al_2O_3 , melyből kétféle minőségben készülnek a polikristályos szerkezetű hordozók:

TIMALOX 975—SM, Al_2O_3 tartalom: 97—98%,
TIMALOX 997—M, Al_2O_3 tartalom: 99,5—99,7%.

Alkáli tartalmuk max. 0,05%, illetve a nagyobb tisztaságúnál max. 0,01%. Adalékként $\text{MgO} + \text{SiO}_2$, illetve csak MgO van jelen, mint szemcsenövekedés gátló.

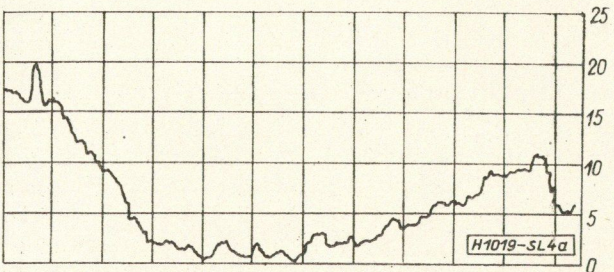
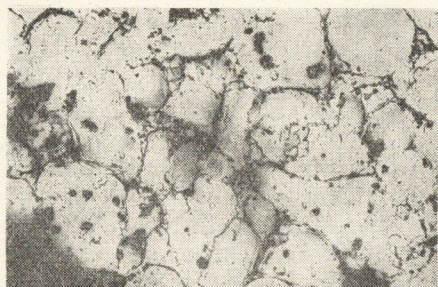
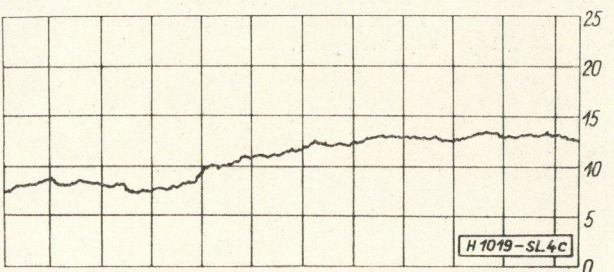
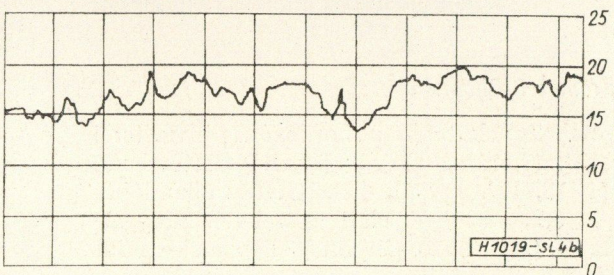
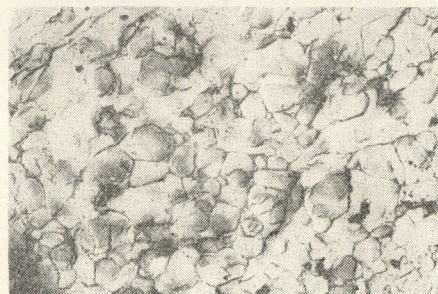
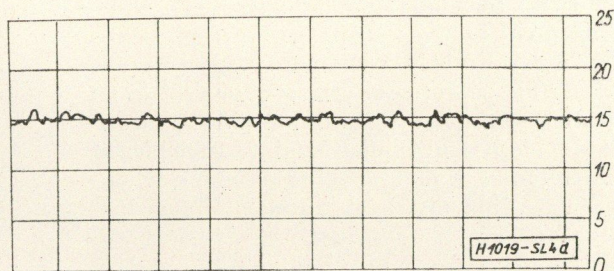
2.2. Felületi finomság

A hordozók felületi tulajdonsága is erősen összefügg a kémiai összetétellel, szerkezetükkel és kristálméreteikkel, a szinterelés körülményeivel, valamint a felület utólagos megmunkálásának módjával.

A 4. ábrán két különböző kristálméretű és felületi minőségű hordozó elektronmikroszkópos felvételeit, illetve a felületi simaságukra jellemző „Talysurf” diagrammjaikat adjuk meg.*

A 4a ábrán relative durva kristallitokból álló (külföldi) korund kristályszerkezete és annak felületi érdessége; míg a 4b, c, d ábrákon TIMALOX 997—M jelű anyagból készített hordozók felületére jellemző adatok láthatóak. E példákból megítélhető, hogy a szinterelés után kapott „natur” felület a legdurvább:

* Az elektronmikroszkópos felvételek a Távközlési Kutató Intézetben (Dr. Sterk Tiborné), a „Talysurf” mérések a Remix Rádiótechnikai Gyárban (Bede Gyula) készültek.



4. ábra. Elektronmikroszkópos felvételek és „Talysurf” diagrammok különböző korundokról. Az elektronmikroszkópos felvételeken látható fekete foltok pórusok. Nagyítás: $2500 \times$ A „Talysurf” görbék a mellettük levő elektronmikroszkópos felvételeken látható felület-érdességét mutatják. Amplitúdó nagyítás: $2000 \times$, hossznyújtás: $100 \times$

4a, b. A 4b alatti felület vizes elektrokorund szemcséket tartalmazó dobmalomban történő koptatással simábbá tehető, de hullámossága megmarad: 4c ábra. A 4b ábrán bemutatott hordozót síktárcsás lappoló gépen 320 mesh-es szilíciumkarbiddal csiszolva a nagy hullámossága megszűnik, de finom „csipkés” érdesség lép fel: 4d ábra. E felület koptatással tovább simítható, finomítható.

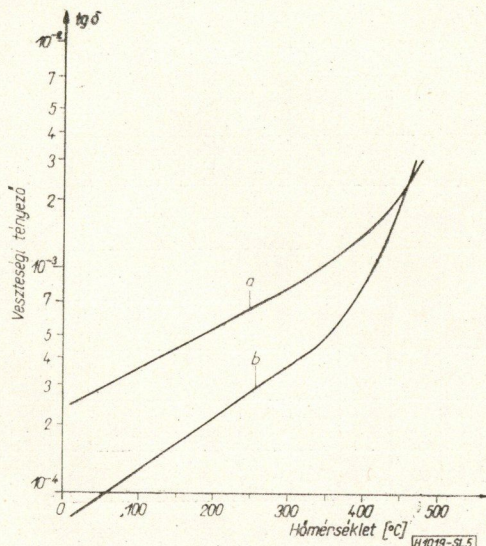
A szinterelt hordozók utólagos megmunkálásával — ha erre szükség van — tehát különböző minőségű felület alakítható ki, melyek jellemzésére alkalmas a C. L. A. index* is. Így például a finom kristályos „natur” felület különböző irányokban mért C. L. A. indexeinek átlagértéke 2–3 μm . Ugyanez koptatás után 1–2 μm ; 320 mesh-es csiszolással 0,8–1 μm -es, majd ennek a felületnek a koptatásával 0,5–0,7 μm -es C. L. A. érték érhető el átlagosan. Természetesen, a felület további, többlépcsős (pl. 500, 800, 1000 mesh-es csiszolóporral történő) lapolásával, majd említett polírozásával az üvegek simaságát megközelítő (150 Å-ös) felületi simaság is elérhető. Megjegyezzük, hogy csiszolással, polírozással a magasabb ($\approx 99,7\%$) Al_2O_3 tartalmú és finom kristályos szerkezetű korundok felülete simábbra munkálható, mint a több idegen anyagot tartalmazó alumíniumoxid kerámiák felülete. (E téren további kísérletek vannak folyamatban intézetünknel is.)

Csiszolatlan, csak koptatással finomított felületű lapkák hullámossága max. 0,1–0,2 mm, mely kielégítő minőség a szitanyomással felvitt vastagréteg technikához.

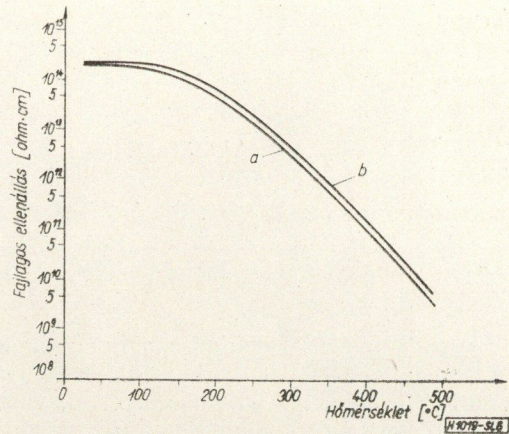
2.3. Elektromos tulajdonságok

E követelmények terén a hordozók paraméterei megegyeznek a korábban közölt (és világszinten levő) értékekkel [13, 17]. Így pl. dielektromos állandójuk értéke $9,4 \pm 0,2$, ami gyakorlatilag frekvenciafüggetlen a kHz — GHz tartományban, ellenben — mint

* C. L. A. index („Center Line Average”. British Standard 1134/1950), [16], a mérési hossz felületi egyenetlenségeinek matematikai középértékét adja meg μm -ben.



5. ábra. Veszteségi tényezők hőmérsékletfüggése. Mérőfrekvencia 10 MHz. a) TIMALOX 975—SM; b) TIMALOX 997-M



6. ábra. Kétféle minőségű, HIKI-ben előállított korund fajlagos (térfogati) ellenállásának hőmérsékletfüggése. Mérőfeszültség 100 V —

a) TIMALOX 985—SM, Al_2O_3 tartalom: 97—98% $\text{Na}_2\text{O} + \text{K}_2\text{O}$ tartalom: max. 0,05%.	b) TIMALOX 997—M. Al_2O_3 tartalom: 99,5—99,7%; $\text{Na}_2\text{O} + \text{K}_2\text{O}$ tartalom: max. 0,01%.
---	--

minden korundnál — a dielektromos állandó értéke hőmérsékletfüggő: növekszik a hőmérséklet emelkedésével. Veszteségi tényezőjük és fajlagos (térfogati) ellenállásuk hőmérsékletfüggését az 5. és a 6. ábra görbéi szemléltetik. Ezek alapján is látható, hogy a magasabb Al_2O_3 tartalmú és alacsony alkáli tartalmú korund kedvezőbb sajátságokkal rendelkezik. Fajlagos felületi ellenállásuk 10^{13} ohm/cm²-es értéke messzeemenően kielégítő integrált áramköri célokra.

2.4. Hőtechnikai sajátságok

Mindkét anyagtypus lágyulási pontja 1600 °C hőmérséklet fölött van, s így e tekintetben biztonságosan megfelelnek a vastagréteg technikában szokásos 800–1000 °C körüli ismétlődő hőigénybevételnek.

Hővezetés szempontjából a tömör szerkezetű korundokra jellemző magas (0,05–0,08 cal/s cm °C) érték biztosítja a megfelelő hőelvezetést, amely az áramkörök üzemeltetése során szükséges.

Lineáris hőkiterjedésük 20–500 °C hőmérséklet-tartományban $7,1\text{--}7,3 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ érték közé esik, ami a korundokra általában jellemző.

2.5. Ellenőrző vizsgálatok

A már tárgyalt felületi, elektromos és hőtechnikai paraméterek mellett szükséges néhány olyan ellenőrzés elvégzése is, amelyek kiegészítik e legfontosabb jellemzők ismeretét. Ilyen például a már említett hullámosság, deformáció ellenőrzése, aminek legegyszerűbb módja síküvegre történő felfektetés. Ugyancsak a siktól való eltérés mutatható ki, ha két, adott távolságban és 45°-os szögben rögzített párhuzamos üveglap között engedjük át a hordozót. Az adott résnyíláson át nem csúszó lapka kiesik a szórásból.

További ellenőrzés lehet a szerkezet homogenitásának vizsgálata áteső fényben. Ismeretes, hogy a jól bezugorított, tömör szerkezetű korundlapkák áttetszőek, s így az anyagfolytonossági hibák, idegen szemcsék jelenléte, egyszerű szemrevételezéssel megállapítható. Ugyancsak a szerkezet tömörségére lehet

következtetni a hagyományos „fuxin-próba” módszerével is: Alkoholos fuxinba áztatott lapka, lemosás és szárazra törlés után ketté törve, a belső felületeken piros színeződést nem mutathat. (Értékesebb a kísérlet, ha e vizsgálatot túlnyomás alatt végezzük el, amire szabványos előírások is találhatók.)

2.6 Méretek, mérettűrés

A különböző igényeknek megfelelően jelenleg 9-féle méretű lapkát állítunk elő, helyesebben ennyi méret van technológiailag felszerszámozva. Ezek méretei — többségükben — az angolszász inch-méretek nyomán alakult ki. A legkisebbet a $9,5 \times 15 \times 0,7$ mm, míg a legnagyobbat az $58 \times 37 \times 2$ mm-es méret képviseli. A leghasználatosabb méret a $12,5 \times 25,4 \times 0,8$ mm-es és a $25,4 \times 25,4 \times 0,8$ mm-es, 0,7 mm átmérőjű furatokkal, vagy furat nélküli kivitelben (2. ábra).

A mérettűrés hosszúság-szélesség irányban $\pm 2\%$ vagy $\pm 1\%$, vastagság irányban $\pm 20\%$ vagy $\pm 10\%$. Csiszolással e tűrések tovább csökkenthetők.

E saját készítésű hordozókon, illetve többféle külföldi hordozón eddig több ezer darab vastagréteg áramkört állítottunk elő, párhuzamosan. Összehasonlító vizsgálatok alapján megállapítást nyert, hogy a TIMALOX hordozó lapkáink teljesen egyenértékűek az azonos rendeltetésű külföldi lapkákkal, sőt, egyes paraméterek tekintetében (pl. szemcseméret) felülmúlják azokat.

IRODALOM

1. B. C. Waterfield: Alumina Substrates for Thick-Film Circuits. Microelectronics and Reliability, Vol. 7. p. 117 (1968)
2. S. D. Heil: Alumina Substrates for Thick Film Applications. Surface Characteristics of Sintered Oxide Ceramics. Coors Porcelain Co. Szakcikk. (Golden, Colorado)
3. R. C. Buchanan: Substrate Surface for Microelectronics. Ceram. Age. p. 60. April (1968)

4. J. F. Lynch, C. G. Ruderer, W. H. Duckworth: Engineering Properties of Selected Ceramic Materials. Publ. The Amer. Ceram. Soc. Columbus, Ohio (1966)
5. Sztankovics L.:
 - a) Hibrid integrált áramkörök kerámia hordozói. Híradástechnikai Ipari Kutató Int. Közl. IX. évf. No. 2. p. 57, (1969).
 - b) Integrált áramkörök hordozóiként alkalmazott szigetelő anyagok. Híradástechnika, Budapest XXI. évf. 6. sz. p. 169. (1970)
6. Kántorné Vizesy Mária: Az integrált áramköröcsalád új tagjai: A vastagréteg hibrid mikroáramkör. Híradástechnikai Ipari Kutató Int. Közl. IX. évf. No. 2. p. 49, (1969)
7. J. J. Thompson: Forming Thin Ceramics. Ceram. Soc. Bull. Vol. 42, No. 9. p. 480, (1963)
8. Vékony kerámia rétegek és lemezek előállítása szalagöntéssel. (Plessey UK Ltd., Ilford, Essex, Anglia). Finommechanika Budapest, V. évf. p. 181. (1966)
9. B. Schwartz, D. I. Wilcox: Laminated Ceramics. Ceram. Age, p. 40. June (1967)
10. F. Singer, S. S. Singer: Industrial Ceramics. Chapman and Hall Ltd. London (1963)
11. J. Hamersky: Vékonyréteg áramkörök hordozóinak kiválasztása és minősítése. Finommechanika Budapest, VII. évf. p. 23. (1968)
12. H. E. Culver, W. T. Layton: Etched Thin Film Microcircuits on Glazed Alumina Substrates. Vitro Laboratories, Extra Copy (1967). (Silver Springs, Maryland 20910, Georgia Ave, USA)
13. Sztankovics L.: TIMALOX korund-kerámiák. Finommechanika Budapest, IX. évf. p. 24 (1970)
14. Sztankovics L.: Bonyolult alakú alumíniumoxid kerámiák. Finommechanika Budapest, VII. évf. p. 299 (1968)
15. Sztankovics L.: Alumíniumoxid kerámiák és néhány elektrotechnikai szigetelő sajátosságainak összehasonlítása. Híradástechnika Budapest, XX. évf. 2. sz. p. 51 (1969).
16. H. W. Stetson, W. J. Gyurk: Development of Two Micro Inch (CLA) As-Fired Alumina Substrates. Western Electric Eng. Res. Center. Extra Copy, (1967). (Princeton, New Jersey 08540, USA)
17. TIMALOX alumíniumoxid — színterkorund — kerámiák. Katalógus. Híradástechnikai Ipari Kutató Int. Budapest, (1969/70)

(Folytatás a 297. oldalról)

A távközlésben — mely szektorhoz a távbeszélés, a távgépírás, az adatátvitel, a tv, és a képtávíró tartoznak — a jövőre vonatkozó döntéseknek igen nagy jelentőségük van, hiszen ezen berendezések átlagos élettartama 20–30 évre tehető. Ilyen körülmények között a nemzetközi együttműködés is értéketően nagy szerephez jut.

1986-ban a jelenleginél ötször nagyobb távbeszélő forgalomra számítanak. Ilyen vonatkozásban jellemző, hogy pl. a közöspiaci országokban — Hollandia kivételével — a telefonvonalak száma az 1969. évi 17,9 millióról 1986-ra 56,3 millióra emelkedik. A géptávíró forgalomnak előreláthatóan évi 15%-os növekedése ezelszemben nem okoz gondot, mint hogy egy távbeszélő csatornát 24 távgépíró összeköttetéssel lehet kitölteni. Ami az adatátvitelt illeti, a jövőben a közepes sebességű adatátvitel (2400 baud és ez alatt) az összforgalom 90%-át fogja képezni, a nagysebességű adatátvitel viszonylag ritka lesz. A tv-telefonnt illetően a szakértők várakozó álláspontra helyezkednek; aligha tartják lehetségesnek, hogy 1985 előtt általános alkalmazásra kerül.

A képtávíró is csak akkor jut majd szerephez, ha ultragyors fakszimileszolgáltat segítségével lehetővé válik levelek és dokumentumok gazdaságos továbbítása. (Funkschau, 1970. 3. sz.)

A Siemens konszern üzleti forgalmának 90%-a olyan termékekből tevődik össze, amelyek tíz évvel ezelőtt még nem szerepeltek szállítási programjában. Jellemző, hogy csak alkatrészből több mint 50 000 típust ajánlanak. Az elkövetkezendő években a műszaki fejlődés meggyorsulására számítanak. A legnagyobb kereslet talán az alkatrész szektorban mutatkozott, ahol a forgalom növekedési rátája 45% fölött volt, s a keresletet még így sem tudták teljes egészében kielégíteni. A következő legdinamikusabban fejlődő szektorok az adatfeldolgozás, az automatika, az autóelektronika és az adatátvitel voltak. (Blick durch die Wirtschaft, 1970. febr.)

*

Még egy évvel ezelőtt is vitatott kérdés volt, hogy a speciális integrált áramkörök gyártására maguk a késztermék előállító cégek vállalkoznak-e, avagy átengedik a gyártást a speciális alkatrészeket gyártó vállalatoknak. A kérdés most olyan formában oldódott meg, hogy az IC gyártást végül is a speciális alkatrészeket gyártó vállalatok vették át. E cégek egyrészt a nagy mennyiségben használatos típusokat (TTL és DTL stb.) állítják elő, másrészt a vevő által megadott adatok szerint kis darabszámú ISI és MSI IC-k gyártására is vállalkoznak, komputer felhasználásával (Computer-Aided Design). (Radioschau, 1970. 1. sz.)

Tartalmi összefoglalások

Обобщения

ETO 621.396.677.7

Frigyes I.:

Apertúra-antennák

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 10. sz.

A cikk az apertúra-antennák elméletének legfontosabb kérdéseit tárgyalja összefoglaló formában, majd néhány konkrét megvalósítási példát ismertet vázlatosan. Ismerteti az apertúrák általános sugárzási tulajdonságait, majd néhány megoldást ismertet az apertúra-megvilágítás szintézis feladatának megoldására. A gyakorlati antennák közül néhány tükör-, lencse- és tölcserantenna megoldást, valamint haladóhullámú antenna megoldást ismertet. A speciális felhasználású antennák közül néhány rádióteleszkóp ismertetése zárja le a cikket.

ETO 621.396.67

Kádár S.:

Lineáris antennák

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 10. sz.

A cikk ismerteti az antennákkal kapcsolatos alapfogalmakat, valamint a Maxwell-egyenletek felhasználásával történő elvi jelentőségű számítási módszert. Ezen belül foglalkozik az áramokból és töltések-ből meghatározható vektor- és skalárpotenciál, valamint a Hertz-féle vektor alkalmazásával. A tanulmány kiter a Hertz-dipólus sugárzásának ismertetésére, figyelembe véve a közeli térben fellépő viszonyokat is. Foglalkozik a végtelen kiterjedésű sík hatásával. A hullámhosszal összemérhető hosszúságú antennák sugárzási és impedancia viszonyait a gyakorlatban használatos módszerek alapján vizsgálja.

ETO 621.317.755

Lengyel Z.:

A katódsugároszeilloszkópok fejlesztésének újabb irányai, a véletlen mintavételes oszeilloszkóp

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 10. sz.

A cikk áttekinti a valós időeltérítésű és a mintavételes oszeilloszkópok fejlesztésének újabb fázisait. Ismerteti az itt használt katódsugárcsővek és felvevők terén történt fejlődést. A mintavételes oszeilloszkópon vizsgált jelek indító élének megfigyelhetőségét biztosító módszerek közül röviden ismerteti a mélyhűtött művonalak alkalmazását és részletesen megvizsgálja a véletlen mintavétel módszerét. Leírja a véletlen mintavételes oszeilloszkóp működését. Végül a mintavételes oszeilloszkópok továbbfejlesztési lehetőségei között ismerteti a változó sűrűségű mintavétellel elérhető eredményeket.

ETO 621.3.049.7—181.4: 621.315.612.8: 661.862.22

Sztankovics L.:

Mikroelektronikai áramkörök alumíniumoxid hordozói

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 10. sz.

A szerző áttekintést ad az 1 mm vastagságú alumíniumoxid lapok gyártástechnológiájáról, elsősorban irodalmi adatok alapján. Ennek során kitér a hordozók néhány végső paraméterével összefüggésben levő technológiai problémára. Ezután bemutatja az általa kidolgozott 97—98 és > 99,5%-os Al_2O_3 és max. 0,05% alkáli tartalmú TIMALOX lapok készítésének menetét. Tárgyalja a hordozók vastag-réteg áramkörökhöz történő felhasználásával kapcsolatos fontosabb jellemzőit. Elektronmikroszkópos felvételekkel és Talysurf-diagrammokkal mutatja be a felületi tulajdonságokat. Az elektromos paraméterekre a veszteségi tényező ($tg \delta$) és fajlagos (térfogati) ellenállás 450 °C hőmérsékletig mért értékeit grafikonokon adja meg. Külföldi lapok felhasználásával párhuzamosan készített több ezer darab vastagréteg hibrid áramkör összehasonlítása alapján megállapították, hogy a TIMALOX hordozók teljesen egyenértékűek a külföldi alumíniumoxid hordozókkal.

ДК 621.396.677.7

Фридеш И.:

Апертурные антенны

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 10.

Статья рассматривает, в обобщенной форме, важнейшие вопросы теории апертурных антенн, потом кратко описывает некоторые конкретные примеры осуществления. Излагаются общие свойства излучения апертур, а потом некоторые методы в целях решения задачи синтеза освещения апертуры. Описаны некоторые практические решения: параболоидальные, рупорные антенны, антенны-линзы. Статья заключается описанием некоторых антенн радиотелескопов из антенн специального применения.

ДК 621.396.67

Кадар Ш.:

Линейные антенны

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 10.

Статья излагает основные понятия по антеннам, а также метод расчета принципиального значения использованием уравнений Максвелла. В рамках этого рассматриваются векторный и скалярный потенциалы, а также вектор Герца, определяемые из токов и зарядов. Статья описывает излучение вибратора Герца, учитывая тоже условия в близком поле. Трактуются влияние плоскости бесконечного растяжения. Рассматриваются условия излучения и импедансов антенн примеряемых в длинной волны на основе приборов использованных в практике.

ДК 621.317.755

Лендбел З.:

Новые направления развития осциллоскопов с электронно-лучевой трубкой, осциллоскоп случайно выборочного типа

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 10.

Статья рассматривает новые этапы развития осциллоскопов с истинной разверткой и выборочного типа. Излагается развитие в области электронно-лучевых трубок и полупроводниковых приборов примененных для этой цели. Из методов обеспечивающих возможность наблюдения стороны отправления сигналов испытываемых на осциллооскопе выборочного типа кратко излагается применение линий задержки с глубоким охлаждением и подробно рассматривается работа осциллооскопа выборочного типа. Наконец описываются результаты полученные выбором образцов с переменной плотности.

ДК 621.3.049.7 — 181.4 : 621.315.612.8: 661.862.22

Станкович, Л.:

Подложки микроэлектронных схем из окиса алюминия

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 10.

Автор дает обзор технологии производства пластинок из окиса алюминия толщиной 1 мм, в первую очередь на основе литературных данных. В течение статьи излагаются некоторые технологические проблемы связанные с конечными параметрами подложек. Потом показывается метод изготовления пластинок ТИМАЛОКС содержащих 97—98 и > 99,5% Al_2O_3 , а максимально 0,05% щелочной материал. Рассматриваются важнейшие характеристики этих подложек относительно их применения для толстополюсных схем. Поверхностные свойства показываются снимками электронным микроскопом и графиками талисурфа. Даны графики по коэффициенту потерь ($tg \delta$) и удельному (объемному) сопротивлению, измеренные до температуры 450 °C. Сравнением с толстополюсными гибридными схемами изготовленными применением несколько тысяч заграничных пластинок было установлено, что подложки ТИМАЛОКС являются полностью эквивалентными с заграничными подложками из окиса алюминия.

Zusammenfassungen

DK 621.396.677.7

I. Frigyes:

Aperturantennen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

In dem Artikel werden die wichtigsten Problemen der Aperturantennen in einer zusammenfassender Form und mit einigen praktischen Beispielen illustriert, erörtert. Allgemeine Strahlungseigenschaften der Apertur werden beschrieben und es werden einige Methoden zur Lösung der Syntheseprobleme der Aperturbeleuchtung erklärt. Als praktische Beispiele werden einige Reflektor-, Linsen- und Hornantennen, so wohl als auch Wanderwellenantennen beschrieben. Als Antennen für spezielle Anwendung wird über den Arbeitsprinzip einiger Radio-Teleskopantennen berichtet.

DK 621.396.67

S. Kádár:

Lineare Antennen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

In dem Artikel werden Grundprinzipien bezüglich der Antennen und die mit der Anwendung von Maxwell'scher Gleichungen ausgeführte Rechnungsmethode von prinzipieller Bedeutung, erörtert. Innerhalb derjenigen wird es mit den Vektor- und Skalarpotential, die aus den Strömen und Ladungen bestimmt werden können, und mit der Anwendung des Hertz'schen Vektors beschäftigt. Die Strahlung des Hertz'schen Dipols mit Beachtung des Zustandes des Nahfeldes wird erklärt. Der Einfluss der unendlichen Ebene wird beschrieben. Die Strahlungs- und Impedanzverhältnisse der Antennen, die mit der Wellenlänge vergleichbar sind, werden auf Grund der in der Praxis angewendeten Methoden geprüft.

DK 621.317.755

Z. Lengyel:

Neue Tendenzen der Entwicklung der Kathodstrahl-
oszillographen. Der Oszillograph mit zufälliger
Abtastung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

In dem Artikel werden die neuen Phasen der Entwicklung der Oszillographen mit wirklicher Zeitablenkung und der Abtastoszillographen erörtert. Die Entwicklung der Kathodstrahlröhren und Halbleiter, welche in diesem Gebiet angewendet werden, wird dargestellt. Ausser den Methoden, die Beobachtung der Vorderflanken der auf dem Abtastoszillographen geprüften Signale ermöglicht, wird kurz die Anwendung der tiefgekühlten Laufzeitleitung erklärt und die Methode der Abtastung eingehend geprüft. Es wird die Funktion des Oszillographen mit zufälliger Abtastung beschrieben. Zuletzt werden die Ergebnisse, die durch Abtastung mit variabler Dichte erreichbar sind, unter den weiteren Entwicklungsmöglichkeiten der Abtastoszillographen dargelegt.

DK 621.3.049.7 — 181.4: 621.315.621.8: 661.862.22

L. Sztankovics:

Aluminiumoxydträger für mikroelektronische Strom-
kreise

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

Es wird auf Grund literarischer Angaben ein Überblick über die Produktionstechnologie von 1 mm dicken Aluminiumoxydplatten gegeben. Im Laufe derselben wird auf die technologischen Probleme, die mit den Endparametern der Träger in Zusammenhang sind, eingegangen. Nachdem wird der von dem Verfasser ausgearbeiteter Arbeitsgang der TIMALOX-Plättchen die 97—98 und > 99,5% Al_2O_3 und max. 0,05% Alkali erhalten, erörtert. Es werden die wichtigeren Charakteristiken jener Träger in Zusammenhang mit deren Anwendung für Dickschicht-Stromkreise diskutiert. Die Oberflächen-Eigenschaften werden mit elektronenmikroskopischen Aufnahmen, und Talysurf-Diagrammen illustriert. Die bis 450 °C Temperatur gemessenen Werte des Verlustfaktors ($\text{tg } \delta$) und spezifischen (volumetrischen) Widerstandes, als elektrische Parameter, werden in Kurven dargestellt. Es wurde auf Grund des Vergleichs von mehreren tausenden von Dickschicht-Hybridstromkreisen die parallel mit der Anwendung von ausländischen Plättchen hergestellt wurden, festgestellt, dass die TIMALOX-Träger mit den ausländischen Aluminiumoxydträgern vollkommen gleichwertig sind.

Summaries

UDC 621.396.677.7

I. Frigyes:

Aperture Antennae

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

In this paper the principal problems of aperture antenna theory are treated in a summarized form, together with some practical examples. General radiation properties of apertures are described and some methods are shown for solving the synthesis problem of aperture illumination. As practical examples some reflector, lens and horn antennae are described as well as some travelling wave antennae. As special purpose antennae the operating principle of some unfilled apertures is described.

UDC 621.396.67

S. Kádár:

Linear Antennae

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

Basic principles concerning antennae and computing methods of fundamental importance by using Maxwell's equations are presented. Further the vectors and scalar potential, which can be determined from the currents and charges, and the use of the Hertzian vector is dealt with. The radiation of the Hertzian dipole taking into account the conditions occurring in the near field is described. The influence of the infinite plane is also described. The radiation and impedance relations of the antennae, the length of which is commensurable with the wavelength are examined on the basis of methods used in practice.

UDC 621.317.755

Z. Lengyel:

New Trends of the Development of the Cathode Ray
Oscilloscopes. Random Sampling Oscilloscope

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

A review is given of the new phases of the development of real time base and sampling oscilloscopes. The development of the cathode ray tubes and semiconductor devices used in this field are presented. Out of the methods ensuring the possibility of observation of the leading edges of the signals tested on the sampling oscilloscope the application of the cryolitic delay lines are briefly presented and the method of random sampling is examined in detail. The function of the random sampling oscilloscope is described and finally the results obtained by a sampling of variable density are presented among the possibilities of the further development of sampling oscilloscopes.

UDC 621.3.049.7—181.4: 621.315.612.8: 661.862.22

L. Sztankovics:

Aluminium Oxide Substrates of Microelectronic Cir-
cuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

A survey is given of the production technology of 1 mm thick aluminium oxide plates based principally on literary data. In the course of this technical problems in connection with some final parameters of the substrates are dealt with. Further the method of production of TIMALOX plates worked out by the author containing 97—98 and > 99,5% Al_2O_3 and max. 0,05% alkali is described. The main characteristics of these substrates in connection with their use in thick-film circuits are described. The surface properties are illustrated by electron microscopic photographs and Talysurf diagrams. As electrical parameters the values of the loss factors ($\text{tg } \delta$) and specific (volumetric) resistance measured up to 450 °C temperature are given. By comparing many thousand thick-film hybrid circuits made by utilizing substrates of foreign origin was established that the TIMALOX substrates are entirely equivalent to the foreign aluminium oxide substrates.

Résumés

CDU 621.396.677.7

I. Frigyes:

Antennas à ouverture

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

L'article expose les questions les plus importantes de la théorie des antennes à ouverture dans une forme abrégée et aussi quelques exemples de réalisation, schématiquement. Les propriétés générales du rayonnement des ouvertures et aussi quelques méthodes pour résoudre la tâche de synthèse de l'illumination des ouvertures sont examinées. Quelques réalisations pratiques: antennes paraboliques, antennes à lentilles et à cornet sont décrites. En ce qui concerne les antennes pour utilisation spéciale, une description de quelques radio-télescopes termine l'article.

CDU 621.396.67

S. Kádár:

Antennes linéaires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

L'article donne les concepts fondamentaux concernant antennes, ainsi que la méthode de principe pour les calculs basés sur les équations de Maxwell. Dans ce domaine les potentiels vectoriels et scalaires déterminés par les courants et charges, ainsi que le vecteur de Hertz sont exposés. L'article traite la radiation du dipôle de Hertz, considérant aussi les conditions dans le champ proche et ensuite l'effet du plan d'étendue infinie. Les relations de radiation et d'impédance des antennes commensurables avec la longueur d'onde à l'aide des méthodes utilisées dans la pratique sont examinées.

CDU 621.317.755

Lengyel, Z.:

Les tendances nouvelles du développement des oscilloscopes à rayon cathodique, l'oscilloscope à discrimination aléatoire

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

Une revue des nouvelles étapes du développement des oscilloscopes à base de temps réelle et de ceux à discrimination est donnée. Le développement dans le domaine des tubes à rayon cathodique et des semi-conducteurs employés pour ce but est exposé. En ce qui concerne les méthodes pour observer le c.té de montée des signaux examinés à l'aide de l'oscilloscope à discrimination, l'application de lignes de retard à frigorification est brièvement décrite et la méthode de discrimination aléatoire est analysée en détail. La fonction de l'oscilloscope de discrimination aléatoire est décrit. Enfin les résultats obtenus par la discrimination à fréquence de répétition variable sont exposés parmi les possibilités du développement progressif des oscilloscopes à discrimination.

CDU 621.3.049.7—181.4: 621.315.612.8: 661.862.22

Sztankovics, L.:

Substrats à oxide d'aluminium pour circuits micro-électroniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 10.

L'auteur donne une revue de la technologie de fabrication des plaques de l'épaisseur 1 mm d'oxide d'aluminium, en premier lieu basée sur données littéraires. Quelques problèmes technologiques en connexion avec les paramètres finaux des substrats sont examinés. Ensuite la méthode de production des plaques TIALOX élaborée par l'auteur, avec un contenu d' Al_2O_3 de 97–98 et plus que 99,5% et d'alcali de max. 0,05% est présentée. Les caractéristiques importantes de ces substrats en connexion avec leur utilisation pour circuits à couche épaisse sont examinées. Les propriétés de surface sont présentées par prises du microscope électronique ou bien par diagrammes de Talysurf. Comme paramètres électriques le coefficient de pertes ($tg \delta$) et la résistance spécifique (de volume) à une température de 450 °C sont donnés par graphiques. En utilisant des plaques étrangères on a établi par comparaison de plusieurs milles de circuits hybrides à couche épaisse que les substrats TIALOX sont entièrement équivalents avec les substrats étrangers à oxide d'aluminium.



MAGYAR KÁBEL MŰVEK

VEZÉRIGAZGATÓSÁGA

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 453-590

GYÁRTMÁNYOK:

Jelző-, mérő-, működtetőkábelek

Erősáramú szigetelt vezetékek

Erősáramú kábelek 1–35 kV-ig

Alumínium és acél-alumínium
szabadvezetékek

Tekercselőhuzalok

Switch-kábelek

Gumitömítő vezetékek

Híradástechnikai vezetékek

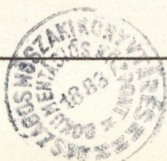
Távkábelek

Hírközlő kábelek

Hajókábelek

Zománchuzalok

Zárt-acélkötelek



1970 DEC - 41