

A

TÁVKÖZLÉSI KUTATÓ INTÉZET

35. évfordulóján

tartott

JUBILEUMI TUDOMÁNYOS KONFERENCIA

előadásai

N E M
KÖLCSÖNÖZHETŐ

Budapest, 1985. szeptember

A konferencia elnöke:

DR. KISS ISTVÁN
vezérigazgató

A konferencia társelnökei:

ENZSÖL GYULA
műszaki igazgató

DR. PÁLINKÁS JENŐ
gazdasági igazgató

DR. TÓFALVI GYULA
tudományos igazgató

Tudományos programbizottság:

DR. BARANYI ANDRÁS

DR. BÁRSONY PÉTER

BATTISTIG GYÖRGY

DR. BERCELI TIBOR

HUTTER OTTÓ

DR. RÁKOSI FERENC

DR. SIMONYI ERNŐ

Tudományos szerkesztőbizottság:

DR. FÜRJES LAJOS

DR. HENK TAMÁS

KALVACH GÁBOR

LADVÁNSZKY JÁNOS

DR. SOMOGYI ANTAL

VÁLY LÁSZLÓ

- I -

TARTALOMJEGYZÉK

Előszó

1

TÁVKÖZLÉSI RENDSZEREK

Berceli Tibor, Herpy Miklós, Rákosi Ferenc
Tófalvi Gyula

Mikrohullámú hírközlő berendezések és
rendszerek főbb kutatási-fejlesztési
eredményei a TKI-ban a '80-as években

7

L. Ja. Kantor, V.M. Dorofjev, V.I. Djacskov,
V.V. Loginov, Baranyi A., Uhreczky L., Henk T.,
Rákosi F.

Intercsat-új csatornaképző berendezés
az Interszputnyik nemzetközi műholdas
rendszerben

12

Baranyi András, Uhreczky László, Henk Tamás,
Kolumbán Géza, Sárkány Tamás, Kaszavitz Iván,
Pápics József, Fürjes Lajos, Farkas János,
Bács Ernő, Hanzó Lajos

Az Intercsat berendezés fejlesztése a
Távközlési Kutató Intézetben

13

Berceli Tibor, Meng József, Rákosi Ferenc,
Szabó Zoltán, Tófalvi Gyula, Ványai Péter

Eredményeink és terveink a digitális
földi pont-pont közötti mikrohullámú
berendezések fejlesztése terén

15

Battistig György

Időosztású előfizetői rádióberendezés

19

Róna Péter

Lehetőségek az időosztású előfizetői
rádióberendezés kapacitásának és ható-
távolságának növelésére

24

Benedek Andor

Digitális frekvenciamoduláció nem kohe-
rens vételi eljárásai

29

Pribelszky György

Műholdas SCPC távbeszélő összeköttetések
alkalmazása inhomogén rendszerekben

34

Csapodi Csaba, Hutter Ottó

PCM kapcsolófokozat szinkron működésű
tartálékolt vezérlőegységgel

38



0373956

Fehér Iván	Automatikus módszerek telefonközpontok folyamatainak megbízható tervezésére	43
Rákosi Ferenc, Herpy Miklós, Tóth Tamás, Várady Szabó Mihály, Denk Attila, Faix István, Móder István, Szakács Péter	Kiskapacitású szintetizátoros rádiórelé berendezés	47
Seres Péter	PCM alapú kapcsolóközpontok forgalmi méretezéséről	52
<u>TÁVKÖZLÉSI BERENDEZÉSEK</u>		
Zorkóczy Zoltán	Távoli infravörös nagyteljesítményű optikai rendszerek fejlesztési lehetőségei	59
Frigyes István, Kendrovics Ágnes, Kovács János, Szabó Zoltán, Ványai Péter	A 140 Mbit/s sebességű 16-QAM digitális átviteli berendezés fejlesztésének eredményei	63
Megyesi Csaba, Fazakas Csaba, Gyimesi András	34 Mb/s sebességű optikai kábeles vonalszakasz	67
Berceli Tibor, Meng József, Reiter György, Szabó Zoltán, Tóth Tamás, Ványai Péter	Mikrohullámú csatornaváltású digitális rádióberendezés	72
Baráth Bálint, Meng József, Neuberger Béla, Ványai Péter	Digitális mikrohullámú összeköttetés kísérleti eredményei	76
Megyesi Csaba, Fazakas Csaba	EDAR - 70 Mb/s sebességű coax kábeles vonalszakasz	80

Zsiga Árpád	70 Mbit/s-os PCM multiplex berendezés	84
Papp Andor, Megyesi Csaba	EDAR - 70 Mb/s Koax-kábeles vonalszakasz szolgálati rendszere	88
Sugár Péter, Jeszenői Péter	Szélessávú analóg jelek átvitele digitális vonalon	92
Szabó Zoltán	34 Mbit/s sebességű digitális KF modem	96
Kenderessy Miklós	Nagy érzékenységű vevőberendezések	100
Elekes József, Dobrovits Andor, Kapitánffy Krisztina, Simonyi Ernő	Transzmultiplexer berendezések kutatása a TKI-ban	104
Árik Tivadar	Jelillesztés multiplexáláshoz a 34/70 Mb/s PCM rendszernél	108
Berceli Tibor, Geleji Vilmos, Váradi Szabó Mihály	Új eredmények a műholdas műsorszórás vétele terén	112
Czoboly Nóra, Kerecsen István, Váradi Szabó Mihály	TK-80 μ P távkezelő rendszer fejlesztési eredményei és a rendszer alkalmazásai	116
Esztó Péter, Abrusán György, Tóth István	Távírókészülék és adatberendezés csatlakoztatása az Interchat szolgálati berendezéséhez	119
Gyimesi András	34 Mbit/s sebességű optikai vevő	123
Kiss Sándor, Ványai Péter	Pontosan azonos frekvenciájú, független RF-csatornákon terjedő 34 Mbit/s-os jelek fázispontos szinkronizálása	124

- Tóth Tamás, Makausz András, Vály László
Integrált mikrohullámú adó-vevő egységek
- Végh Gabriella, Krasznai Endre
Jelutak vezérlése automatikus jelfeldolgozó-mérő rendszerben

ÁRAMKÖRTECHNIKA

- Turmezei Péter
Toleranciaközpontosítás a kihozatali érzékenység segítségével
- Balla Gábor
PRS rendszer hangfrekvenciás jelzésadói
- Nemes László
TV jel korrelátorral kiegészített PLL FM detektorok tervezési szempontjai
- Baranyi András
Nemlineáris erősítők stabilitása
- Ladvánszky János, Novák Ernő, Szalontai Zoltán
Szélessávú mikrohullámú tranzistoros teljesítményerősítők
- Tóth Tamás, Kovács Vendel, Littvay István, Mrowca Árpád, Nemcsics Elek
Mikroszalagvonalas mikrohullámú aktív áramkörök fejlesztési eredményei
- Kolumbán Géza, Baranyi András
Rövid átkapcsolási idejű frekvenciaszintetizátorok tervezése
- Grad János
Az indirekt frekvenciaszintézis technikája
- Hammer Géza, Kajdi László, Kolumbán Gézáné, Reiter György
Mikrohullámú szűrők fejlesztési eredményei

- Bársony Péter
Szalagvonalas cirkulátorok fejlesztése és fejlődése a TKI-ban 172
- Csaba István, Tóth Zoltán
YIG szűrők konstrukciós kialakítását és beállítását befolyásoló tényezők 176
- Hammer Géza
Mikrohullámú rezonátorok analízise frekvenciafüggő anyagparaméterek mellett 180
- Radványiné Sárközy Klára
Veszteséges cirkulátorok modellezése 184
- Hanzó Lajos
Egy spektrálisan hatékony modulációs módszer nagysebességű adatátvitelre 188
- Henk Tamás
Átviteli jellemzők származtatása - futásidő- vagy fáziskarakterisztikából? 192
- Kósa Zsuzsa
Döntésvisszacsatolt adatátviteli kiegyenlítő konvergencia feltételei 198
- Blum Endre
Jelzéstechnika az integrált szolgáltatású digitális hálózatban 202
- Bán András
Analog aktív kapcsolómátrix kifejlesztése és alkalmazása 206
- Csaba István, Gerencsér András, Kálmán Lajos
Magnetosztatikuss hullámok alkalmazása vékonyréteg YIG eszközökben 210
- Farkas Ferenc
Folyamatos üzemű injekciós LASER-dióda hőmérsékletstabilizálása Peltier-elem segítségével 211

Fürjes Lajos, Zoller Vilmos

Nemlineáris oszcillátorok állandósult állapotú periódikus megoldásainak meghatározása az ívhossz-transzformációs módszer alkalmazásával

Gönczi Kornélia, Ványai Péter

A 140 Mbit/s sebességű 16 QAM modulációs módot alkalmazó adatátviteli rendszer alapsávi jelkezelése

Gránásy József, Vadász Ferenc

A Cassegrain antenna-fejlesztés eredményei a TKI Antenna Osztályán

Papp Tamás, Ocsóvai Károly

Szélessávú mikrohullámú antennák kutatás-fejlesztési problémái

Schwenner Sándor

TV jel korrelátorral kiegészített PLL detektorok realizálási és mérési eredményeinek ismertetése

Somogyi Antal, Járeb Ottmár

Berendezésorientált analóg integrált áramkörök

Vály László, Makausz András, Gyenes Imre, Tóth Tamás

Mikrohullámú és URH szintetizált jel-források

Varga Tamás

Digitális konferencia áramkör megvalósítása a PRS-ben

JELFELDOLGOZÁS

Dobrovits Andor, Zsoldosné Ámon Klára, Simonyi Ernő

A TMS jelfeldolgozó processzor és alkalmazásai

Péterné Kiss Márta, Korzsinek Károly

Időmultiplexelt FIR szűrők 251

Szilvási Mária

Időmultiplex IIR szűrők 256

Dudás József, Stipkovits Árpád, Stipkovits István, Simonyi Ernő

A momentán Fourier transzformáció (MFT) 260

Káldy Csaba, Öry Zsolt

Analóg diszkrét idejű spektrumanalízis 264

Hinsenkamp László

Stabilitásproblémák a digitális jelfeldolgozásban 268

Kapitánffy Krisztina, Havasiné Zentai Edit, Rubik Péter Pálné

Áramkörtervezési módszerek a többdimenziós digitális jelfeldolgozás területén 272

Kocsis Ferenc

A Wigner-transzformált számításának kérdései 276

Gervai Miklós, Végh Gabriella, Öry Zsolt

LSI diszkriminátorok nagysebességű alkalmazása 280

Fazekas Dénes, Méhes András

Az Intel D-2920 analóg mikroprocesszor alkalmazása 284

Kanász Nagy Lajos, Havasiné Zentai Edit, Simonyi Ernő

Többfokozatú digitális FIR szűrők a 60 csatornás Weaver rendszerben 287

SZÁMITÁSTECHNIKA

Blum Endréné	
Távközlési szoftver-termékek szerzői jogvédelme	293
Scsaurszki Péter	
CASCAD: ULA-tervezés az AUTER rendszerben	299
Lévai Pál	
Digitális MOS GATE-ARRAY áramkörök dinamikus logikai szimulációja	303
Horváth András	
Logikai vezérlőhálózatok PLA-orientált állapotkódolása	307
Somogyi Antal	
A pálya-szerinti és oszlop-szerinti csatornahuzalozási algoritmusok és ekvivalenciájuk	312
Bodrog Levente, Kovács Zsoltné	
Elektronikus alkatrészek adatbázisának létrehozása	317
Borsányi József	
Mikroszámítógépes telefonforgalom-szimulátor és monitor (TGA-85)	321
Ivics József, Tatai Gáborné	
R-30 új felállításban	323
Klimó János	
Az általános direkt kontrol szisztem abszolút stabilitásáról	324
Králik Ottóné, Bencze József, Marafkó László, Kocsis Zoltán	
Műszerek álló- és fogyóeszköz készletének számítógépes műszaki nyilvántartása	328

Blaha István, Szabó Lászlóné	
Fotoszimbólumok gyártási eljárása	331
Szende Györgyi, Varga István	
GATE-ARRAY tervezés a CASCAD rendszerben	335
Sziklay Péter, Szente Ágnes	
BSC, MSV, HDLC protokollok időzítési tűrőképessége	338
Trefil Imre, Korzsinek Károly	
SERVO-CONTROL mikroprocesszoros megvalósítása	342

MÉRÉSTECHNIKA

Kása István, Babits László, Farkasvölgyi János, Nagy László	
Mikrohullámú földi vevők érzékenység-mérései	348
Sugár Péter, Gáspár Gyula	
Felszínalatti talajrétegek vizsgálatára alkalmas radar-berendezés	349
Vály László	
Új módszer mikrohullámú oszcillátorok és nemlineáris erősítők zajának mérésére	353
Babits László, Forgó László, Szabó András	
Számítógépbázisú antennamérések a TKI-ferenchegyi mérőállomásán	357
Tatai Péter, Bakos Sándor	
PCM csatornák hangfrekvenciás mérése	361
Balázs János	
Módszer termisztor-karakterisztikák linearizálására	365
Nyirjesy Gyula, Bencze József, Póntz Imre	
INTERCOOP - KURIMOTÓ vevőszolgálat beindítása a TKI-ban	369

Bencze József, Fókás Elemér, Nyirjesy Gyula, Bakos Sándor	
Orvosi célú, zárthurku mérési adatgyűjtő rendszer	375
Benedek Andor, Kiss Sándor, Meng József, Róna Péter, Ványai Péter	
Digitális méréstechnika terén elért eredményeink	379
Kocsis Zoltán, Bencze József, Nyirjesy Gyula, Nagy István	
Programozható ellenállás-hőfoktényező mérő rendszer	383
Sugár Péter, Gombos Tibor, Kladni Sándor	
Mérőautomata a PRS típusú PCM alapú belső forgalom nélküli koncentrátor rend- szer vonalcsatlakozó berendezéshez	388
Sugár Péter, Risztics Miklós	
Analóg jel tárolása és megjelenítése oszilloszkóp, illetve mozaiknyomtató segítségével	393
Sugár Péter, Schmiedt László	
A GPIB használata mérőműszerek fejlesztésére	397
TECHNOLÓGIA	
Sztaniszláv Dánielné, Balla Lászlóné, Beregi Péterné	
A ferrimágneses anyagkutatás újabb eredményei	405
Vértessy Miklós	
Mikrohullámú integrált áramkörti technológiák a TKI-ban	409
Heincz György, Fehér Üdön	
Az intézetben jelentkező korrozíóvédelmi feladatok megoldása	413

Aczél Judit, Polczer Gyula	
Mikrohullámú berendezések KF áramköreinek megvalósítása hibrid technológiával	417
Kósza Géza, Nagy István, Fetter László, Varga László, Nagy Géza	
Nitrogénnel adalékolt Ta-rétegek össze- tételének változása a porlasztás para- métereinek függvényében	421
Puskás József	
Mikrohullámú műszerek konstrukciója	422
Sári Katalin, Tanos Ferenc, Beregi Péterné, Rudnay Gyula, Hild Erzsébet	
Giromágneses anyagok előállításai technológiájának anyagvizsgálati módszerei	426
Turi-Kovács Attiláné, Koltainé Jutasi Erna, Vértessy Miklós	
Igen finom rajzolatú nyomtatott technoló- giájú mikrohullámú integrált áramkörök megvalósítása	430
Varga Zoltán, Szőke Miklósné, Vavró Istvánné, Soós Gábor	
Multilayer PC tervezése AUTER bázison	432
Soós Gábor, Varga Zoltán, Gindert László	
Berendezésorientált áramkörök gyártási dokumentációjának előállítása a TKI-ban	435
Zsuppán Ferenc, Simon Gergely	
A konstrukciós tervezés grafikus támogatása	438
NÉVJEGYZÉK	441

ELŐSZÓ

A Távközlési Kutató Intézet megalapításának 35. évfordulójáról megemlékező jubileumi tudományos ülészak előadásainak gyűjteményét tartja kezében az Olvasó. A konferencia célja képet adni az Intézet sokirányú, magas műszaki színvonalú, a távközléstechnika és elektronizálás fejlődéséhez a lényeges pontokon hozzájárulásokat adó tevékenységeiről, továbbá az elért eredményekről és a közeljövő terveiről. E gyűjteményes kötet az Intézet munkatársainak ezzel a szándékkal készített

rendszertechnikai
berendezéstechnikai
áramkörtechnikai
jelfeldolgozási
számítástechnikai
méréstechnikai
technológiai

tematikájú tudományos előadásainak leglényegesebb mondanivalóit rögzíti.

A TKI ipari kutatóintézet. Három és fél évtizedes működése során a hazai elektronikai iparág, s ezen belül a professzionális híradástechnika gyártási ág fő fejlesztési célkitűzései megvalósítását szolgálóan végezte és végzi napjainkban is tudományos kutatásait és termékkidolgozásokra irányuló fejlesztéseit, valamint a kutatás-fejlesztések eredményeit verifikáló kísérleti realizációs és az eredmények termelővállalati gyártásbavételét előmozdító munkáit. Az intézeti tevékenységek mindenkor tartalmát elsőrendűen a korszerű, belföldön és külföldön egyaránt versenyképes, a ha-

zai infrastruktúra fejlesztéséhez hozzájáruló és az alapvetően exportorientált iparág gyártmányalapját biztosító távközlési és informatikai rendszerek és berendezések, továbbá ezek különleges részegységei és alkatelmei

- létrehozására, továbbfejlesztésére és folyamatos megújítására megfogalmazódó szükségletek,
- kutatás-fejlesztési feladatainak prioritásait kijelölő kiemelt országos középtávú és távlati K+F programjaiban előirányzottak és azok megvalósítási koordinációira vonatkozó megbízások, valamint
- termékorientált megoldási változatai kialakítását kezdeményező termelővállalati igények

határozzák meg. Az Intézet a híradás- és távközléstechnika tématerületeket érintően, tudományos felkészültségére, valamint alkotó munkája során felhalmozott tapasztalataira támaszkodva, továbbá teljes szellemi erő és eszköztár lehetőségeit mozgósítva

- a népgazdasági elvárások megvalósításában, s ezen belül a távközlés és informatika fejlesztésével az elektronizáció elterjesztésében meghatározó részt vállalóan,
- a hazai infrastruktúrális szükségleteket és az exportpiaci bővítéseket figyelembe véve,
- a világfejlődési tendenciákat a lényeges pontokon követő, egyes megoldásokban azokhoz felzárkózó, a nemzetközi versenyt álló konstrukciókat létrehozóan,
- a technikai összehangoltság fokozását, a rendszerszemlélet érvényesülését és a realizálási hatékonyság növelését előmozdítóan, s
- a hazai és nemzetközi munkamegosztásokban rejlő adottságokkal és lehetőségekkel számolóan

jelölte ki eddig és tervezi a jövőben is előirányozni kutatás-fejlesztési és kísérleti realizációs tevékenységeinek tartalmát.

A magyar professzionális híradástechnika kibontakozása folyamatában az Intézet együtt fejlődött az e szakterületen érdekelt termelővállalatokkal, intézetekkel és intézményekkel. E fejlődésben a TKI munkatársai rendszer-, hálózat- és elektromágneses térelméleti, továbbá más interdiszciplináris tudományágak alkotó alkalmazására támaszkodó kutató és kísérleti tevékenységekkel készítik elő és alapozzák meg a professzionális híradástechnika számos feladatának megoldását, konkrét gyártmányfejlesztésekkel és gyártmánydokumentáció kidolgozásokkal vesznek részt a gyártási ág mindenkor korszerű és az igényekhez illeszkedő termékalapjának biztosításában és bővítésében, valamint rendszer- és berendezés-mintákkal igazolják a kutatás-fejlesztés eredményeit. E sokrétű tevékenység keretében az Intézet feladatának tekinti mindazon kapcsolódó technológiai fejlesztéseket, részegységek, mérőműszer és különleges elem kidolgozásokat, továbbá a tervezési-gyártási ellenőrzési hatékonyságot növelő eljárások kimunkálását, melyek a termék-kialakítások és előállítások korszerű műszaki és gazdasági szintjét biztosítják.

A TKI megkülönböztetett figyelmet fordít a kutatás-fejlesztési munkamegosztások minél széleskörűbb kihasználására. Állandóan fejleszti tudományos és gyakorlati együttműködéseit a kiemelt országos és tárcaszintű programok megvalósításában résztvevő ipari vállalatokkal és intézetekkel, továbbá az akadémiai és oktatási kutató-fejlesztő helyekkel, s a K+F eredményeket hasznosító termelő és értékesítő vállalatokkal. E kapcsolatok fejlesztésével törekszik az Intézet tevékenységeit műszakilag és gazdaságilag optimalizálni, valamint a legfontosabb feladatok szolgálatába állítani, s elért eredményei termelési hasznosításának - a híradás- és távközléstechnikai innovációk folyamatán belül - lehető legközvetlenebb útját biztosítani.

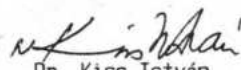
Ugyanigy tevékenységei szerves részének tartja a KGST tagországok közös programjai kidolgozásában való tevékeny közreműködését és a kétoldalú műszaki-tudományos kapcsolatok keretében végzett munkát. Ez utóbbit érintően meghatározó jelentőségű a szovjet NIIR intézettel kialakított, immár

25 éves közvetlen intézetközi kapcsolat, amely számottevően járult hozzá a hazai távközlési és informatikai szakkultúra tudományos megalapozású kibontakozásához, valamint a hazai technikai eredményeknek a különböző piacokon realizált jelentős volumenű értékesítéséhez. Az Intézet szakadatlanul szélesíti kapcsolatait a világ tudományos életével, konferenciák szervezésével és konferenciákon való aktív közreműködésekkel, a tudományos eredményeinek a szakirodalomban történő publikálásával. Feladatának tekinti a távközléstechnikai és informatikai szakkultúra fejlesztésének gyorsítását segítő nemzetközi lehetőségek feltárását és hasznosítását.

E kötetben összegyűjtött előadások napjaink intézeti feladataihoz kapcsolódnak és szemléletesen tükrözik a különböző tudományterületeknek és az ipari problémák megoldásának szoros kapcsolatát az intézeti tevékenységekben. Bemutatják a kutatás és fejlesztés összhangját, ami döntően az alkotó ember gondolkodásában valósul meg.

Az előadásgyűjteményt azzal a kívánsággal adjuk közre, hogy segítse elő a kutatás-fejlesztési eredmények széleskörű elterjesztését és gyakorlati hasznosítását.

Budapest, 1985. szeptember hó.



Dr. Kiss István
vezérigazgató

a jubileumi tudományos konferencia
elnöke

TÁVKÖZLÉSI RENDSZEREK

MIKROHULLÁMU HÍRKÖZLŐ BERENDEZÉSEK ÉS RENDSZEREK
FŐBB KUTATÁSI-FEJLESZTÉSI EREDMÉNYEI A TKI-BAN A
'80-AS ÉVEKBEN

Dr. Berceli Tibor, Dr. Herpy Miklós
Dr. Rákosi Ferenc, Dr. Tófalvi Gyula

Bevezetés

A Távközlési Kutató Intézetben egy évtizeddel ezelőtt indult meg a harmadik generációs mikrohullámú hírközlő berendezések kidolgozása. Az első öt évben elkészültek az analóg szélessávú gerinc-hálózati rádiórelé berendezések adó-vevői, valamint modem- és végberendezései. A főbb paramétereket az 1. táblázat tartalmazza.

1. táblázat Harmadik generációs berendezéscsalád fő jellemzői

Frekvencia tartomány /MHz/	Frekvencia terv	Duplex csatornák száma	Referencia vonalak hossza /km/	Telefon csatornák száma	Adóteljesítmény /W/	Vevő zajtényező /dB/
4 GHz	CCIR KGST Szovj. Posta	6-8	2500	1920/ 1980	5	6,5
6 GHz	KGST CCIR	8	2500	1920/ 1800	3	7,0
7 GHz	CCIR	6-10	-	960/ 300		
8 GHz	KGST Szovj. Posta	8	2500	1020	1,6	7,5

A fejlesztési munka folytatásaként kidolgozásra kerültek:

- az új szolgáltatási igényeket korszerű eszközök felhasználásával kielégítő segédberendezések,
- korszerű, kiskapacitású mikrohullámú rendszerek, mobil szolgáltatások kielégítésére,
- közvetlen műholdas TV-vételre, továbbá műholdas telefonösszeköttetések céljára alkalmas berendezés.

Jelen előadás a felsorolt berendezések terén elért legutóbbi kutatási-fejlesztési eredményeket kívánja bemutatni, amelyeket:

- integrált áramkörök és eszközök,
- mikrohullámú sztrip-áramkörök,
- egységes áramkörkészlet, valamint
- kompakt és moduláris konstrukciós megoldások széleskörű alkalmazása jellemez.

A fenti tulajdonságok lehetővé tették:

- rendkívül nagy megbízhatóságú,
- könnyen kezelhető és egyszerűen karbantartható,
- kis méretű- és fogyasztású, valamint
- moduláris és variábilis felépítése folytán könnyen és olcsón gyártható berendezések megvalósítását.

A kidolgozott segédberendezések

A nagykapacitású távkezelő rendszer lehetővé teszi a gerinchálózat összes felügyelt és felügyelőszemélyzet nélküli állomásának távellenőrzését, távkezelését. A kidolgozott mikroprocesszorvezérelt rendszer 32...128 állomás távkezelte üzemét látja el, miközben a rendszerhez tartozó képernyőn a teljes összeköttetés minden lényeges jellemzője megjeleníthető. A rendszer főbb jellemzői GTT-70-hez alkalmazott rendszerrel való összehasonlításban a 2. táblázatban láthatók.

2. táblázat Távkezelő berendezések

	GTT-70	KTT-80, GTT-80
Egy központi berendezéssel távkezelhető állomások száma	8	64
Mechanikai konstrukció	ESzR subrack	Slim-rack blokk
Jellemző alkatrészek	Kis, közepes integráltságú digitális áramkörök	Mikroprocesszorok és nagyintegráltságú digitális áramkörök
Szolgáltatások	Távjelzés, riasztás, távparancs	Távjelzés riasztás, távparancs + automatizált üzemvitel
Variabilitás	Kapacitásbeli	Kapacitás és szolgáltatásbeli

A tartalékoló berendezés a csatornák üzemállapotát, azok pilotjának, jel/zaj viszonyának és KF szintjének megfigyelése útján ellenőrzi. A csatornák átkapcsolása alapsávon vagy középfrekvencián történhet. A kapcsolásokat egy, a csatornák állapotát, fontossági sorrendjét, a szomszédos főállomások állapotát és számos, az adott üzemviteli helyzetből adódó egyéb szempontot feldolgozó intelligens mikroprocesszoros logikai egység vezérli. A tartalékoló berendezés csatlakozik a távkezelő berendezéshez, melynek képernyőjén megjeleníthetők az összeköttetés rendszerjellemzői. A berendezés főbb jellemzőit és a GTT-70 berendezéshez alkalmazott megoldással való összehasonlítását a 3. táblázat mutatja.

3. táblázat Csatornatartalékoló berendezések

Megnevezés	Max. csat. kap	Méret /adó+vevő/	Fogy. W	Tartalékolás frekv. tart.
GTT-70 MA5/1 MA6/2	5+1 6+2	1 db 2064x600x225 mm-es keret	190 230	KF
KTT-80/ GTT-80 MA80	7+1 /6+2/	2 db 221x122x225 mm-es oszlop	120	Alapsávi és KF

A szolgálati távbeszélő multiplex egy alapsávi, és 4...10 vtv-frekvenciás szolgálati csatorna átvitelét biztosítja a szélesávú távbeszélő csatornák alapsávjában. E távbeszélőcsatornák a rádiórelé vonal állomásai közötti távbeszélő összeköttetésre, valamint a távkezelő és tartalékoló berendezések közötti adatátvitelre szolgálnak.

A harmadik generációs berendezéscsalád megbízható üzemeltetését biztosítja az 1+1 tartalékoló berendezések kidolgozása, mely 1 üzemi és 1 tartalékcsatornából felépített rendszerek automatikus tartalékolására szolgál és az ugyancsak kidolgozott diversity kapcsoló egységgel lehetővé teszi a térbeli és frekvencia-diversity vételt.

Kiskapacitású mikrohullámú berendezések

1982-84-ben kidolgozásra került a 8 GHz-es sávban működő kiskapa-

citású analóg rádióberendezés, mely 20 km-es állomástávolság mellett 24 távbeszélő csatorna átvitelére szolgál. A berendezés mikrohullámú adó-vevő része egy kisméretű fejkonténerbe épül. mely 50 cm-es antennával együtt közvetlenül szabadterbe telepíthető. Az adófrekvenciák egy 100 MHz-es sávon belül elhelyezkedő 200 frekvencia közül távvezérléssel választhatók ki. A vevőfrekvencia az adófrekvenciával együtt automatikusan áll be. Az adó-vevő integrált kivitele lehetővé tette, hogy a kisméretű, kb.15 kg súlyú konténeres berendezés 12W teljesítménnyel, illetve, extrém klimatikus viszonyok között is CCIR minőségű átvitelt biztosítson mobil felhasználás mellett.

4. táblázat Szolgálati berendezések

		GTT-70	KTT-80; GTT-80
Jelátvitel módja		Telefon alapsáv alatt /0,3...54 kHz/	Telefon alapsáv alatt/felett /0,3...54 kHz
SZOLGÁLTATÁSOK	Alap	- 1 OMNIBUSZ csat. - 1...3 EXPRESS csat. - távkezelő jelek - automatika jelei	- 1 OMNIBUSZ csat. - 1...3 EXPRESS csat. - távkezelő jelek - 1...3 POSTAI TF csat.
	KIEGÉSZÍTŐ	60...252 kHz frekvenciasávban 48 TF csat.	60...252 kHz frekvenciasávban 48 TF csat.
FOGYASZTÁS W		300 W	100 W

A műholdas hírközlés berendezései

A közeljövőben várható a közvetlen műsorszóró műholdak üzembe-lépése. Ezek vételére földi végberendezést fejlesztettünk ki. Ennek mikrohullámú része mind egyéni, mind közösségi vételre egyaránt alkalmazható. Az antenna kétféle körpolarizált hullám egyidejű vételét biztosítja. A mikrohullámú vevő az antennára van szerelve és előerősítővel, vagy anélkül egy félsáv vételére alkalmas. A belsőtéri csatornaegység választja szét a televízió műsorcsatornákat és végzi el a moduláció átalakítását. A berendezés főbb műszaki jellemzőit az 5.sz.táblázat mutatja.

5.sz. táblázat Műsorszóró műholdvevő

Frekvenciasáv:	11,7-12,1 vagy 12,1-12.5 GHz
Zajtényező előerősítővel	4 dB
előerősítő nélkül:	7 dB
Antennanyereség 1,5 m átmérő	42,5 dB
Polarizáció:	jobb és balkörös
Képcsatorna jel/zaj viszonya:	46 dB vizometrikus súlyozással

Az INTERSZPUTNYIK műholdas távközlési rendszer részére SCPC eleven működő csatornaképző berendezést dolgozunk ki, 45 kHz-es csatornatávolsággal, állomásonként 64, összesen 800 távbeszélő csatorna átvitelére PCM/PSK vagy ADM/DPSK modulációval. A beszéd-átvitel burst üzemmódban történik, korszerű mikroprocesszoros technikával.

Az új fejlesztések főbb műszaki jellemzői

Az új nagyintegráltságú áramkörtechnika új konstrukciós iskola kialakulását tette lehetővé. Az új fejlesztéseket általában jellemezi, hogy: a mikrohullámú jelforrások, teljesítményerősítők tranzisztorosak, a KF és alapsávi áramkörök aktív elemei tranzisztorok és IC-k, továbbá mikrohullámú hibridintegrált áramköröket, miniatűr koaxiális csatlakozókat, félmerev koaxiális kábeleket, miniatűr elektromechanikus alkatrészeket, slim-rack mechanikai konstrukciót alkalmaztunk, és az áramköri feladatok jelentős részét digitális interált áramkörökkel oldottuk meg.

A kutatási-fejlesztési munkák érzékeltetik, hogy az Intézet növelte a mikrohullámú berendezések és rendszerek hazai kutatási-fejlesztési eredményeit, melyek az OKKFT A/5 és K-8 programok teljesítéséhez és a hazai mikrohullámú berendezést gyártó vállalatok termékvalasztékának bővítéséhez jelentős mértékben hozzájárultak. A feladatok kidolgozása szovjet-magyar, NIIR-TKI együttműködésben folytak, mely biztosítja a szovjet exportpiac igényeinek maximális kielégítését.

INTERCSAT-ÚJ CSATORNAKÉPZŐ BERENDEZÉS AZ INTERSZPUTNYIK
NEMZETKÖZI MŰHOLDAS RENDSZERBEN

L. Ja. Kantor, V.M. Dorofejev, V.I. Djacskov, V.V. Loginov,
Baranyi A., Uhreczky L., Henk T., Rákosi F.

Az előadás áttekintést ad az Interszputnyik rendszer elmúlt tízéves fejlődéséről, amely 1973-ban a Moszkva és Havanna között létrehozott műholdas összeköttetéssel vette kezdetét. A rendszerben jelenleg több mint 12 földi állomás működik és a következő években a hálózat lényeges bővítését tervezik.

A kis és közepes forgalmú állomásokon a beszédcsatornák átvitelére SCPC-FDMA elven működő csatornaképző berendezéseket alkalmaznak. A jelenleg használt Gradient-N típusú berendezésekben a beszédcsatornák jele az információt hordozó vívót frekvenciában modulálja.

A hálózat minőségi paramétereinek javítására és a szükséges bővítések megalapozására 1982-ben a moszkvai NIIR intézet kezdeményezésére a TKI és a NIIR új csatornaképző: az Intercsat berendezés fejlesztését kezdte meg.

Az Intercsat berendezésben a beszédjelek PCM vagy ADM típusú digitális feldolgozását és ezt követően az információt hordozó vívó PSK vagy DPSK modulációját alkalmazzuk. A berendezés felépítésének és főbb műszaki jellemzőinek ismertetése után összehasonlítjuk a PCM-4PSK és az ADM 2/4 DPSK eljárások alkalmazásának szempontjait és a megvalósításuknál használt műszaki megoldásokat. Ezután a közös 4PSK modem megvalósításának részleteit ismertetjük. Végül a földi állomás mikrohullámú adó/vevőjéhez 70 MHz-en csatlakozó közös adó és vevő részekkel és a demodulátorok bemenetére jutó jel szint és frekvencia szabályzását biztosító pilotrendszer részleteivel foglalkozunk.

Az előadást az Interkozmosz programhoz kapcsolódó TKI-NIIR együttműködés további fejlesztési terveinek ismertetésével zárjuk.

Az Intercsat berendezés fejlesztése a Távközlési Kutató
Intézetben

Dr. Baranyi András, Uhreczky László, Dr. Henk Tamás,
Kolumbán Géza, Dr. Sárkány Tamás, Kaszavitz Iván,
Pápics József, Dr. Fürjes Lajos, Farkas János, Bács Ernő,
Hanzó Lajos

A moszkvai NIIR Intézet kezdeményezésére 1982-ben indult meg a Távközlési Kutató Intézetben az Interszputnyik szervezett globális hírközlő hálózatához szükséges új csatornaképző berendezés az Intercsat berendezés fejlesztése. A fejlesztés első évében a műszaki feladatot és a rendszerterv alapvető koncepcióit dolgoztuk ki. Az első laboratóriumi minták 1983-ban készültek el. 1984-ben kidolgoztuk és bevizsgáltuk a teljes berendezés készlet laboratóriumi mintáját és létrehoztuk az első sikeres műholdas összeköttetést Taliándörögd és Dubna között. Az Intercsat berendezés iránt megmutatkozó jelentős igény szűk határidőket szabott a fejlesztők számára, így 1985-ben már a gyártási dokumentációk elkészítését tervezzük.

A berendezés rendszertechnikai felépítéséről és a kritikus berendezés részek fejlesztési eredményeiről [1-11] januárban a budapesti Mikrohullámú Szemináriumon számoltunk be.

A TKI jubileumi ülészakán sorakerülő előadásban a berendezés kidolgozás történetének áttekintése után a laboratóriumi mintaberendezés főbb egységeit mutatjuk be és a berendezés jelátviteli tulajdonságait szimuláló mérési eredményeket ismertetjük fénykép és magnó felvételekkel illusztrálva.

Hivatkozások:

Mikrohullámú Szeminárium Közleményei, Budapest, 1985.

- 1 Dr.Baranyi A.: Interccsat, új csatornaképző berendezés az Interszpuntyik rendszerhez.
- 2 Dr.Henk Tamás, Dr.Baranyi A., Dr.Fürjes L., Kaszavitz I., Kukucska P., Mesterházy T., Pápics J.: PSK rendszer az Interccsat berendezésben.
- 3 Dr.Sárkány T., Dr.Henk T., Kolumbán G., Tóth G., Dr.Simon Gyula BME: Pilotrendszer az Interccsat berendezésben.
4. Kolumbán G., Krasovics M., Szarka G., dr.Molnár Béla, BME-MHT: Lokáljel ellátás az Interccsat berendezésben.
- 5 Esztó P., Abrusán Gy., Tóth István: Az Interccsat berendezés szolgálati összeköttetése.
- 6 Pápics J., Kaszavitz I.: Vívóhullám és órajel helyreállítása az Interccsat berendezésben.
- 7 Bács E., Gubányi M., Hanzó L., Hisenkamp L., Uhreczky L.: Adaptív beszéddetektor az Interccsat berendezésben.
- 8 Farkas J.: Nagylinearitású KF áramkörök az Interccsat berendezésben.
- 9 Kaszavitz I., dr.Henk T., Pápics J., Dr.Sárkány T.: Az Interccsat berendezés mérési paraméterei és mérő módszerei.
- 10 Bács E., Gubányi M., Hanzó L., Hinsenkamp L., Uhreczky L.: Hangfrekvenciás csatornaegység multiprocesszoros megvalósítása az Interccsat berendezésben.
- 11 Dr.Fürjes L., Cseh J., Dr.Sárkány T.: Az Interccsat berendezés konstrukciója.

EREDMÉNYEINK ÉS TERVEINK A DIGITÁLIS FÖLDI PONT-PONT KÖZÖTTI MIKROHULLÁMÚ BERENDEZÉSEK FEJLESZTÉSE TERÉN

Dr.Berceli Tibor, Meng József, Dr.Rákosi Ferenc
Dr.Szabó Zoltán, Dr.Tófalvi Gyula, Dr.Ványai Péter

Intézetünk tudományos vezetése még idejében felismerte, hogy napjaink egyik izgatónan fontos feladata a digitális hírközlési kultúra honosítása hazánkban a mikrohullámú pont-pont közötti összeköttetések területén is.

E felismerést elsőként egy mikrohullámú adatátviteli berendezés saját erőből történő fejlesztése fémjelezte. Ezt a MIDAS néven ismert berendezést Intézetünk kutató gárdája nem egészen egy év alatt műszaki terv szintű modellé fejlesztette ki 1975-ben. [1], [2]. Ez az adatátviteli berendezés maximálisan 64 kbit/s sebességű szinkron adatátvitelre volt alkalmas és teljesítette a CCITT V.28.sz. ajánlásában leírt csatlakozási követelményeket. A berendezést több hónapig tartó kísérleti próbának vetettük alá a Magyar Posta budapesti telex-hálózatában. A Lipót és a Belváros központok között 1978 augusztusában és szeptemberében 8 GHz-es telex trunk összeköttetést alakítottunk ki 30 darab távírócsatorna átvitelére. [3]

A MIDAS berendezés gyors fejlesztését egy 2048 kb/s sebességű 4PSK modulációs rendszerű mikrohullámú berendezés tervezése követte. Ennél a berendezésnél, a MIDAS-nál alkalmazott amplitúdó (on-off) modulációt négyállapotú fázis moduláció és koherens detektálás váltotta fel. Az órajel-kinyerést digitális fáziszárt hurokkal valósítottuk meg. [4]

A 2 Mb/s rendszert rövidesen követte még 1978-ban a 8448 kb/s-os, azaz a PCM hierarchia második szintjének megfelelő mikrohullámú rendszer mind a 8 GHz-es sávban, mind 70 MHz-es közép-frekvenciás MODEM formájában. [5]

A 8448 kb/s sebességű KF modemből még ugyancsak 1978-ban olyan TDMA rendszerű brust modemet alakítottunk ki, amelynek segítségével a Magyar Posta taliándörögdi állomásán keresztül az akkor

még nem stacionárius Molnija-X szovjet mesterséges távközlési hold segítségével tudtunk összeköttetést teremteni, igazolni tudtuk szakaszos jellegű üzemi digitális kommunikációra való érettségünket. [6]

A sebesség növelésével nem álltunk le, rövedesen már a 3.PCM hierarchia szintnek megfelelő 34,368 Mb/s sebességű mikrohullámú berendezés és 70 MHz-es középfrekvenciás modem mintáin dolgoztunk. Munkánkat siker koronázta és már 1979-80-ban megszületett a 34 Mb/s sebességű 13GHz-es berendezés rendszer terve és elektromos mintája. E berendezéssel már rádiócsatornánként 480 telefoncsatorna átvitelére nyílt lehetőség, de alapot teremtettünk csökkentett redundanciájú videoátvitelre is. [7]

Időközben további sebességigény vált ismeretessé. Szovjet felkérésre olyan kiegészítő berendezést fejlesztettünk ki, amely eredetileg pontosan azonos frekvenciájú és fázisú 34 Mb/s sebességű jelek külön rádiócsatornákon való átvitele esetében 68 Mb/s digitális jelátvitel lehetőségét teremtette meg [8].

A NIIR-TKI hagyományos együttműködés keretében elkészült a már említett 34 Mb/s-os középfrekvenciás modem műszaki terv szintű mintája, melynek dokumentálása jelenleg folyamatban van.

Nem álltunk le a sebesség további növelésére irányuló erőfeszítéseinkkel. Így 16QAM modulációt hasznosító 140 Mbit/s sebességű digitális modem fejlesztésén dolgozunk 140 MHz-es középfrekvenciás áramkörökkel. Erről a témáról több előadásban részletesen szólnunk.

Ugyancsak külön előadások foglalkoznak azon fejlesztési eredményeinkkel, amelyek egy mikrohullámú csatornaváltású, azaz több száz kiválasztott frekvencia valamelyikén üzemeltethető 2048 kb/s digitális jelátvitelre alkalmas berendezéssel kapcsolatosak [9].

További terveink is sokrétűek. Elképzelésünk szerint több-célú, szolgáltatás orientált berendezéseket szeretnénk az ipar rendelkezésére bocsátani. E több-célúság alatt azt értjük, hogy egy berendezést könnyen az adott célnak megfelelő paraméterekkel (sebesség, szinkron-viszonyok, interface mód, stb...) tudjuk

üzemeltetni akár egyszerű átprogramozással, vagy esetleg néhány áramköri egység cseréjével.

Célul tűztük ki egyszerű és korszerű 704 kb/s sebességű mobil digitális rádiórelé gyors fejlesztését eddigi tapasztalataink hasznosításával.

Tovább folytatjuk a 140 Mbit/s sebességű digitális rendszer kidolgozását előkészítő kutatási fejlesztési munkát annak érdekében, hogy a 80-as évek végére az Intézet felkészültsége egy ilyen rendszer kidolgozására alkalmas legyen.

Napjainkban még erőteljesebbé válik a szórtsprektumú (kódosztásos) hírközlés berendezései iránti igény. Ezt felismerve Intézetünkben két kultúra alapjait igyekszünk lefektetni. Egy lassú frekvenciaugratásos burst kommunikációs rendszer kidolgozását indítottuk el, miközben egy gyors frekvenciaugratásos rendszer kidolgozását is megkezdjük.

A fenti fejlesztési terveinket az egységesítés, a magyar gyártmányú berendezés-orientált áramkörök későbbi felhasználása, és nem utolsósorban az eddigi tapasztalataink és a piac várható igényei ismeretének felhasználásával kívánjuk megvalósítani.



Hivatkozások:

- [1] Ványai: A nagy sebességű adatátvitelre alkalmas MIDAS mikrohullámú rádiórelé berendezés ismertetése, TKI Közlemények 1976 4. szám.
- [2] Ványai: Digital Microwave radio relay system for high speed datatransmission, Budavox Review 1977 No. 3.
- [3] A 1112. osztály Munkaközössége: Értékelő tanulmány a MIDAS berendezésnek a budapesti telephálózatban történt kipróbálásáról, PKTH-TKI közötti szerződés 2. 10. pontjának teljesítése. 1978 november.
- [4] Frigyes-Szabó-Ványai: Digitális mikrohullámú átviteltechnika Műszaki Könyvkiadó, 1980.
- [5] Ványai-Sárosi: Négyállapotú PSK modulációs mikrohullámú rendszer jelkezelése. TKI tanulmány, 1976.
- [6] Frigyes, Meng, Szabó, Ványai: TDMA többállomás hozzáférés optimális megvalósítására és felhasználására vonatkozó módszerek kutatása. TKI tanulmány, 1977.
- [7] Meng, Szabó, Ványai: 34 Mb/s sebességű, 70 MHz-es közép-frekvenciájú digitális QPSK demodulátor és regenerátor. TKI tanulmány, 1979.
- [8] Ványai, Kiss: 34 Mbit/s sebességű, konténerbe telepített mikrohullámú rendszer: Szinkronizáló és hibaarány-mérő. TKI tanulmány, 1983.
- [9] Bercei, Meng, Reiter, Szabó, Tóth, Ványai: Mikrohullámú csatornaváltású digitális rádiórelé berendezés. A Jubileumi Ülésszakon elhangzó másik előadás.

IDŐOSZTÁSÚ ELŐFIZETŐI RÁDIÓBERENDEZÉS

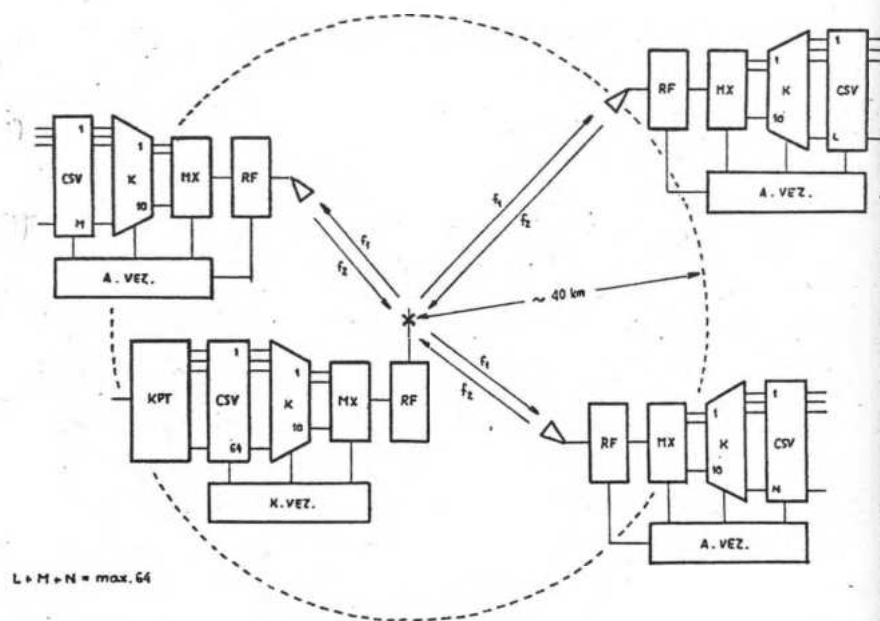
Battistig György

Napjainkban a távközlési hálózatok bővítésének és fejlesztésének egyik súlyponti feladata a vidéki előfizetői körzeteknek és elsősorban elhelyezkedő előfizetői csoportoknak az országos távbeszélő alaphálózathoz való kapcsolása. E hálózati igénynek egyik nagy osztályát azok az előfizetői körzetek és előfizetői csoportok képezik, melyek nem koncentrált területi elhelyezésűek és a közöttük megvalósuló forgalom is alacsony értékű. Ezen előfizetői csoportoknak az országos hálózat legközelebbi végközpontja előfizetői végződéseikhez való csatlakoztatása - így az országos alaphálózati szolgáltatásokhoz történő hozzáférésük biztosítása - gazdaságos és a területi elhelyezkedés topológiájához rugalmasan illeszthető átviteli hálózatrendszert, valamint az átviteli kapacitás hatékony kihasználását lehetővé tevő hálózati működést igényel.

Az országos távbeszélő alaphálózat helyi előfizetői végközpontja körül nagyobb kiterjedésű körzetben kis sűrűséggel elhelyezkedő és kis forgalmi terhelésű előfizetői csoportoknak a távközlési szolgáltatásokhoz történő bekapcsolására célszerű megoldásként vetődött fel több kutató-fejlesztő helyen a rádióhálózatok használata, s ezeken belül a forgalomkoncentrációnak és a kommunikációs csatornák könnyű előfizetői elérése módszerének alkalmazása [1, 2, 3, 4, 5, 6].

A rurális hálózatkiépítésekre világszerte fokozottan irányuló törekvések, a sürgető hazai vidéki hálózatfejlesztési szükségletek és a potenciális exportpiacokon valószínűsíthető hasonló igények indokolták az előbbiekből vázolt kiépítési struktúrákban alkalmazható és hatékonyan működtethető rádióhálózati rendszer hazai kidolgozásának előirányzását. A külföldi példákon megismert több lehetséges műszaki megoldás elemzése azt az eredményt adta, hogy a rurális rádióhálózat hazai megvalósítási koncepciójaként elsőrendűen az időosztás elvének alkalmazása, valamint az átviteli csatornák számát lényegesen meghaladó számú előfizetőnek az átviteli csatornához való szabad hozzáférése jelölhető ki [7].

A Távközlési Kutató Intézetben kidolgozás alatt lévő Időosztású Előfizetői Rádióberendezés (IER) elemkészletével létesíthető távközlési hálózatokban az elszórta elhelyezkedő és kisforgalmú előfizetői csoportok point-to-multipoint kiépítésű rádióhálózat segítségével és időosztásos szervezésű digitális távbeszélőcsatornákkal kapcsolhatók az országos távbeszélő alaphálózat helyi végközpontjához (1. ábra).



1. ábra: Az IER állomásaival létesíthető rádióhálózat.

A rendszer transzparens kapcsolatot létesít a helyi távbeszélő végközpont előfizetői végződése és az előfizetők távbeszélő készülékei között. A rugalmas forgalmi kihasználást, továbbá a létesítési és üzemviteli gazdaságosságot egyaránt szolgálja, hogy a berendezésszervezők tartalmazzák az előfizetői összeköttetések koncentrálásának, s így a rádiócsatornán tovább-

bitott trunkcsatornák megnövelt forgalmi hasznosításának a lehetőségét, valamint az átvitt beszédcsatornák mind központ-, mind előfizetői készülék-oldali jelzésillesztésének áramköreit. A rendszer trunkcsatornáin nincsenek hozzárendelve az egyes állomásokhoz, illetve előfizetőkhez, hanem központoldali, illetve előfizetői kezdeményezésre szabad hozzáférésű.

Az IER készülő változatában 10 forgalmi PCM csatornás alapsávi berendezéssel megvalósított trunkösszeköttetések max. 64 távbeszélő előfizető csatlakoztatható, mely előfizetők mindegyike szabadon hozzáférhet a 10 trunkcsatorna - nem foglalt - bármelyikéhez. A rádiókapcsolatokat az 1350-1525 MHz és 1550-1700 MHz frekvenciatartományokban működő adó-vevők biztosítják.

A távbeszélő végközpontnál elhelyezésre kerülő IER központi állomás rádió adója a 10 forgalmi PCM csatornás jelsorozattal besugározza az ellátandó területet, vevőjében pedig PCM jelsorozattá összegeződnek az IER állomásokról a digitális keret különböző időréseiben érkező csatornakódok. A 10 forgalmi PCM csatorna átviteli kapacitású rádióberendezés alapsávon a vezérelt koncentrátoron keresztül kapcsolódik a távbeszélőközpont - a vezérlés által kijelölt - előfizetői vonalaihoz.

A besugárzott körzeten belüli előfizetői csoportoknál elhelyezkedő IER állomások azonos frekvenciapáron működő adó-vevői ugyancsak a vezérlésbe bevont koncentrátorokkal csatlakoznak az előfizetőkhez. Rendszertechnikai sajátosság, hogy az állomások adói csak szakaszosan, a számukra a vezérlés által meghatározott időkeretekben működnek.

Ha a központi állomás felől hívás érkezik valamelyik távoli előfizető részére, vagy az előfizető kezdeményez hívást, úgy a hálózat vezérlőberendezése gondoskodik arról, hogy a kapcsolat - a rádióhálózat valamelyik szabad időkeretében - létrejöjjön. A távbeszélőközpont előfizetői csatlakozásainak az IER segítségével történő meghosszabbítása folyamatában az információkapcsolatok létrehozását, tartását és bontását, továbbá a vonalkoncentrációt és a trunkcsatorna-hozzáférést az IER központi- és állomásaiban egyaránt alkalmazott mikroprocesszoros vezérlő szervezi.

A point-to-multipoint struktúrájú rádióhálózatban az alállomás-központi állomás viszonylatú rádiókapcsolatoknak a különböző terjedési idejeit - melyek az eltérő hosszúságú rádiószakaszokból következnek - az IER alállomásokon késleltető áramkörök egyenlítik ki. Az IER központi állomás vevőjébe az alállomásokról eltérő amplitúdóval és fázissal érkező csatornakódoknak szabályos PCM jelsorozattá való alakítását az IER rádió adó-vevőinek alkalmasan megválasztott megoldása biztosítja.

Az alapfunkciójában leírt rádióhálózati megoldás előnyös vonásai a következőkben foglalhatók össze:

- frekvenciatakarékos, mivel egy frekvenciapár felhasználásával biztosítható az egy területen belüli több rádiókapcsolat,
- rádiókoncentrátort tartalmaz, vagyis a rádióhálózat átviteli kapacitásánál jelentősen nagyobb számú előfizetőt tud kiszolgálni,
- a vezérlés - a rádióhálózat trunkcsatornáihoz történő szabad hozzáféréssel - rugalmas és gazdaságos hálózati működést tesz lehetővé,
- a rádióhálózaton keresztül a távbeszélőközpont a távoli előfizetőket a közeliakkal azonosan kezeli, a távoli előfizetők pedig a közeliakkal megegyező szolgáltatásokkal rendelkeznek,
- a rádióhálózat gyorsan és gazdaságosan telepíthető.

Az Időosztású Előfizetői Rádióberendezés adó-vevőinek és sugárzóinak legfontosabb adatai:

Üzem mód	point-to-multipoint
Frekvenciasáv	1350-0525 MHz 1550-1700 MHz
Vivőfrekvenciák	2 MHz-enként
Adás-vétel távolsága	min. 49 MHz
Névleges átviteli sebesség	700 kbit/s
Moduláció	NRZ-FSK

Adóteljesítmény	2 W
Alállomási kapcsoló zárócsillapítása	60 dB
Vevő zajtényező	4 dB
Min. bemenőszint (BER=10 ⁻³)	-96 dB
Központi állomási körsugárzó nyereség	9 dB
Központi állomási szektor sugárzó nyereség	15 dB
Alállomási tölcse sugárzók nyereség	10-15-20 dB

Az Időosztású Előfizetői Rádióberendezés leglényegesebb rendszerparaméterei:

Rendszer állomásainak száma	1 központi állomás max. 64 alállomás
Forgalmi trunkcsatornák száma	10
Csatlakozó távbeszélő előfizetők száma	
- teljes rendszerre	max. 64
- központi állomásra	max. 64
- bármelyik alállomásra	max. 64
Előfizetők osztályozása	prioritással prioritás nélkül

Hivatkozások:

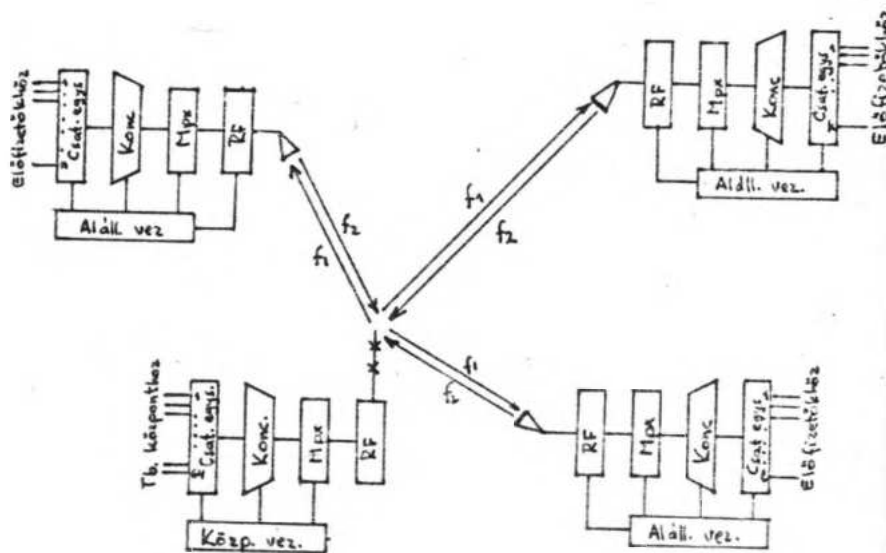
- [1] Italtel (Italy) katalógus:
Rural Radiotelephony System, RTR 102.
- [2] Farinon (Canada) katalógus:
Subscriber Radio for the 1,5 GHz Band.
- [3] SR Telecom (Canada) katalógus:
SR-1536 Subscriber Radio for the 1,5 GHz Band.
- [4] ITT-Bell (Antwerpen) katalógus:
Rural Radio Telephone System 2000.
- [5] Harris (USA, Canada) katalógus:
LRD-1500 Point-to-multipoint Radio System.
- [6] TRT (France) katalógus:
IRT-1500 Modular Rural Telephone System.
- [7] Időosztásos működésű előfizetői rádió távbeszélő berendezés rendszerterve. TKI intézeti tanulmány, 1980.

LEHETŐSÉGEK AZ IDŐSZTÁSU ELŐFIZETŐI RÁDIÓBERENDEZÉS KAPACITÁSÁNAK ÉS HATÓTÁVOLSÁGÁNAK NÖVELÉSÉRE

Róna Péter

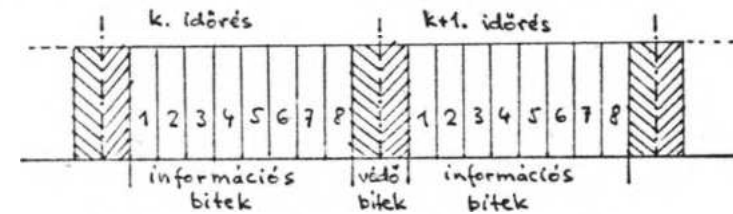
Az időosztású Előfizetői Rádióberendezés az 1,5 GHz-es sávban működő, 64 előfizetőt 10 forgalmi csatornán kiszolgáló pont-több pont közötti rádiórendszer. Általános felépítését és működését korábban ismertettük [1, 2]. Az alább következő megfontolások szempontjából a rendszer legfontosabb tulajdonságai a következők:

- a rendszer egy központi és több alállomásból áll, a központi állomás a távbeszélő központ előfizetői végződéséhez, az alállomások az előfizetői készülékekhez csatlakoznak /1. ábra/;



1. ábra - Időosztású Előfizetői Rádióberendezés általános elrendezése

- a központi és az alállomások között az információcsere 10+1 csatornás PCM keretszervezésű, a 10 forgalmi csatornát /időrést/ a központi állomási vezérlő az előfizetőkhez a mindenkor forgalmi igények szerint rendeli hozzá;
- egyidejűleg csak egy alállomás ad: valamely előfizetőhöz rendelt időrésben a szóbanforgó előfizetőhöz csatlakozó alállomás. Az alállomások adását úgy időzíttük, hogy a központi állomáson az egymás utáni időrések szabályos 10+1 csatornás PCM keretté álljanak össze;
- a különböző alállomásokról érkező jelek a központi állomás helyén véletlen amplitudójúak és fázisúak, ezért az információt frekvencia-modulációval visszük át. Az időrések határán fellépő fázisugrások hatása ellen védőbiteket iktatunk be /2. ábra/, így az alállomás-központi állomás irányban a vonali jelsebesség 880 kbit/s;



2. ábra - Védőbitek beiktatása a vonali jelfolyamba

- a központi állomáson a vett jel regenerálására az adóoldali órajel-et használjuk. Korábbi vizsgálataink szerint [2] kb ± 100 ns /kb 1/12 bit/ fázishiba eléréséig az átviteli minőség nem romlik észrevehetően, vagyis az alállomási adást ilyen pontossággal kell időzíteni.

Az alállomási jelek időzítését az alállomásokon elhelyezett késleltetők végzik: ezek az alállomás válaszüdejét annyival növelik, hogy látszólagos távolságuk a központi állomástól 40 km legyen. A legközelebbi alállomást 2 km távolságúnak feltételezve ez 250 μ s /kb.200 bit/ átfogású késleltetőt kíván.

A késleltetőkkel elvileg tetszőleges pontosságú időzítés valósítható meg. A valóságban azonban az állomások közti terjedési idő a légkör meteorológiai állapotától függően változik, és ez szükségképpen időzírtési hibához vezet. Az időzírtési hiba és ezen keresztül az okozott minőségromlás korrekt statisztikai értékeléséhez a meteorológiai adatok feldolgozása folyamatban van; a várható eredmény nagyságrendjéről azonban jó tájékoztatást nyújtanak a CCIR Rep 563-2 adatai [3], amely szerint mérsékelt égövi viszonyok között a légköri törésmutató max. változása mintegy 80 N-egység, ami 2x40 km maximális állomástávolságon a terjedési idő kb 20 ns-os változásához vezet. A Posta Kísérleti Intézet magyarországi meteorológiai adatokon alapuló vizsgálatai [4] ennél is kisebb ingadozást sejtetnek. Ezekkel az adatokkal összhangban van az előfizetői rádióberendezés kísérleti összeköttetésén - a TKI, a PKI és a gödöllői Mikrohullámú Állomás között - szerzett saját tapasztalatunk: a vizsgálat néhány hónapos időtartama alatt oszcilloszkópon érzékelhető időeltolódást nem tapasztaltunk. /Megjegyezzük, hogy ez idő alatt más, az időosztású működést zavaró hullámterjedési jelenséget sem tapasztaltunk./

A megengedhető és a valóságban várható terjedési idő ingadozás összehasonlítása azt mutatja, hogy az időzírtési hibák tekintetében a rendszer jelentős tartalékkal rendelkezik. Ez a tartalék két irányban használható fel a szolgáltatások bővítésére.

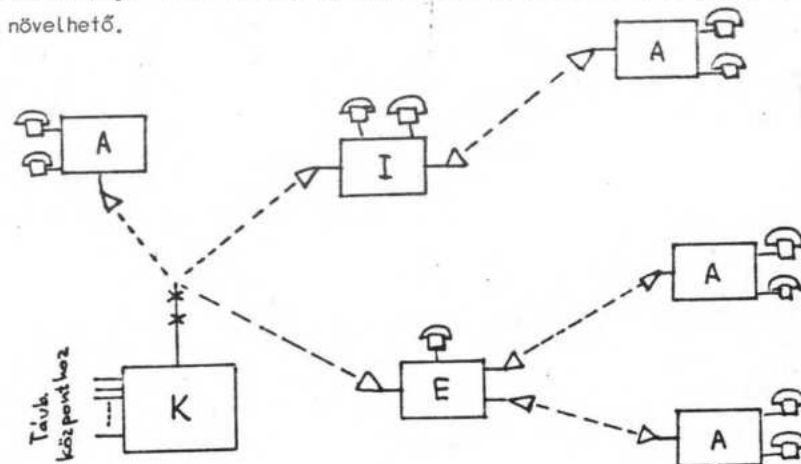
Az egyik lehetőség a hatótávolság növelése. Így pl. 120 km-es központ-állomás távolságon az ingadozás kb. 60 ns, amely még mindig a rendszer által megtűrhetőn belül marad.

A másik lehetőség a forgalmi csatornák és ezzel együtt a kiszolgálható előfizetők számának növelése. Így pl. 15+1 ill. 30+2 csatornás összeköttetésen a bitidő /kerékírtve/ 780 ill. 390 ns, ennek megfelelően a tolerálható fázishiba 70 ill. 35 ns körüli, vagyis 20 ns-nál biztosan nagyobb. /Természetesen nincs akadálya a két lehetőség kombinálásának sem: pl 15+1 csatornás átvitel mellett a hatótávolság biztonságosan 80 km-re növelhető./

Energetikai megfontolások alapján alapján az IER egy rádiószakaszának max. hossza kb. 40 km. Ennél nagyobb távolság ismétlőállomások útján realizálható.

Nem regeneráló ismétlőállomások esetén az egyes rádiószakaszokon fellépő terjedési idő változások összegződnek és így a fenti megfontolások minden további nélkül érvényesek.

Más a helyzet regeneráló ismétlés esetén. Regenerálásra szükségképpen sor kell, hogy kerüljön, ha az ismétlőállomáshoz is tartozik előfizető, vagy - ami ebből a szempontból ugyanaz - az ismétlőállomás elágazó állomás is /3. ábra/. Az ismétlőállomás visszairányú vevője a központi állomási vevőhöz hasonlóan működik: a vett jeleket az oda-irányból kinyert órával regenerálja. Ebben az esetben az egymás utáni rádiószakaszok terjedési idő változásai /legalábbis első közelítésben/ nem összegződnek: regeneráló ismétlőállomások útján tehát a rendszer hatótávolsága szinte tetszőlegesen tovább növelhető.



3. ábra - Ismétlőállomásokkal bővített hálózat

- K - központi állomás
- A - alállomás
- I - ismétlőállomás, előfizetői csatlakozással vagy anélkül
- E - elágazó ismétlőállomás

Összefoglalva: az IER berendezés rádiós alrendszerével, szerzett eddigi tapasztalatok alapján reális lehetőség van arra, hogy a választott átviteli rendszert 10-nél több forgalmi csatornával és 40 km-nél nagyobb távolságon is alkalmazzuk. Meg kell természetesen jegyezni, hogy ezek a szolgáltatások nem adódnak automatikusan: a folyamatban levő berendezésfejlesztésen túlmenő fejlesztési feladatot jelentenek. Ezek programbavételéről a berendezés 1986 évre tervezett - remélhetőleg sikeres - üzempróbája után kerülhet sor.

Hivatkozások:

- 1: Battistig Gy., Marczy A., Róna P.: Időosztású Előfizetői Rádióberendezés szolgáltatásai és felépítése. Mikrohullámú Szeminárium közleményei, Budapest 1985. január 15-16, 7-11. old.
- 2: Benedek A., Róna P.: Időosztású Előfizetői Rádióberendezés rádiótechnikai problémái. Mikrohullámú Szeminárium közleményei, Budapest, 1985. január 15-16, 61-64. old.
- 3: CCIR Report 563-2. Radiometeorological data. XVth Plenary Assembly, Geneva, 1982. pp. 96-123.
- 4: Czigány S., Kántor Cs.: A törésmutató gradiens és az inverziós rétegek kialakulása a troposzféra földfelszín közeli rétegeiben az interferencia szempontjából. Posta Kísérleti Intézet közleményei, 32. kötet, Budapest 1984. 141-160. old.

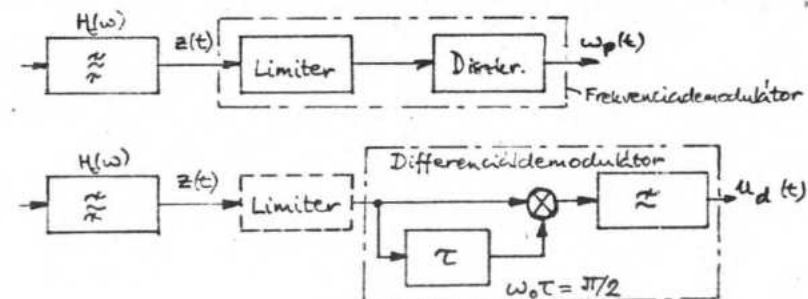
DIGITÁLIS FREKVENCIA Moduláció NEM KOHERENS VÉTELI ELJÁRÁSAI

Benedek Andor

A digitális frekvenciamoduláció a rádiós távközlés több területén is egyre nagyobb szerephez jut, így pl. a mozgó hírközlésben /TFM, GMSK eljárások/, vagy a különböző célú frekvenciaugratásos /FH/ kiterjesztett spektrumú rendszerekben. Az Intézetben fejlesztés alatt álló kiskapacitású mikrohullámú rádióberendezések is FSK-t alkalmaznak, elsősorban annak kedvező spektrális és torzítástűrő tulajdonságai és egyszerű megvalósíthatósága miatt. Mivel az adott esetben vételre koherens demoduláció nem jön szóba, meg kellett vizsgálnunk különböző inkoherens vételi eljárások hatékonyságát.

Folytonos fázisú frekvenciamodulált jel vételére a klasszikus frekvenciademodulátor, a DCPSK-vételnél alkalmazott differenciáldemodulátor és az ortogonális jelek esetén optimális, két szűrőből álló inkoherens FSK-demodulátor egyaránt használható. Valamennyiük közös tulajdonsága, hogy a döntés helyén a vevő bemenő jelének és zajának nemlineáris keveréke van jelen. Emiatt a koherens /lineáris/ rendszerek ismert optimalizálási eljárásai és azok eredményei nem alkalmazhatók, analízis céljára azonban jól használható formulák vezethetők le.

Az analízis gondolatmenetét és eredményeit [1.] alapján az 1. ábrán látható frekvenciademodulátor és differenciáldemodulátor példáján szemléltetjük.



1. ábra

Az egyes demodulátorok kimenő jelei a vivőfrekvenciás szűrő z /t/ kimeneti komplex burkolójával a következőképpen fejezhetők ki:

$$\omega_p(t) = \frac{d}{dt} \text{Im} \ln z(t) = -\text{Re} \left\{ j \frac{\dot{z}(t) z^*(t)}{|z(t)|^2} \right\} \quad /1/$$

$$u_d(t) = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ j z(t) z^*(t-\tau) \right\} \quad \text{/limiter nélkül/} \quad /2a/$$

$$u_{de}(t) = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ j \frac{z(t) z^*(t-\tau)}{|z(t) z(t-\tau)|} \right\} \quad \text{/limiterrel/} \quad /2b/$$

A z /t/ komplex burkoló a modulált jel szűrésével előálló jelkomponens és a szűrt zaj komplex burkolójának összege. A döntés /1/ ill. /2/ előjele alapján történik, a hibavalószínűség tehát a $P(\omega_p < 0)$ és $P(u_d < 0)$ valószínűségek segítségével fejezhető ki. A /2a/ és /2b/ mennyiségeket összevetve látható, hogy a limiter a döntési paraméter előjelét nem változtatja meg, tehát a limitáció a hibavalószínűséget nem befolyásolja. Mivel $\tau \neq 0$ esetén a /2b/ jel éppen az /1/ pillanatnyi frekvenciához tart, ugyanezt állíthatjuk a frekvenciademodulátor esetére is. A $\text{Re} \left(\frac{z_1 + z_2}{2} \right) = \left| \frac{z_1 + z_2}{2} \right|^2 - \left| \frac{z_1 - z_2}{2} \right|^2$ azonosság segítségével az /1/ és /2/ kifejezések azonos alakra hozhatók, nevezetesen nem zérus várható értékű, komplex normális valószínűségi változók hermitikus kvadratikus alakjaként állíthatók elő. Ezen kvadratikus alak eloszlásának meghatározása után a keresett valószínűségekre a következő végformulák adódnak:

$$P(\omega_p < 0) = P(u_d < 0) = \frac{1}{2} [1 - Q(a, b) + Q(a, b)] - \frac{A}{2} e^{-\frac{a^2 + b^2}{2}} I_0(ab) \quad /3/$$

$$Q(a, b) = \int_0^\infty x e^{-\frac{a^2 + x^2}{2}} I_0(ax) dx,$$

$I_0(x)$ - a módosított elsőfajú nulladrendű Bessel-függvény,

$z_s(t) = R_s(t) e^{j\theta_s(t)}$ - a szűrt jel komplex burkolója,

$B = \int_0^\infty |H_c(\omega)|^2 d\omega$ - a vevőszűrő zajsávszélessége, és

a frekvenciademodulátor esetén:

$$\frac{a^2}{b^2} = \frac{R_s^2}{4N_0 B} \left[\left(\frac{R_s}{R_s f_2} \right)^2 + \left(1 \mp \frac{\dot{\theta}_s}{f_2} \right)^2 \right]; \quad A = \frac{f_1}{f_2}$$

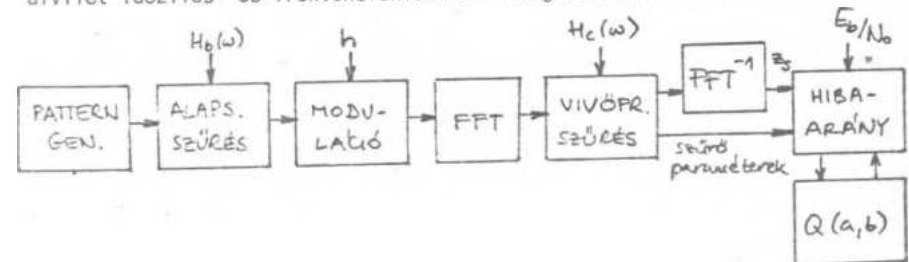
$$f_1 = \frac{1}{B} \int_0^\infty (\omega - \omega_0) |H_c(\omega)|^2 d\omega; \quad f_2 = \frac{1}{B} \int_0^\infty (\omega - \omega_0)^2 |H_c(\omega)|^2 d\omega;$$

a differenciáldemodulátor esetén:

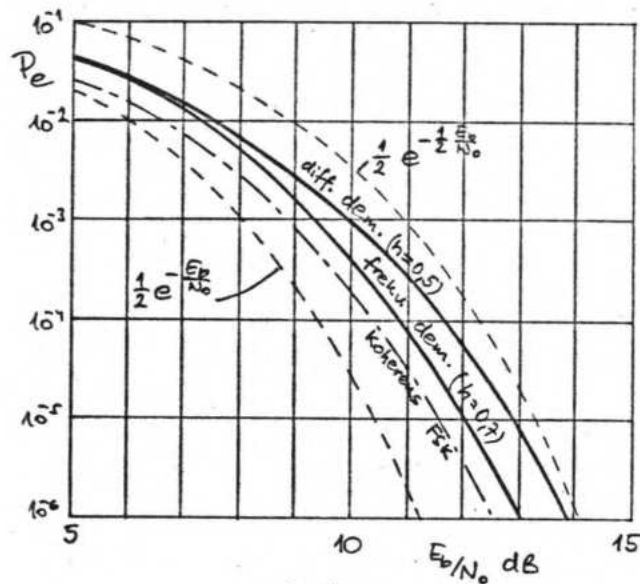
$$\frac{a^2}{b^2} = \frac{1}{4N_0 B (1 - \rho_s^2)} \left\{ R_s^2(t) + R_s^2(t-\tau) + 2\rho_s \text{Re} [z_s(t) z_s^*(t-\tau)] \right. \\ \left. \pm 2\sqrt{1 - \rho_s^2} \text{Im} [z_s(t) z_s^*(t-\tau)] \right\},$$

$$A = \frac{\rho_c}{\sqrt{1 - \rho_s^2}}; \quad \rho(\tau) = \rho_c + j\rho_s = \frac{1}{jB} \int_0^\infty |H_c(\omega)|^2 e^{j(\omega - \omega_0)\tau} d\omega$$

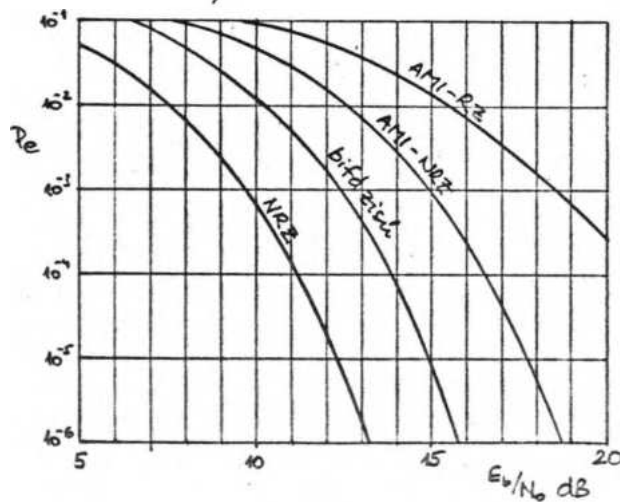
A /3/ kifejezés közvetlen következtetések levonására nem használható, ugyanakkor pontos és jól programozható. Az ennek alapján írt számítógép-program - melynek menetét a 2. ábrán szemléltettük - a rendszer- és berendezéstervezés különböző fázisaiban igen hasznos eszköznnek bizonyult. Az alkalmazások sokrétűségére mutatnak példákat a 3. - 6. ábrák: különböző demodulátorstruktúrák hatékonyságának összehasonlítása /3. ábra/, különböző alapsávi kódolású jelek átviteli jellemzőinek összehasonlítása /4. ábra/, NRZ-FSK átvitel időzítési- és frekvenciahibáinak vizsgálata /5. és 6. ábra/.



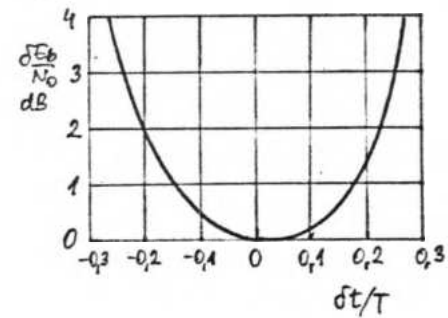
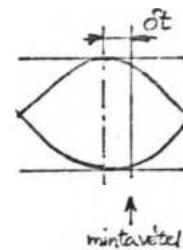
2. ábra



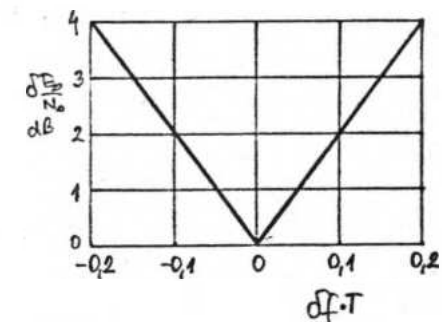
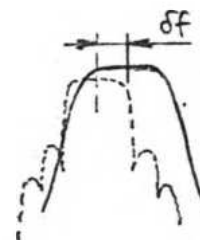
3. ábra



4. ábra



5. ábra



6. ábra

Hivatkozás:

Stein, S.: Unified Analysis of Certain Coherent and Noncoherent Binary Communications Systems, IEEE Transactions on Information Theory, 1964. jan. pp. 43-51.

MŰHOLDAS SCPC TÁVBESZÉLŐ ÖSSZEKÖTTETÉSEK
ALKALMAZÁSA INHOMOGÉN RENDSZEREKBE

Pribelszky György

Az előadás egyedi-beszédcsatornás /SCPC/ távbeszélő összeköttetések optimális vivő-frekvencia-kiosztását vizsgálja műholdas inhomogén rendszerekben, az SCPC távbeszélőjel-továbbítás létesítésére alkalmas modulációs módszerek esetén, sávkorlátos és teljesítmény-korlátos fedélzeti retranszlátorban. Ezen kívül, áttekinti a kapott eredmények alkalmazását az "Interszputnyik" rendszerben, az "Intercsat" berendezés és más típusú távbeszélőcsatornaképző berendezések közös műhold-retranszlátorban való együttes üzemeltetése esetén.

Valamely SCPC rendszert homogénnek nevezünk akkor, ha: i/ az ugyanazon műhold-retranszlátorhoz csatlakozó földi állomások jósági tényezője - G/T értéke - azonos, ii/ a jelfeldolgozási és jeltovábbítási módszer minden vivőhullámra nézve azonos és iii/ a vivő-frekvencia-kiosztás egyenletes /a vivőhullámok közötti frekvencia-távolság azonos/.

Ha a fenti feltételek /i, ii és iii/ közül egy, vagy több, vagy egyik sem teljesül, akkor az SCPC rendszer inhomogén.

A műholdas hírközlő rendszerek megjelenésének időszakában /az 1960-as évek közepén/ nagy jósági tényezőjű - G/T = 41 dB - földi állomások alkalmazására volt szükség. Ennek okait itt nem részletezzük. A műholdas hírközlő rendszerek gyorsütemű fejlődésének következtében azonban az 1970-es évek közepén már lehetőség nyílt a hírközlési műholdakról sugárzott teljesítmény /fedélzeti EIRP érték/ növelésére, továbbá hatásosabb jelfeldolgozási-jeltovábbítási módszerek alkalmazására és ennek következtében a földi állomások jósági tényezőjének jelentős csökkentésére /G/T = 31 dB/. A földi állomások jósági tényezőjének csökkentése a földi állomások antenna méreteinek és ennek következtében költségeinek csökkenését vonja maga után. Ettől kezdve lehetővé vált - a hírközlési műholdak hatásosabb kihasználása érdekében - olyan műholdas hírközlő hálózatok létesítése, amelyekben ugyanazon műhold retranszlátorhoz különböző jósági tényezőjű földi állomások csatlakozhatnak. Ha az ugyanazon műhold-retranszlátorhoz csatlakozó földi állomások jósági tényezője különböző, akkor, SCPC rendszerekben, az egy-vivőhullámra-eső fedélzeti EIRP értéket a legkisebb földi-állomás-jósági-tényező határozza meg. Ebben az esetben a vivőhullámok EIRP értékét úgy kell szabályozni, hogy az átviteli minőség jellemzői a különböző jósági tényezőjű földi állomásokon azonosak legyenek, aminek következtében a műhold-retranszlátor által továbbítandó vivőhullámok szintje különböző lesz. Tipikus példa a különböző jósági tényezőjű földi állomásokból álló SCPC távbeszélő hálózatra az, amikor az egymástól különböző földi-állomás-jósági-tényezők száma kettő. Ennek egyik szélső esete, amikor a két jósági tényező jelentősen különbözik /pl. 41 dB és 31 dB/, a másik pedig az, amikor a két jósági tényező csak jelentéktelenül különbözik /pl. 31 dB és 29 dB/.

Ebben az előadásban csak a műholdas inhomogén SCPC rendszerek vizsgálatára szorítkozunk, mivel a homogén SCPC rendszerek esetét a jelen előadás szerzője a harmadik Mikrohullámu Szemináriumon tartott előadásában tárgyalta /Mikrohullámu Szeminárium Közleményei, Budapest, 1985. január 15-16, pp. 109-112/.

A műholdas SCPC-FDMA távbeszélő összeköttetések létesítésére alkalmas jelfeldolgozási és jeltovábbítási módszereket tekintve, az alábbiak terjedtek széleskörűen a gyakorlatban: a/ az optimális preemfazist és szótag-kompondort, továbbá csökkentett küszöbértékű demodulátort alkalmazó analóg frekvencia moduláció /FM/, b/ a digitális-meredekség-vezérlésű adaptív delta-moduláció, két-állapotú vagy négy-állapotú digitális differenciál fázis modulációval, 32 kbit/s jeltovábbítási sebességgel és koherens detekcióval /DCADM-DBPSK vagy DCADM-DQPSK/ és c/ a hét-bit-es kódszavakat alkalmazó impulzus kódmoduláció, négy-állapotú digitális fázis modulációval, 64 kbit/s jeltovábbítási sebességgel és koherens detekcióval /PCM-QPSK/.

Mivel az Intézetben kidolgozás alatt álló "Interscat" távbeszélőcsatornaképző berendezésben a PCM-QPSK és a DCADM-DBPSK rendszer alkalmazása van tervbevéve, továbbá mivel az "Interszputnyik" rendszerben a jelenlegi időszakban használatos "Gradinet-N" csatornaképző berendezés analóg FM rendszert alkalmaz, valamint tekintettel arra, hogy a jövőben az "Interszputnyik" rendszerben a "Gradient-N" és az "Interscat" berendezés azonos műhold-retranszlátorban való közös üzemeltetésére is sor kerülhet, a továbbiakban csak ezt a három jelfeldolgozási/jeltovábbítási módszert fogjuk figyelembe venni.

Műholdas hírközlő rendszerek fedélzeti retranszlátorainak leglényegesebb nemlineáris eszköze a fedélzeti kimeneti haladóhullámu erősítő. Mivel a műholdas hírközlés jelenlegi gyakorlatában a fedélzeti haladóhullámu erősítők legnagyobb része helix-típusú és ennek következtében szélessávú, továbbá mivel - a 6/4 GHz-es frekvenciatartományban működő műholdas hírközlő rendszerek esetén - egy-egy műhold-retranszlátor sáv szélessége legfeljebb 36 MHz, a helix-típusú fedélzeti kimeneti haladóhullámu erősítők - egy-egy műhold-retranszlátor frekvencia sávjában - sávhatalmolt, memória-mentes, "gyengén"-nemlineáris eszközöknek tekinthetők, melyeknek nemlinearitása az AM-AM kompresszióval /a bemenet-kimenet karakterisztika nemlinearitás következtében/ és az AM-PM konverzióval /a fázis-karakterisztikának a bemeneti szinttől való függése következtében/ jellemezhető.

Műholdas SCPC távbeszélő hálózatokban is, mint általában a műholdas hírközlő rendszerekben, a rendszer-tervezés és létesítés egyik legalapvetőbb célja és problémája a műhold-retranszlátor rendelkezésreálló sáv szélességének és adóteljesítményének egyidejű maximális kihasználása, továbbá a műhold-retranszlátorban keletkező intermodulációs zajok és zavarok /több-vivőhullám-hozzáférési műhold-retranszlátor esetén a vivőhullámok közötti interferencia/ minimalizálása.

Abban az esetben, ha a műholdas SCPC-FDMA távbeszélő hálózat formája olyan, hogy a műhold-retranszlátor rendelkezésreálló sáv szélességét és adó-teljesítményét nem hasznosítja maximális mértékben /van szabad kapacitás, ill. sáv szélesség- és adóteljesítmény-tartalék/, akkor lehetőség van arra, hogy ugyanazon műhold-retranszlátorban az SCPC-FDMA vívóhullámokkal együtt más információ is továbbítsunk: pl. más típusú távbeszélőcsatornaképző berendezések vívóhullámát, több-távbeszélőjel-hozzáférsé vívóhullámokat, TV-műsort, stb. Ebben az esetben az alapvető kérdés a műhold-retranszlátorban olyan frekvencia-kiosztás létesítése, amely a vívóhullámok közötti lineáris- és nemlineáris-interferencia szintjét minimalizálja. Az előadásban csak a különböző típusú távbeszélőcsatornaképző berendezések ugyanazon műhold-retranszlátorban való közös üzemeltetését vizsgáljuk.

Egyenletes vívóhullám-kiosztást alkalmazó SCPC-FDMA rendszerek esetén elméletileg kimutatható, az üzemből lévő műholdas hírközlő rendszereken szerzett tapasztalatok alapján pedig igazolható az alábbiak: 1/ Sávhatárolt, memóriamentes, "gyenge"-nemlinearitás esetén csak a harmad- és az ötöd-rendű intermodulációs termékek dominálnak, 2/ Egyenletes vívóhullám-kiosztás esetén mind a harmad- mind az ötöd-rendű termékek maximális száma az SCPC-FDMA vívóhullámok által elfoglalt sáv közepére esik, 3/ Ha a műhold-retranszlátorban továbbított vívóhullámok száma N és N nagy, akkor a sáv közepére eső haramdrendű termékek száma $(3N^2/16)$, a sáv közepére eső ötödrendű termékek száma pedig $(11N^2/4608)$. Ennek következtében a sáv közepére eső intermodulációs teljesítmény az alábbi összefüggésből határozható meg:

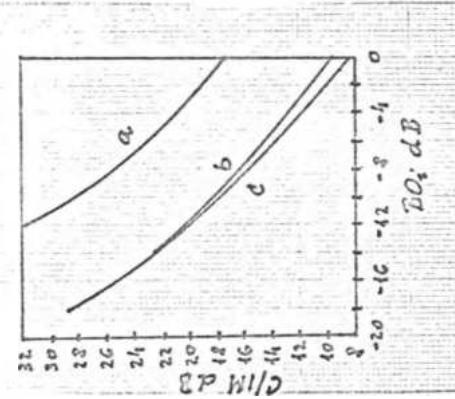
$$|IM_T|^2 = \frac{3N^2}{16} |IM_3|^2 + \frac{115N^2}{4608} |IM_5|^2 \quad /1/$$

ahol: N a műhold-retranszlátor által továbbított vívóhullámok száma, IM_T az eredő intermodulációs termékek amplitúdója, IM_3 a harmadrendű termékek amplitúdója, IM_5 pedig az ötödrendű termékek amplitúdója.

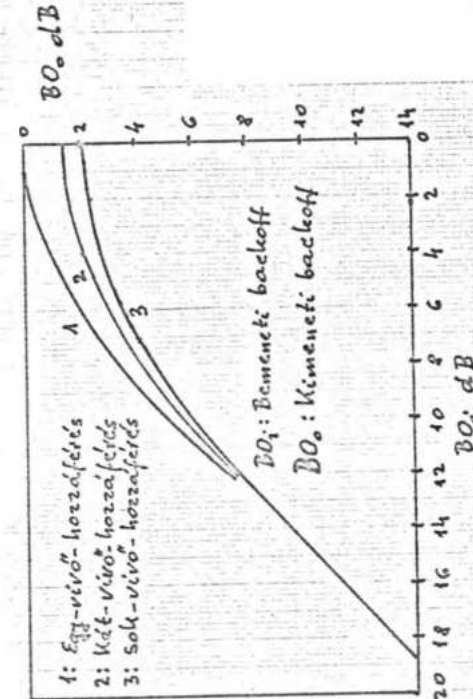
Tipikus fedélzeti haladóhullámu erősítő karakterisztikákat, egyes több-vívóhullám-hozzáférsés esetén az 1. ábra szemléltet. Az 1. ábrán vázolt bemenet/kimenet karakterisztikához tartozó vívó/intermoduláció teljesítmény viszonyokat a 2. ábra mutat.

Kimutatható, hogy olyan inhomogén SCPC-FDMA rendszerben, amelyben az egymástól különböző földi állomás jósági tényezők száma kettő, optimális /minimális intermodulációs zajokat eredményező/ frekvencia-kiosztást akkor kapunk, ha a vívóhullámok közötti frekvencia-távolság azonos és a fedélzeti-retranszlátorban a nagyszintű és a kisszintű vívóhullámok váltakozva követik egymást. Ilyen frekvencia-kiosztást a 3. ábra szemléltet.

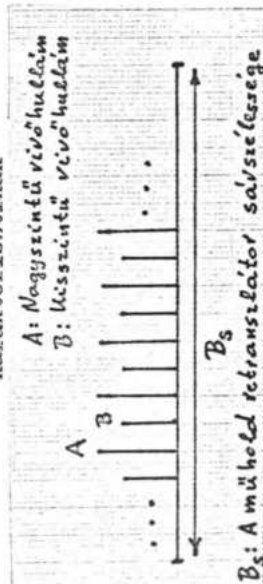
Az inhomogén SCPC rendszerekre vonatkozó kutatásaink eredményei az "Intercsat" berendezés kidolgozásánál, annak az "Interszputnyik" rendszerben való alkalmazásainál, továbbá az "Intercsat" berendezésnek más csatornaképző berendezésekkel való közös üzemeltetésénél hasznosíthatók.



3. ábra: Vívó/intermoduláció
a: vívó/ötöd-rendű termékek
b: vívó/harmad-rendű termékek
c: vívó/eredő-intermoduláció
C/IM: vívó/intermoduláció
BO₁: Bemeneti backoff



1. ábra: Bemenet/kimenet karakterisztikák



3. ábra: optimális frekvencia-kiosztás

PCM KAPCSOLÓFOKOZAT SZINKRON MŰKÖDÉSŰ TARTALÉKOLT
VEZÉRLŐEGYSÉGGEL

Csapodi Csaba, Hutter Ottó

1. Bevezetés

A hazai távbeszélőközpontok bővítésére szolgáló egyik perspektivikus megoldás a meglévő crossbar központokhoz csatlakoztatható, kihelyezhető, PCM alapú előfizetői kapcsolófokozat, a PRS. A rendszer 1000 előfizetőnként külön multi-mikroprocesszoros vezérlő rendszerrel rendelkezik, amely az 1. ábra szerinti felépítésben szereplő berendezések vezérlését látja el. A központi vezérlőegység (CC) és a digitális kapcsolófokozat (CS) együtt alkotja a PRC berendezést. Az előfizetői vonalak PCM nyálábra történő koncentrálását a PRT előfizetői végberendezések, az ARF központhoz való illesztést a PRA trónkvonal illesztő berendezések látják el. A rendszer működésére vonatkozóan több publikáció is rendelkezésre áll /1, 2/.

A rendszer megbízhatóságának növelése érdekében a központi vezérlőegységet duplikáltuk (CC-A és CC-B) oly módon, hogy az aktív és a tartalék vezérlő párhuzamosan, egymástól függetlenül dolgozza fel mind az előfizetői, mind a trónkvonalak felől érkező jelzéseket. A feldolgozás eredményét nem gépi utasításszinten, hanem a kapcsolófokozatnak (CS) kiadott kapcsolási utasítások szintjén hasonlítja össze.

2. A szinkron működés modellje

A szinkron működés alatt olyan üzemmódot értünk, ahol a CC-A és CC-B vezérlőegység a kívülről érkező jelzések hatására egymással teljesen azonos programot hajt végre a közös órajel ütemében. Ily módon azonos vezérlőjeleket dolgoznak ki, de csak az "aktív" jelzései jutnak el a perifériákhoz (PRT, PRA, társ - PRC, AM üzemviteli és fenntartási egység). A "tartalék"

működése csak ellenőrzési célokra szolgál, valamint a zökkenőmentes átkapcsolást teszi lehetővé.

Ehhez nem elegendő a processzorok közös órajelből történő működtetése, hanem biztosítani kell azt is, hogy az összes külső jelzés is teljesen szinkron és azonos sorrendben érkezzen mindkét vezérlőbe. A szinkron működés modelljét a 2. ábra mutatja be. A CC-A és CC-B vezérlő szinkron órajelellátását a CS kapcsolófokozat órajel generátora biztosítja (4 MHz, valamint a TMS multikeret fázisjel). A PRT, PRC és PRA berendezésektől érkező jelzéseket a mindkét vezérlőben lévő jelzésvevők, 2 Mb/s szinkron vonalakon, egyidőben kapják meg. Ezek feldolgozását a jelzésvevők processzorai szintén a közös órajel ütemében végzik, aminek eredményét egyidőben továbbítják a μ P-2 hívásfeldolgozó processzorok felé. Ugyancsak szinkron érkeznek a PRT, PRC és PRA berendezések felől az ALARM 1 jelzések.

A PRC berendezésben fellépő ALARM 2 jelek feldolgozását és a karbantartási feladatok ellátását végző két μ P-1 processzor szintén azonos hibajelzéseket kap. Kivételt képeznek a vezérlőegységek tápegységhiba (PE) valamint watech-dog hiba (WD) jelzései, amelyek természetesen közvetlen mono-üzemmódra való átállást indítanak meg. A szinkron működés során a 2 vezérlő közötti processzorközi buszon (SIPB) jelzésátvitel nem történik.

3. A kezdeti indítás (felszinkronizálás) folyamata

A bekapcsolás utáni ún. "hideg" indítás a CC-A és CC-B vezérlők "Reset" gombjaival történik egymástól függetlenül, amelynek hatására mindkét vezérlő teljesen azonos állapotba kerül. Végrehajtják az alapvető önteszteket, amelynek eredményéről egymást kölcsönösen értesítik az SIPB-n keresztül. Sikeres öntesztek esetén mindkét vezérlőbetét várakozási állapotba kerül, és lehetőség van a szinkron üzemmód létrehozására. Az inicializálás mindig úgy történik meg, hogy a CC-A veszi fel az "aktív" és a CC-B a "tartalék" állapotot. Maga a felszinkronizálás hand-shake elven történik. Külön hardware

elemek felhasználása nélkül időzített indítást biztosítunk a két vezérlőben az azonos időben érkező multikeret fázisjel (TMS) felhasználásával, amely "software reset" jelként is szolgál ebben az esetben. Mivel a μP nem tud különbséget tenni kétféle "reset" jel között, ezért a "hardware reset" alaphelyzetbe állít egy tárolót, amelyet az önteszt lefutása esetén software úton billentünk át a másik állapotába. Bármelyik "reset" hatására a processzor első lépésben megvizsgálja ezen tároló állapotát és innen tudja megállapítani, hogy öntesztet kell-e elindítani vagy a szinkron üzemmód kezdetét jelenti-e. A szinkron üzemmód felvételéről mindkét vezérlő üzenetet generál a kezelőpult felé, de csak az "aktív" vezérlő üzenete jut el ténylegesen.

4. A szinkronfutás ellenőrzése

A kapcsolófokozat felé kiadott utasítások érvényesítése szinkron-azonosságának ellenőrzésével történik. A két vezérlő által kiadott kapcsolási utasítások összehasonlítását a CS komparátora végzi. Amennyiben a két vezérlőtől érkező utasítás azonos, akkor azt végrehajtja, és a végrehajtott kapcsolás adatait valamint egy nyugtát küld vissza mindkét vezérlő felé. Amennyiben a két vezérlőtől érkező utasítás eltérő, akkor nem hajtja végre az utasítást, és mindkét vezérlő felé visszaküldi a két irányból kapott vezérlő utasítást valamint egy a hibára utaló nyugtát. Meghatározott számú eltérés esetén a vezérlők riasztási állapotba kerülnek, és megpróbálják automatikusan helyreállítani a szinkronizmust. Amennyiben ez nem sikerül, akkor a jónak tekintett vezérlőegység mono-üzemmódban folytatja a működését, és riasztási jelzést küld a kezelőpult felé.

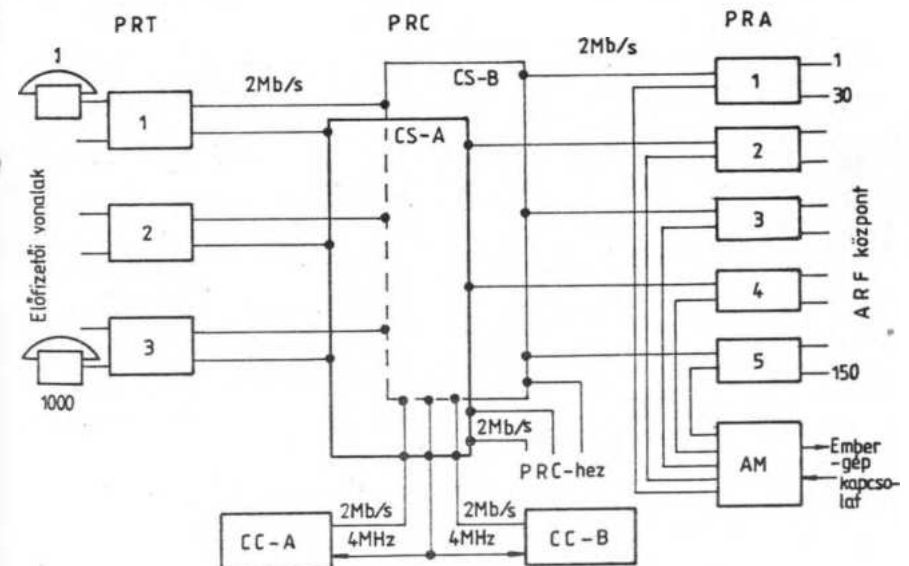
5. Szinkronizálás üzemmódban

A meghibásodott vezérlőegység hibájának kijavítása után szükség van arra, hogy ez felvegye a működésben lévő vezérlő mindenkori állapotát. Ez a "meleg" indítás abban tér el a

"hideg" indítástól, hogy előtte rövid időre be kell fagyasztni a működő egység működését és biztosítani kell a memóriák és processzorok azonos állapotba hozását. Ezen műveletre olyan algoritmust dolgoztunk ki, amely biztosítja, hogy a befagyasztás során lényeges külső jelzés ne vesszen el.

Irodalom

1. Blum, E. - Hutter, O.: Microcomputers in a distributed digital subscriber switching system. Proc. of the 3rd Symposium on microcomputer and mikro-processor application. 1983. Budapest, 658-668. old.
2. Csapodi, Cs. - Kóczy, T.L. - Dr.Seres, P.: On the fault tolerant design of a Remote PCM Switching System. U.o.: 678-691. oldal.



1. ábra: A PRS rendszer felépítése.

lósítja meg az alábbi aktivizálás során.

M1. $N/v, s/ := \emptyset$, $R/v/ := 0$, $H/v, s/ := 0$, $\forall v, s$ -re.

M2. $v=1, \dots, n$ -re ha $R/v/ = 0$,

M2.1. $DEFN/v/$.

M2.2. $R/v/ := 1$.

A $DEFN/v/$ algoritmus az alábbi.

1. $N/v, \hat{s}/ := N/v, \hat{s}/ U S/v, s/$, $\forall s$ -re, ahol $S/v, s/$ a v -t az s jelzés hatására követő S-típusú szögpontok halmaza.

2. $Q := 1$.

3. $\forall s$ jelzésre, amely a folyamatot v -ből az x D-típusú szögpontba viszi

3.1. ha $H/v, s/ = 0$ és $R/x/ = 0$,

3.1.1. $H/v, s/ := 1$.

3.1.2. $DEFN/x/$.

3.1.3. $H/v, s/ := 0$.

3.2. Ha $R/x/ = 0$, $Q := 0$.

3.3. $N/v, \hat{s}/ := N/v, \hat{s}/ U N/x, 1/$.

4. $R/v/ := Q$.

A fenti algoritmusban $\hat{s} = s$, ha v S-típusú, egyébként $\hat{s} = 1$. A D-típusú szögpontok ilyen eliminálása után végezzük el a tényleges elemzést. Az átszámozás elkerülése végett feltételezzük, hogy a $v_1, \dots, v_n$ szögpontok eleve mind S-típusúak. Az elemzés során fokozatosan építjük fel az $ST/v_1, v_2/$ alsó-háromszög mátrixot, amely jelzi, hogy a v_1, v_2 állapotok egyidejűleg előfordulhatnak-e. Ez nyilván csak akkor lehetséges, ha különböző folyamathoz tartoznak. Mihelyt egy új $/v_1, v_2/$ elempárról kiderül, hogy lehetséges egyidejűség, egy új megvizsgálandó szituáció keletkezik és ezért a $/v_1, v_2/$ elempárt felvesszük a T feladatsorba /„FELVÉTEL” művelet/. Az alábbi algoritmus ismertetésekor eleve feltételezzük, hogy ST első indexe nagyobb a másodikonál.

1. $ST/i, j/ := 0$, $i, j = 1, \dots, n$. T törlése.

2. $ST/i, j/ := 1$, $\forall v_i, v_j$ kezdőállapotra $i \neq j$. FELVÉTEL.

3. Ha T üres, készen vagyunk.

4. Vegyük ki T-ből a következő $/i, j/$ feladatelemet és

4.1. ha $ST/k, j/ = 1$, akkor $ST/k, i/ := 1$, $k = 1, \dots, n$. FELVÉTEL.

4.2. ha $ST/i, k/ = 1$, akkor $ST/j, k/ := 1$, $k = 1, \dots, n$. FELVÉTEL.

4.3. $\forall s$ jelzésre, amelyet a v_i állapotból kiinduló él

mentén küldünk olyan p folyamatnak, amelynek v_j állapota, $CHECK/s, i, j/$.

4.4. Az előzőhöz hasonlóan $CHECK/s, j, i/$.

4.5. Folytatás a 3. lépéstől.

A $CHECK/s, i, j/$ ellenőrző eljárás a következő.

C1. Ha az s jelzés a j állapotban nem várt, hibajelzés.

Egyébként

C2. $ST/i, k/ := 1$, $\forall v_k \in N/j, s/$ -re. FELVÉTEL.

Visszaléptetési hibakorrekción

A fentiekből is kitűnik, hogy a telefonközpont-folyamatok állapotai között szigorú megfeleltetésnek kell lennie. Elképzeltető, hogy ez a szinkron-kapcsolat felborul. Ennek okai az alábbiak lehetnek.

1. Nincs vett üzenet a folyamatokat összekapcsoló vonalon:

1.a. Hiba a fizikai kapcsolatban van.

1.b. A társfolyamat ellenőrizhetetlen környezete megbícsodott és a társfolyamat külső jelzésre vár.

1.c. Program- vagy géphiba.

1.d. Időkorlát túllépése /nemvárt túlterhelés/.

2. A vett jelzés kódszáma vagy adattartalma nemvárt:

2.a. Hiba a fizikai csatornán.

2.b. Programhiba az adatok kezelése során.

2.c. A társfolyamat nincs a megfelelő állapotban.

2.d. A tervezés során - a környezet nemdeterminisztikus viselkedése miatt - nem vehettük figyelembe a jelzést.

A hiba okának feltárása után szükséges a folyamatok állapotainak szinkronizmusát visszaállítani, miután a kommunikációs kapcsolat helyreállt. Ehhez szükséges a folyamatok állapotait visszaléptetni. Eközben invertálni kell a transzformációkat, amelyeket a gépi kapcsolókon és programjelzőkön hajtottunk végre. A visszaléptési lehetőségek meghatározásához az FG' -t használjuk fel. A módszer vázlatosan a következő.

1. Főállapotokra bontás. Az állapotok halmazát részalmazatokra bontjuk aszerint, hogy mely állapotok kapcsolódnak szorosan egymáshoz. Így FG' is részgráfokra bomlik. Ezeket a

részgráfokat egy-egy szögpontnak tekintve egy új gráfot képezünk, amelynek élei FG^* azon élei, amelyek a részhal-mazokat kötik össze. Az így kapott főállapotgráf /Main-state Graph, MG/ használható fel a visszalépések meghatározására. A felbontás például intervallumokra bontás módszerrel [3] történhet, de figyelembe vehetünk célfüggvényeket, hogy MG szögpontjainak és éleinek számaránya optimális legyen.

2. MG-ben meghatározzuk a lehetséges minimális visszalépést.
3. FG^* részgráfjainak meghatározzuk azon szögpontjait, amelyekbe legkedvezőbben lehet irányítani a visszalépéseket /például az intervallumok fejei/, azaz legjobban reprezentálják a főállapotokat /reprezentáns állapot/. Itt első sorban azt vesszük figyelembe, hogy a reprezentáns állapotba könnyen lehessen visszaléptetni a folyamatot, illetve onnan a részgráf minden szögpontja a részgráfon belül haladó úttal könnyen legyen elérhető. Továbbá lényeges, hogy a reprezentáns állapotnak megfelelő gépi kapcsolóállások és programjelzők könnyen legyenek átvihetők a részgráf többi szögpontjának megfelelő állásba.
4. Meghatározzuk a visszalépésekhez tartozó inverz transzformációkat a gépi kapcsolókon és programjelzőkön.
5. Meghatározzuk a társfolyamatok visszaléptetéséhez szükséges jelzéseket, amelyek segítségével elérhető, hogy a társfolyamatok is visszalépjenek a megfelelő állapotba és így az állapotok szinkronizmusa ismét helyreáll. Ez a módszer hasonló a jelzésanalizátor algoritmusához.

Hivatkozások

- [1] Functional Specification and Description Language /SDL/, CCITT VI.7. Recommendations Z.101.-Z.104.
- [2] Fehér I. - dr. Jakab Jné. - Kósa Zs.: SDL nyelv és fordítóprogram. Felhasználói leírás. TKI tanulmány, 1984.
- [3] Matthew S. Hecht: Flow Analysis of Computer Programs. Programming Language Series. Thomas E. Cheatham, Editor.

KISKAPACITÁSÚ SZINTETIZÁTOROS RÁDIÓRELÉ BERENDEZÉS

Dr. Rákosi Ferenc, Dr. Herpy Miklós, Tóth Tamás, Várady Szabó Mihály

Távközlési Kutató Intézet,

Denk Attila, Faix István, Móder István, Szakács Péter
ORION Rádió és Villamossági V.

1. Bevezetés

Napjaink egyik alapvető hírközléstechnikai feladata a vidéki körzetek és kis települések bekapcsolása az országos távbeszélő hálózatba. Jelentkeznek olyan feladatok is, amikor üzembiztos telenné vált hálózati részek gyors helyettesítésére, vagy esetenkénti ideiglenes hírközlési igények kielégítésére van szükség. Az ilyen jellegű feladatok legegyszerűbb és leggazdaságosabb megoldását a viszonylag kiskapacitású /3-24 távbeszélő csatornás/ kis fogyasztású és súlyú, zárt-téri elhelyezést nem igénylő, szabad frekvenciabeállítású mikrohullámú rádiórelé berendezések jelentik. Ezt az igényt felismerve, fejlesztett ki a Távközlési Kutató Intézet és az ORION együttműködő kutatócsoportja egy kiskapacitású, konténeres mikrohullámú rádiórelé rendszert.

Maga a rádiórelé rendszer három fő részből áll. A könnyű és gyorsan telepíthető kisméretű műanyag parabola antennából, a mikrohullámú adóvevőt tartalmazó rádiókonténerből és az alapsávi multiplexet, valamint a szolgálati és segédberendezéseket magában foglaló földi keretből. A rendszernek ez utóbbi részét az ORION szakemberei fejlesztették ki.

Előadásunkban a kiskapacitású rádiórelé rendszer mikrohullámú adóvevő berendezésének fejlesztési eredményeiről számolunk be. Ismertetjük a berendezés rendszerjellemzőit, felépítését, konstrukcióját és típusvizsgálatának eredményeit.

2. A mikrohullámú adóvevő jellemzői

A félméteres antennához csatlakoztatott adóvevővel a 8 GHz-es sávban maximálisan 20 km állomástávolság mellett egy duplex rádiócsatorna létesíthető. Az adás és vétel a 7995-8285 MHz-es frekvenciasáv két 100-100 MHz-es sávjába eső frekvencián törté-

nik oly módon, hogy az adó és vevő frekvenciák távolsága mindig 180 MHz. Sávonként 200-200 adófrekvencia választható, melyet a földi kereten lévő számtárcsával elektronikus úton lehet beállítani. Ennek megfelelően a szokásos mikrohullámú szűrőváltó helyett egy szélessávú diplexert használunk adó-vevő váltóként, és a vevő szelektivitását egyedül a középfrekvenciás áramkörök biztosítják. A KF szelektivitást úgy választottuk meg, hogy az egy nyomvonalon működő adók egymástól 2 MHz frekvenciatávolságra legyenek telepíthetők. A szélessávú mikrohullámú diplexer alkalmazása rendkívül nagy-szintű jeleket is elviselő különleges linearitású vevő-bemeneti fokozatok kidolgozását tette szükségessé.

A berendezés speciális tulajdonsága az úgynevezett "saját-hurkos" üzemmód, melyben az adó- és vevőfrekvenciák úgy állíthatók be, hogy az adóvevő mikrohullámú rövidzárban működjön, lehetővé téve a berendezés önmagában való ellenőrzését.

Az átviteli kapacitás, az alkalmazott multiplexstől is függően, maximálisan 24 távbeszélő csatornáig növelhető. A moduláció típusa frekvenciamoduláció. A 24 csatornás üzemet, 20 km-es állomástávolságú egyszakaszos összeköttetést és -3 dB-es átlagfadinget feltételezve, a távbeszélő csatornáknak megengedett összes zaj kevesebb, mint 7500 pW. Ugyanakkor a 300-3400 Hz sávban működő szolgálati csatornában a jel/zaj viszony legalább 40 dB. A berendezés konstrukciója ezeket a minőségi jellemzőket a -10°C-tól +55°C-ig terjedő teljes hőmérséklettartományban szélsőségesen nedves-meleg klímájú környezetben is biztosítja.

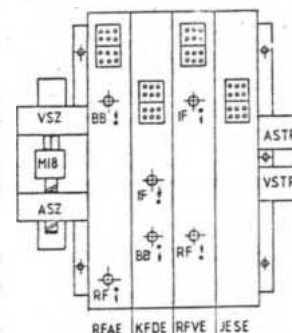
Az adóvevő berendezés kidolgozása során az integrált áramköri technika minden előnyét igyekeztünk kihasználni, és így végül is egy kb. 12W teljesítményfelvételű kisméretű berendezéshez jutottunk, melynek tömege a 360 mm átmérjű és kb. 300 mm magas hengeres konténerrel együtt sem több mint 15 kg.

3. Az adóvevő berendezés felépítése

A rádiókonténerbe épített adóvevő öt részből áll /1. ábra/: a mikrohullámú szűrőváltó-váltóból /SzVE/, az adó /RFAE/ egységből, a vevő /RFVE/ egységből, a középfrekvenciás és demodulátor egységből, valamint a jelző és stabilizátor /JESE/ egy-

ségből.

A szűrőváltó egység egy, mintegy 110 MHz sávszélességű, 7



üreges vevő- és 4 üreges adószűrőből áll, melyeket közösítő üreg fog össze diplexerré. A szűrőket úgy méreteztük, hogy azok a költséges invár helyett tombakból készülhessenek.

Az RF adó és RF vevő egységek azonos konstrukcióju és méretű mart alumínium dobozokba épített egységek. Ezek tartalmazzák az adó, illetve vevő-lokál frekvenciákat meghatározó szintetizátorokat, melyek a földi keretből

1. ábra: RK keretváz beültetési vázlata

távvezérléssel állíthatók be, valamint a mikrohullámú áramköröket. A 2 GHz-en működő adó, illetve vevő-lokál oszcillátorok és és a 8 GHz-es jeleket előállító sokszorozók curoid alapú mikrohullámú integrált áramkörök. Az RF vevőbe épített kiszajú vevőkeverő kerámialapú vékonyréteg technológiával készült. A mikrohullámú adó egység garantált kimenő teljesítménye 50 mW /tipikusan 100 mW/, a vevőkeverő garantált zajtényezője 6,7 dB. Ezen egységek konstrukciós kérdéseivel a jubileumi ülés szak egy másik előadása részletesen foglalkozik.

A középfrekvenciás és demodulátor egység nyomtatott áramköri lapján négy különböző funkciójú áramkört vontunk össze. Az első KF szűrőt, amely az RF vevőből érkező 108 MHz-es első KF frekvenciát sávkorlátozza, a második keverőt és annak lokáloszcillátorát, amely a bejövő jelet 10,7 MHz-re transzponálja, a második KF szűrőt és a demodulátor áramkört, amelynek kimenetén az alapsávi jel megfelelő szintre erősítve megjelenik.

A jelző és stabilizátor egység szintén két különböző funkciójú áramkörből áll. A távjelző áramkör értékeli a különböző egységekből érkező állapotjelző jeleket, és információt ad a földi keret számára. A stabilizátor áramkör pedig biztosítja az egységek számára a tápfeszültségeket.

4. A földi keret felépítése

A rádiófrekvenciás berendezés, amint az a fentiekből kitűnik, alkalmas 24 telefoncsatorna átvitelére. A következőkben az elkészült földi keret olyan változatáról számolunk be, amely öt analóg TF csatorna vagy három analóg TF csatorna és 2 táviró csatorna, valamint, mindkét esetben 1 szolgálati TF csatorna átvitelét teszi lehetővé az igényektől függően. Ez a változat 12 ESZR méretű egységet tartalmaz, melyből kettő biztosítja a teljes berendezés tápfeszültséggel való ellátását a +24V-os primer feszültségből. A további tíz elektronikus egység végzi a multiplexálási, szolgálati és ellenőrzési funkciókat. A földi keret egyik egysége tartalmazza a mikrohullámú összeköttetés frekvenciáit beállító kezelő szerveket, indikálja a mikrohullámú vevő bemenetére jutó teljesítmény nagyságát. A 24 tagból álló LED sor a bemenőszinttel arányos jelzést ad és ennek alapján lehetséges az antenna pontos tájolása. Az egységben levő riasztó áramkör multiplex-vevő kimaradás, pilot kimaradás, vagy RF konténer hiba esetén riaszt, valamint egyetlen közös riasztó jelet is szolgáltat a felhasználó részére, ha az előző három rendellenes állapot bármelyike bekövetkezik.

5. Vizsgálati eredmények

A rádiófrekvenciás berendezések prototípusain a 24 csatornás üzem esetére végzett zajmérésünk eredményeit az 1. táblázat mutatja.

1. táblázat			
Csatornazaj /pWOp/			
Mérőcsatorna/kHz/	16	70	98
Termikus zajok /-3 dB fading/	500	630	630
Termikus zajok /-20 dB fading/	12000	28000	29000
Intermodulációs zajok	800	370	370

Elvégeztük a berendezések környezetállósági vizsgálatait is. Ez a -10°C-+55°C hőmérséklettartományban, valamint tartós nedves-meleg és ciklikus nedves-meleg környezetben végzett működés közbeni vizsgálatokat jelentette. Vizsgáltuk a berendezések rázás-, ejtés- és ütésállóságát. A vizsgálatok igazolták a berendezés nagy megbízhatóságát és azt, hogy a specifikációk a nehéz környezeti feltételek mellett is teljesülnek.

Vizsgáltuk a vevők túlvezérlésre, valamint egy és többfrekvenciás interferenciára való érzékenységet is. A vizsgálatok eredménye szerint berendezésünk más, azonos frekvenciasávú berendezések zavaró környezetében is megbízhatóan üzemeltethető.

PCM ALAPU KAPCSOLÓKÖZPONTOK FORGALMI MÉRTEKEZÉSÉRŐL

Dr. Seres Péter

Az új rendszerű, időosztásos kapcsolómezőjű PCM telefonközpontok felépítése eltér a hagyományos, térosztásos kapcsolómezővel rendelkező központokétól. Ha forgalmi viszonyait kívánjuk megvizsgálni, akkor ehhez megfelelő helyettesítő ábrát kell készítenünk. A helyettesítő ábra lehetővé teszi, hogy az időosztásos rendszert térosztásosra vezessük vissza, és forgalomáteresztő képességét így hagyományos módszerekkel számíthatjuk.

PCM alapú kapcsolóközpontokban háromféle alapelemet különböztethetünk meg [1]:

- az analóg vonalakat digitális csatorna-nyalábra koncentráló előfizetői fokozatot,
- az időrés-kapcsolásokat végző T-kapcsolót, és
- a digitális nyalábok azonos sorszámú időrésai között összeköttetéseket teremtő S-kapcsolót.

Az előfizetői fokozat ideális kapcsolóként működik, funkcionális felépítését az 1/a. ábrán láthatjuk. Forgalomtechnikai szempontból a fokozat olyan mátrix-kapcsolónak tekinthető, aminél a bemenetek száma megegyezik a fokozat analóg vonalainak számával, míg a kimenetek száma a digitális nyaláb időrés-számával egyenlő. A kapcsoló-eszközök ábrázolásánál elterjedten használt szimbólumokkal az előfizetői fokozat helyettesítő képét az 1/b. ábra mutatja be. A forgalomforrások számát, forgalmi tulajdonságait, stb. figyelembe véve, valamint feltételezve, hogy a tulcsorduló forgalmat a vezérlés törli a rendszerből (vö.: veszteséces rendszer), a torlódás mértékének számításához Erlang B formuláját használhatjuk. Ha a forgalomforrások fajlagos forgalma nem egyforma, vagyis találhatunk közöttük kis és nagy fajlagos forgalmúakat, akkor ezt is figyelembe kell venni a számítás elvégzésekor (ld. 1/b. ábra).

A T-kapcsoló a bemeneti és kimeneti digitális nyalábok közötti kapcsolásokat végzi. Működéséhez egy beszéd-térre és a kapcsolási funkciót megvalósító vezérlő-térre van szükség (ld. 2/a. ábra). A T-kapcsolót ugyancsak mátrix-kapcsolóval helyettesíthetjük a forgalmi méretezésénél (ld. 2/b. ábra). A T-kapcsoló felépítéséből következően — blokkolás-mentesen működik: ameddig van szabad bemeneti/kimeneti időrése, addig képes az újonnan kezdeményezett hívásokat kapcsolni.

Az S-kapcsoló egy logikai hálózatból (kapcsoló mátrixból), és a hálózat kapuáramkörreit működtető vezérlő-térből épül fel. Az S-kapcsolóban (hasonlóan a T-kapcsolóhoz) addig áll fenn egy-egy összeköttetés, ameddig ennek adatai a vezérlő-térben megtalálhatók (3/a. ábra). Az S-kapcsolót egy mátrix-kapcsoló sorral helyettesíthetjük. Egy-egy mátrix-kapcsolóban a bemenetek ill. kimenetek száma egyenlő az S-kapcsolóhoz csatlakozó PCM utak számával, míg a mátrix-kapcsolók száma egy PCM átviteli út időrésének számával egyezik meg (3/b. ábra). Felépítéséből következően egy S-kapcsoló ugyancsak blokkolás-mentesen képes működni.

Néhány évvel ezelőtt a Távközlési Kutató Intézetben egy új, PCM alapú, tárolt program vezérlésű kapcsoló rendszer (PRS) kutatási-fejlesztési munkái kezdődtek meg [2], [3]. A PRS rendszer alkalmazhatóságának egyik feltétele, hogy ismerjük kapcsolórendszerének forgalmi képességeit. (Ebben a rövid közleményben csak a PCM kapcsolómező ilyen jellegű tulajdonságait vizsgáljuk, a vezérlés forgalmi jellemzőivel nem foglalkozunk.) A rendszer egy 1000-vonalas moduljának felépítését — kizárólag forgalomtechnikai szempontból — a 4. ábra mutatja be. E szerint az előfizetői vonalak a PRT fokozatban koncentrátor egységekhez csatlakoznak, a koncentrátorok pedig egy-egy 31-csatornás digitális nyalábbal csatlakoznak a PRC fokozat T-kapcsolójához. A PRS rendszer egy ARF központ kihelyezett részeként működik. A PRS rendszert az anyaközponttal összekapcsoló trónkák 30 csatornás nyalábokkal csatlakoznak a PRC fokozat T-kapcsolójához. A csatornák egy része kimenő forgalommal terhelt (ezeket ACO csatornának nevezzük), a többi csatorna a bejövő forgalmat viszi (ACI csatornák). Ha a PRS rendszer több modulból épül fel (maximálisan 4 modulból), akkor ezek a "társ-modulok" is 30-csatornás PCM nyalábokkal csatlakoznak a PRC fokozat T-kapcsolójához. (Ezeknél a nyaláboknál a csatornák fele kimenő, másik fele bejövő forgalommal terhelt.)

Ha a rendszer forgalmi méretezésével foglalkozunk, akkor egy PRS modulban 3-féle forgalmi esetet különböztethetünk meg (ld. 5. ábra):

- belső forgalmat, amely a modul előfizetői között bonyolódik le,
- külső (kimenő-bejövő) forgalmat, amely a modul előfizetői, és az ARF központ végződésein át a hálózat többi előfizetője között megy végbe, és
- modulközi forgalmat, amely a társmodulok előfizetőinek egymásközi forgalmát jelenti.

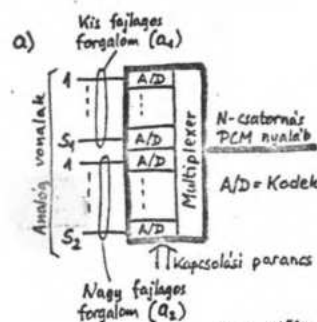
Városi hálózatban való alkalmazásnál feltételezhető, hogy a PRS rendszer forgalmának nagyobbik hányadát a külső forgalom fogja jelenteni. A belső és a modulközi forgalom együttvéve sem jelent majd számottevő értéket.

A PRS modulban a koncentrátor egységek forgalmát digitális csatorna-nyalábjuk forgalom-átvivő kapacitása korlátozza. Tudnunk kell ezért, hogyan alakul a torlódás mértéke egy ilyen nyalábnál, ha az adott vonal-számú koncentrátorba a kisforgalmú lakásállomások mellett nagyforgalmú PRX-vonalakat is bekapcsolunk. A 6. ábra diagramján egy 160-vonalas koncentrátor torlódási viszonyait láthatjuk.

Ugyancsak lényeges tudnunk azt, hogy egy PRS modulnál hány kimenő illetve bejövő trónkát (ACO illetve ACI csatornát) szükséges alkalmaznunk. Ha a kétféle forgalmat (kimenőt és bejövőt) egyenlő mértékűnek vesszük, akkor elegendő csak az egyik típusal elvégezni a számítást. A 7. ábrán bemutatjuk, hogy a közlemény elején ismertetett elveket, helyettesítő ábrákat alkalmazva, hogyan alakul egy PRS modulban az ACO csatornák száma a koncentrátorokba bekötött PRX-vonalak számának függvényében.

HIVATKOZÁSOK:

- [1] SKAPERDA, N. J.: Some architectural alternatives in the design of a digital switch. — IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-27, No.7 (July 1979), 961.-972. old.
- [2] BLUM E. és mások: Microcomputers in a distributed digital subscriber switching system. — uP '83, Budapest, Vol.II., 657.-668. old.
- [3] SERES P.: ARF központok bővítése elosztott vezérlésű, PCM alapú kapcsolórendszerrel. — A távbeszélő-technika aktuális kérdései, Budapest 1984., 25.-46. old.



b)

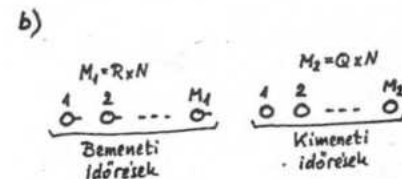
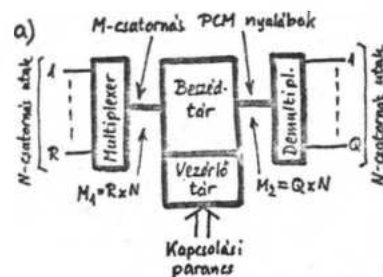
$$S = S_1 + S_2$$

$$S > N$$

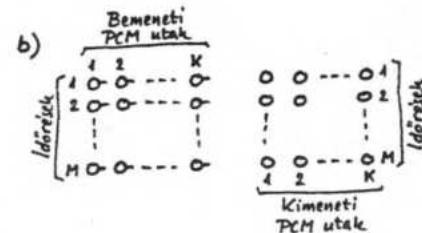
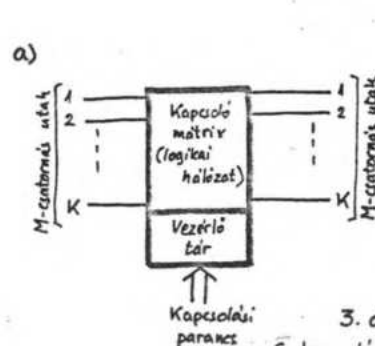
$$A = S_1 \cdot a_1 + S_2 \cdot a_2$$

$$E_N(A) = \frac{A^N / N!}{\sum_{x=1}^N A^x / x!}$$

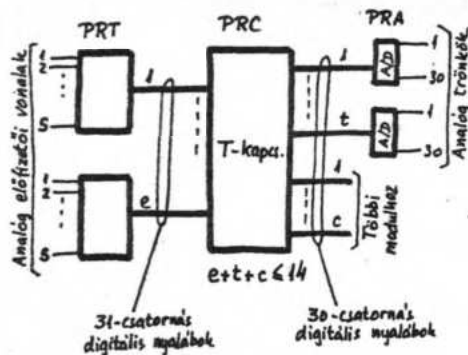
1. ábra
PCM előfizetői fokozat, és forgalmi helyettesítése
a) Funkcionális ábra
b) Helyettesítő ábra ($S \times N$ keresztfontú kapcsoló)



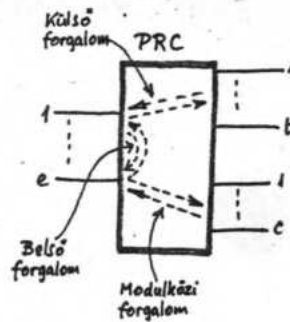
2. ábra
T-kapcsoló, és forgalmi helyettesítése
a) Funkcionális ábra
b) Helyettesítő ábra ($M_1 \times M_2$ keresztfontú kapcsoló)



3. ábra
S-kapcsoló, és forgalmi helyettesítése
a) Funkcionális ábrázolás
b) Helyettesítő ábra

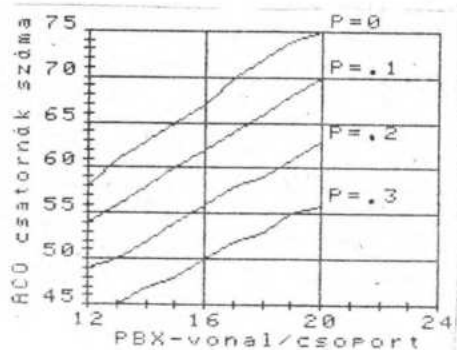
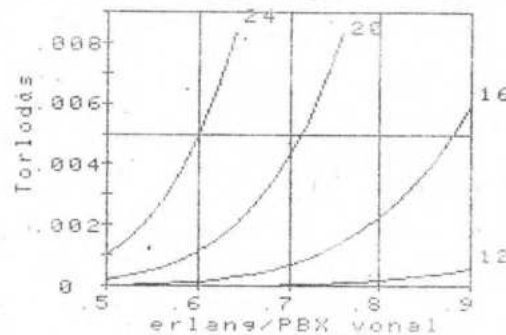


4. ábra
1000-vonalas PRS modul kapcsoló-
mezője



5. ábra
Forgalmi esetek a PRS
modulban

6. ábra
Torlódás mértéke a PBX-
vonalak fajlagos össz-
forgalmának függvényé-
ben, egy 160-vonalas
koncentrátorban
(Paraméter a bekapcsolt
PBX-vonalak száma)



7. ábra
Bekapcsolandó kimenő trónkók
(ACO csatornák) száma a kon-
centrátorokban lévő PBX-
vonalak függvényében, 0.7
erl/PBX-vonal összforg.-nál
P = a belső és modulközi
forgalom együttes há-
nyada

TÁVKÖZLÉSI BERENDEZÉSEK

TÁVOLI INFRAVÖRÖS NAGYTELJESÍTMÉNYŰ OPTIKAI RENDSZEREK

FEJLESZTÉSI LEHETŐSÉGEI

ZORKÓCZY ZOLTÁN

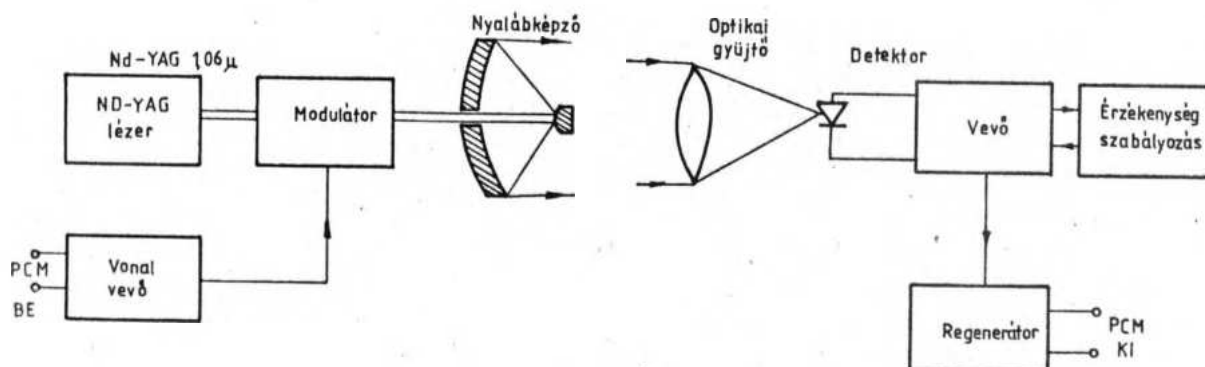
Az 1980-83-ban kifejlesztett TKI OP-3 közeli infravörös kisteljesítményű atmoszférikus optikai hírközlő berendezésben számos, az atmoszférikus optikai jelátvitelt sújtó problémát gazdaságosan alkalmazható műszaki eszközökkel megoldottunk. Szelektív optikai gyűjtő rendszert fejlesztettünk ki a zavaró környezeti fénytől védett vétel biztosítására, és különleges térdiversity alkalmazásával kiküszöböltük a légköri turbulencia hatását.

A szerzett tapasztalatok, a kialakult kultúra talaján megkezdtük egy nagyteljesítményű optikai hírközlő berendezéscsalád kifejlesztését. A fejlesztés célja az OP-3 kisteljesítményű rendszerrel elért 99,2-99,4 % (5 km) összeköttetés megbízhatóság növelése kb egy nagyságrenddel az adóteljesítmény ezerszeres növelésével, és további egy nagyságrend megbízhatóság javulás elérése a termikus ablakban történő hírközléssel, és heterodin vevő alkalmazásával.

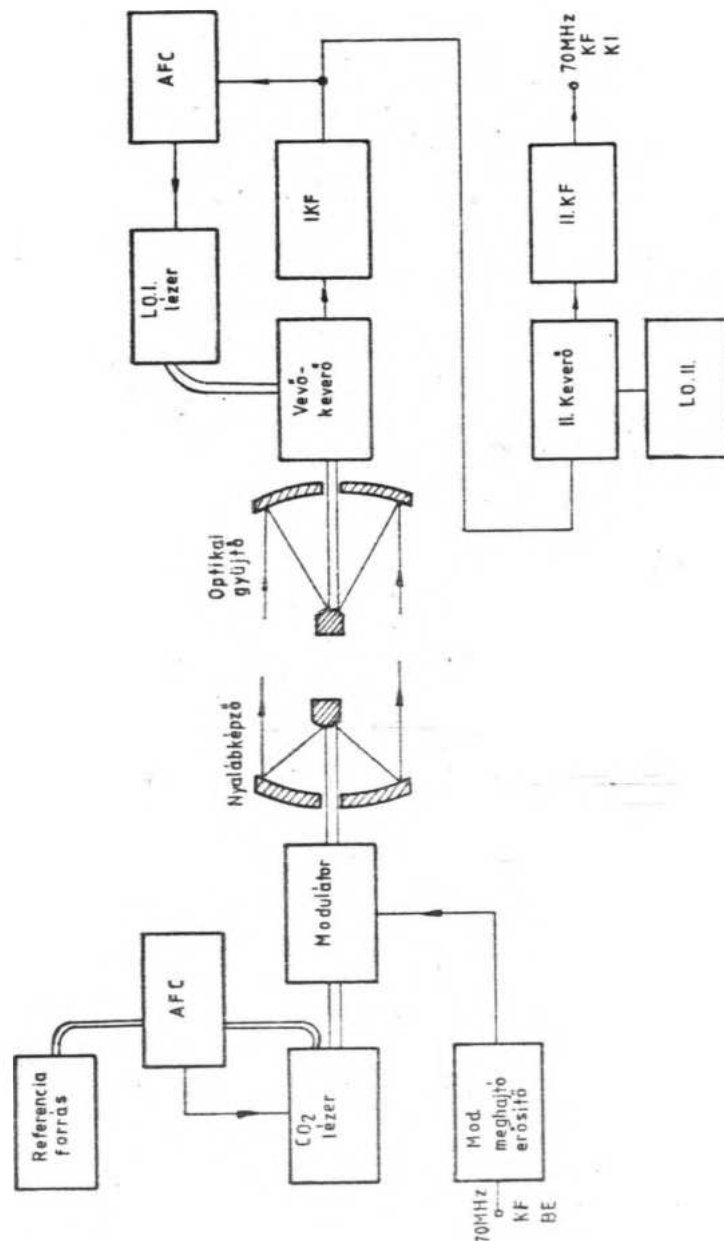
A hagyományos elektronikus berendezésektől eltérően, az optikai (különösen a nagyteljesítményű) berendezések eszközháttere nem biztosított, ezért a berendezésfejlesztéssel párhuzamosan azzal szoros kölcsönhatásban számos technikai, technológiai problémát is meg kell oldanunk. Ezeket a kutatásokat a Budapesti Műszaki Egyetem Kísérleti Fizika Tanszékével közösen végezzük.

	OP-3	Nd-YAG	CO ₂
Berendezés szolgál- tatások	2 Mbit/s adat- átvitel	2 Mibt/s adat- átvitel	140 Mbit/s adatátvitel vagy 70 MHz FDK-FM analóg átvitel
Adó eszköz	GaAlAs lézer dióda	Nd-YAG lézer Kr ivlámpa pum- pálás	CO ₂ Lézer belső pum- pálás
Üzemi hullámhossz	820 nm	1,06 μ m	10,6 μ m
Adóteljesítmény	3 mW	5 W	5 W
Moduláció	Ki-Be intenzitás, belső	Ki-Be intenzitás, külső	PM külső
Adó optika	1/50 lencserendszer	2/300 tükrörend- szer	4/300 tükrörendszert
Adó divergencia	1 mrad	1 mrad	1 mrad
Vevő eszköz	Si APD	Si vagy Ge APD	CdHgTe PbSuTe vagy Schottky keverő
V _{evő} zajekv.telj.	kb. $1,5 \cdot 10^{-11}$ W	kb 10^{-10} W	-
Vevő optika	1/80 lencserendszer	1/80 lencserend- szer	4/300 tükrörendszert
Tipikus telepítési táv.	5 km	5 km	20-50 km
Összeköttetés megbizh.	min. 99 %	min. 99,9 %	-
Tápellátás, fogyasztás	12-24 V 8W	220/380V 50 Hz 5kW	48-60V 300W

1. Táblázat Az OP-3 és a nagyteljesítményű optikai rendszerek főbb jellemzőinek összehasonlítása



1. ábra 1,06 μ m-es rendszer blokkvázlata



2. ábra 10,6 μm-es rendszer blokkvázlata

A 140 Mbit/s SEBESSÉGŰ 16-QAM DIGITÁLIS ÁTVITELI BERENDEZÉS FEJLESZTÉSENEK EREDMÉNYEI

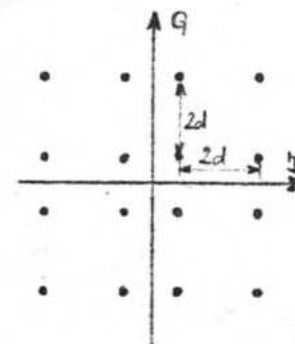
dr. Frigyes István, Kendrovics Ágnes, dr. Kovács János,
dr. Szabó Zoltán, dr. Ványai Péter

Nagysebességű digitális mikrohullámú berendezésekben a rendelkezésre álló sáv szükségessé teszi a sávot jól kihasználó modulációs módok alkalmazását. A 140 Mb/s sebességű digitális jelsorozattal a PCM hierarchia negyedik szintjén, közel 2000 telefoncsatorna jelét vagy 1 PALSECAM videojelet lehet átvinni. Ilyen sebességű jelek átvitelére 40 MHz-es sáv áll rendelkezésre. Az alkalmazható modulációs mód pedig a 16-PSK vagy a 16-QAM. A 16-QAM hatékonysága jobb, és mivel az áramkörüi bonyolultság közel azonos, így a gyakorlatban a 16-QAM terjedt el.

Az előadás ismerteti a 16-QAM berendezés fejlesztése során eddig elért eredményeket és összefoglalja a további feladatokat.

A 16-QAM rendszer főbb jellemzői

A jelkészletet az 1. ábra mutatja.



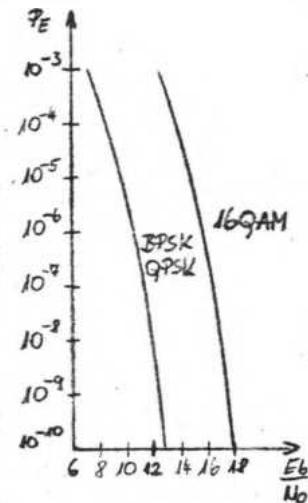
1. ábra
A 16-QAM jelkészlet

Néhány jellemző adat:

- átlagteljesítmény: $P_a = 5d^2$
- csúcsteljesítmény: $P_{cs} = 9d^2$

A hibaarány meghatározására több közelítő összefüggés és görbe található az irodalomban [1], [2]. Az egyes rendszerek közötti összehasonlítást az E_b/N_0 (bitenergia/zaj spektrális sűrűség) alapján kiszámított hibaarány szerint végezzük el. A hibaarány görbét néhány modulációs mód esetén a 2. ábra szem-

lélteti.



2. ábra

Hibaaarány görbék BPSK, QPSK és 16-QAM esetén

A sávszélességben elért nyereségért - mint látható - adóteljesítmény növekedéssel kell fizetni.

A 16-QAM négyszintű kvadratura amplitudómoduláció. Az átviteli rendszerben levő erősítők linearitása és AM/PM konverziója a tervezésnél lényeges kérdés.

16-QAM modulátor

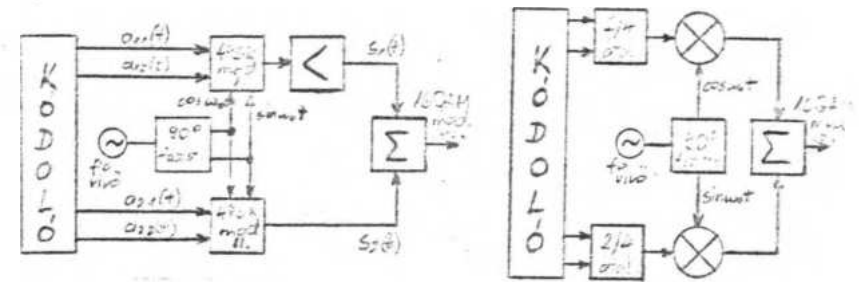
A modulátor megvalósítására alapvetően kétféle megoldás létezik, ezek a következők:

- kvadratura amplitudómodulátor,
- két QPSK modulátor jelének megfelelő összegzése.

A két megoldás blokkvázlata a 3. ábrán látható.

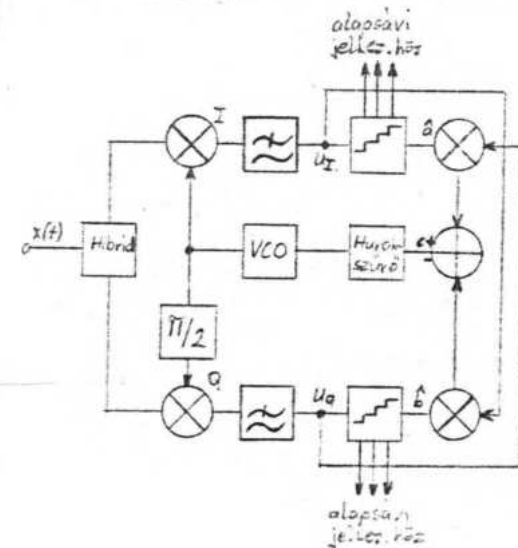
A 16-QAM demodulátor

A demodulálás és a vivőszinkronizálás 16-QAM esetén egyetlen hurokban valósítható meg. Az áramkör blokkvázlat szintű felépítését a 4. ábra szemlélteti.



3. ábra

A 16-QAM modulátor megvalósítási lehetőségei



4. ábra

A 16-QAM demodulátor blokkvázlata

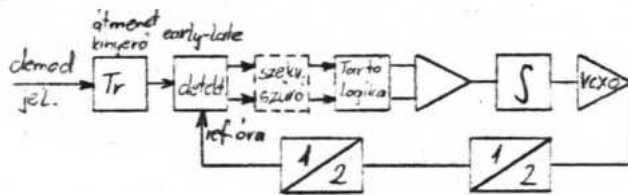
A vivő kinyerése meglehetősen bonyolult feladat. A PSK-nál jól használható négyszerezős megoldás nem alkalmazható. Az irodalomban lényegében kétféle megoldás található:

- alapsávi (kvázi) döntésvisszacsatolt hurok [3],
- inverzmodulátor [4].

Az általunk megvalósított vivőszinkronizáló áramkör a döntés-visszacsatolás elvén működik. A megoldás hátránya hurokban fellépő késleltetés, amely jelentősen csökkenti a befogási tartományt és a stabilitást. A megfelelő befogás eléréséhez szükségessé válhat valamilyen befogásművelő eljárás (sweep, spektrumdiszkriminátor) alkalmazása.

Órajelszinkronizálás

Az órajel kinyerése a demodulált jelből u.n. hibrid fáziszárt hurokkal valósítható meg. Ez lényegében olyan analóg PLL, amely a DPLL-nél használatos "early-late" detektort tartalmaz, a hangolható oszcillátor pedig kristálypontosságú (VCXO). Az órajelkinyerő hurok teljesítőképességét szekvenciális szűrő javíthatja. Az óraszinkronizáló felépítését az 5. ábra mutatja.



5. ábra

Az óraszinkronizáló blokkvázlata

A fejlesztés során elkészült egy 140 MHz középfrekvencián és 34 Mbit/s sebességen működő modulátor, demodulátor és vivő-visszaállító labor minta. Azért választottuk a 34 Mb/s sebességet, mivel itt a már kifejlesztett TTL technikán alapuló áramköröket használhatjuk. Az órajelkinyerő áramkör realizálása jelenleg folyik. Továbbá elkészült a regenerátor és dekódoló áramkör is. Ezeket egy másik előadás ismerteti [5].

Irodalom:

1. Feher, K.: Digital communications, Prentice-Hall, 1983.
2. Frigyes I., Szabó Z., Ványai P.: Digitális mikrohullámú átviteltechnika, Műszaki Könyvkiadó, 1980.
3. Simon, Smith: Carrier synchronization and detection of QASK signal sets, IEEE COM-22, No.2. 1974.
4. Miyauchi, Seki, Ishio: New technique for generating and detecting multilevel signal formats, IEEE COM-24 No.2. 1976.
5. Gönczi K., Ványai P.: 140 Mb/s 16-QAM alapsávi jelkezelése, TKI Jubileumi Tudományos Ülésszak 1985.

34 Mb/s SEBESSÉGŰ OPTIKAI KÁBELES VONALSZAKASZ

Megyesi Csaba, Fazakas Csaba, Gyimesi András

Az optikai kábeles jelátvitel, mely 15 éve még csak érdekes lehetőség volt, ma már technikai realitás, mely a postai távközlésben az új telepítéseknek a koaxiális kábelt hamarosan kiszorítja.

ÁTTEKINTÉS

A kísérleti-fejlesztési stádiumban levő rendszereket nem vizsgálva, a jelenlegi piaci ajánlatok alapján bemutatjuk a postai digitális összeköttetések néhány fő jellemzőjét /1. táblázat/. A TKI által fejlesztett berendezés blokkvázlata az 1. ábrán látható.

RENDSZERTECHNIKAI MEGOLDÁS

Vonali kód: 5B6B típusú, azonos a Nyugatnémet Posta által szabványosként elfogadottal. A vonali kód korlátozott RDS értéke lehetőségét biztosít az üzemi hibákra való figyelésre. A kódtáblázat meghatározott pozícióban történő kódsértéssel lehetőség van egy 32 kb/s sebességű DPCM szolgálati csatorna átvitelére.

OPTIKAI ELEMEL

A rendszer ismétlő távolságát az alábbi tényezők határozzák meg:

- alkalmazott optikai elemek: adó és vevő dióda, csatlakozó,
- optikai hullámhossz,
- kábel /és kötések/ fajlagos csillapítása.

Az általunk fejlesztett berendezés - az eszközök elérhetőségének korlátja miatt - a 860 nm-es hullámhossz tartományban működik. A berendezésben adó elemként laser diódát /LD/ vevő elemként lavinafotodiódát /APD/ alkalmaztunk. A fejlesztett berendezésre vonatkozó tipikus adatok az 1. táblázatban láthatók.

VONALI VÉGBERENDEZÉS

A vonali végberendezés TERTA E2 konstrukcióban készült. A csatlakozók veszteségeinek csökkentésére a jelútban ezek számát minimalizáltuk, az optikai keretkábellezés közvetlenül csatlakozik az egységre egy ferde előlapi csatlakozón. A HDB3 interface és az 5B6B kodek áramköröket STTL áramköri bázipon valósítottuk meg.

A riasztási és felügyeleti funkciókat egy egychip-es μP alkalmazásával biztosítjuk. A riasztási rendszer szolgáltatásai a 2. táblázaton láthatók. A megoldás konform a CCITT fenntartási fi-lozófiájával.

A vonali végberendezés egységeiből - az 5B6B kodek és az interface elhagyásával - középállomási regenerátor alakítható ki. A középállomási ismétlők távtáplálását a nagy teljesítményigény miatt egyenlőre nem tervezzük.

A szolgálati összeköttetés és a középállomások távhibabehatárolása megoldható, a szükséges átviteli csatornát magán az optikai szálon, az 5B6B kód sértéseivel lehet létrehozni. Az elkészült kodek áramkör már ezt biztosítja.

ÖSSZEFOGLALÁS

Az előadásban ismertettünk egy 34Mb/s sebességű 860 nm-es optikai hullámhosszon működő optikai kábeles vonalszakaszt, mely paramétereiben a világpiacon kapható e kategóriájú berendezéseknek megfelel.

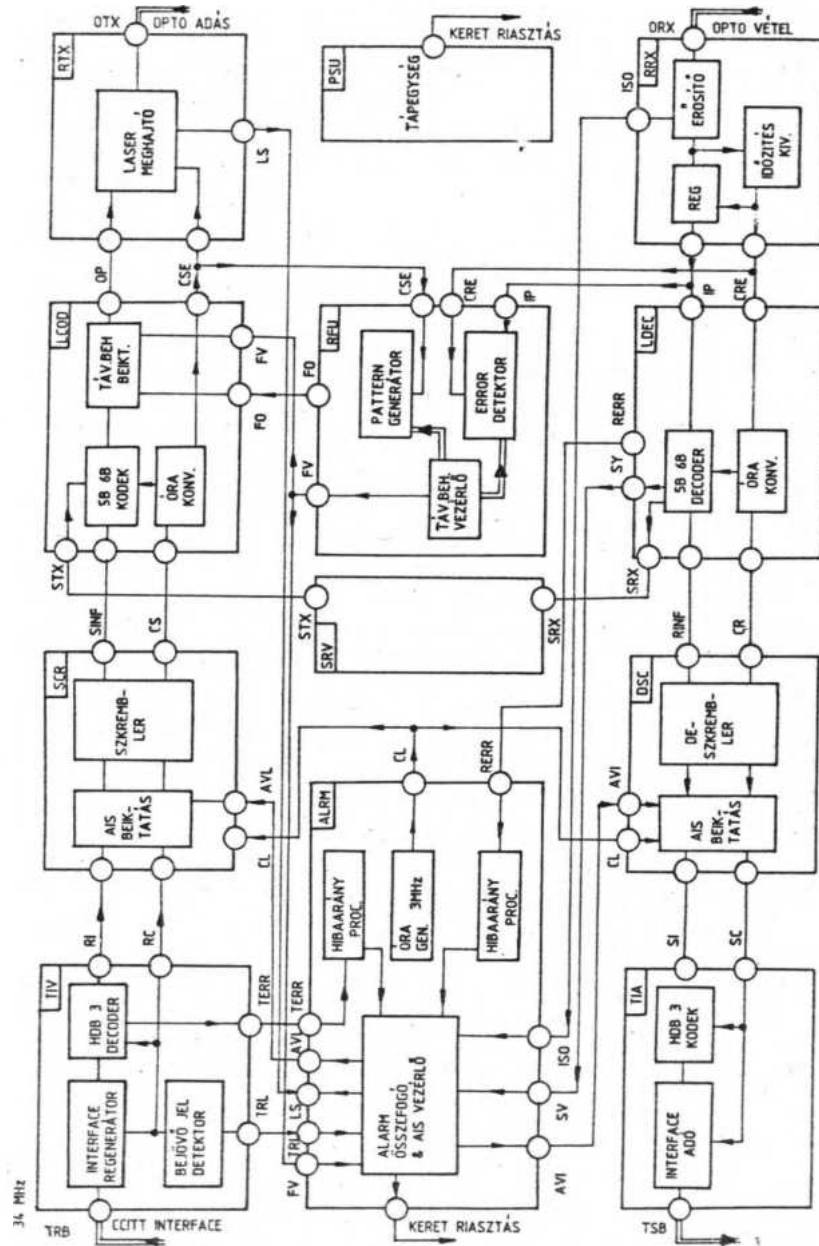
Köszönettel tartozunk munkatársainknak, akik a rendszer egyes részáramköreinek kidolgozásával, a mechanikus tervezési/kivitelezési munkák precíz végzésével járultak hozzá a projekt sikeréhez.

GYÁRTÓ	DIM	S I E M E N S					TKI
bitsebesség	Mb/s	34	140				34
hullámhossz	nm	860 LD	1300 LED	1300 LD	1300 LED	1300 LD	860 LD
adó teljesítmény	dBm	-3	-19	-3	-20	-3	-5
min.vételi szint	dBm	-52	-47	-47	-40	-40	-50
csatlakozók vesztesége	dB	3					3
elméleti rendszer csillapítás	dB	46	25	41	17	34	42
tartalék		6					6
szál csill.	dB/km	3	0,8/1				3
kötések csill	dB/km	0,2	0,1/0,2				0,2
kötések tartalék	dB/km	0,3	0/0,3		0/0,2		0,3
kábel csill. összesen	dB/km	3,5	0,9/1,5		0,9/1,4		3,5
ismétlő távolság	km	11,5	21/12,6	39/23	12/7,5	31/20	10,3

1.táblázat: Nagysebességű digitális optikai kábeles rendszerek jellemző adatainak összehasonlítása

Hibaállapot	Riasztó		AIS adás	
	azonnali	késleltetett	vonalfelé	interfacefelé
Saját tápegység hiba /PSU/	igen	-	-	-
Távtápláló vonalszakadás /PFU/	-	-	-	-
Bejövő vonali jel kimaradás /optikai/	igen	-	-	igen
Vonali hibaarány 10^{-3}	igen	-	-	igen
Vonali hibaarány 10^{-6}	-	igen	-	-
Interface jel kimaradás	igen	-	igen	-
Interface hibaarány 10^{-3}	igen	-	igen	-
Interface hibaarány 10^{-6}	-	igen	-	-
Laser öregedés	-	igen	-	-
5B6B dekodoló szinkronhiba	igen	-	-	igen

2. táblázat



1. ábra. Vonali végberendezés blokkisméje

MIKROHULLÁMÚ CSATORNAVÁLTÁSÚ DIGITÁLIS RÁDIÓBERENDEZÉS

Dr. Bercei Tibor, Meng József, Dr. Reiter György,
Dr. Szabó Zoltán, Tóth Tamás, Dr. Ványai Péter

A csatornaváltás igénye egyre több esetben vetődik fel a mikrohullámú összeköttetéseknel. Ennek az igénynek a kielégítése azonban sok műszaki probléma megoldását kívánja meg.

Elsősorban az adó és a vevő szűrését kell a csatornaváltás szempontjából megvizsgálni. A kínálkozó lehetőségek:

- hangolható YIG szűrő
- kapcsolható fix szűrők
- középfrekvenciás szűrés

A hangolható YIG szűrő előnye, hogy széles sávban használható és kis méretű, azonban csillapítása jelentős, linearitása kis-mértékű és drága, továbbá a frekvenciastabilitás érdekében a YIG gömböt állandó hőmérsékleten kell tartani, ami fűtést igényel. A kapcsolható fix szűrők linearitása nagymértékű és széles sávban használhatók, de nagy méretűek és drágák, valamint a szükséges kapcsolókkal együtt csillapításuk jelentős. A legkedvezőbb megoldást a középfrekvenciás szűrés adja, melyet elsősorban a vevőben alkalmazhatunk. Középfrekvenciás szűrés esetén szélessávú mikrohullámú szűrőre és kétszeres keverésre van szükség. A teljes szelektivitás és tükrözélnyomás így két szűrő eredőjeként adódik.

Az összeköttetés rugalmasságát nagy mértékben fokozza, ha a rendelkezésre álló sáv bármely csatorna-frekvenciája adásra vagy vételre egyaránt használható. Ennek érdekében a sávot két részre osztjuk: az alsó és a felső félsávra, melyek között még üres sávot is hagyunk. Az egyik félsáv bármely frekvenciáján lehet adás és a másik félsáv bármely frekvenciáján lehet vétel egyantennás üzemben. Továbbá a két félsáv felcserélhető, más szóval lehet adás a felső félsávban és vétel az alsó félsávban vagy fordított esetben lehet adás az alsó félsávban és vétel a felső félsávban ugyanazon az antenán.

A félsávok felcserélhetősége érdekében sávváltást kell

megvalósítani. A sávváltást a vevőben iker elrendezésű sávváltó egységgel oldottuk meg, melynek tömbvázlata az 1. ábrán látható. E szerint a vevő duplexer révén két félsávra van osztva. A duplexer két kimenetéhez egy-egy vevőkeverő kapcsolódik, melyek a lokálfrekvenciás jelet mikrohullámú kapcsoló révén kapják. A kikevert középfrekvenciás jel az előerősítőn és a középfrekvenciás kapcsolón keresztül jut a sávváltó egység kimenetére, melyhez a vevő további fokozatai csatlakoznak. A sávváltó egység működésének lényege, hogy a vevő üzemen kívüli félsávjának átvitelét gyakorlatilag megszünteti a lokálfrekvenciás és középfrekvenciás jel kapcsolójának átváltásával, valamint a középfrekvenciás előerősítő tápfeszültségének a lekapcsolásával.

Az adóban csatornaszűrőt nem alkalmazunk, és ezért olyan modulációs módszert választottunk, melynek spektruma elegendően keskeny sávú. A spektrum sáv szélességét még csökkenteni lehet az alapsávon való jelformálással.

A csatornaváltáshoz szükség van az adóban a vevőfrekvencia állíthatóságára. Más szóval frekvenciaszintetizátort kell erre a célra használni. A vevőben a lokálfrekvenciát kell megfelelően változtatni, amit szintén szintetizátor alkalmazásával érünk el. A szintetizátornak szigorú követelményeket kell kielégítenie a frekvencia stabilitása, a zaj, valamint a jeltisztaság terén. Ezenkívül az adó szintetizátoránál a modulálhatóságot is biztosítani kell.

Az átviteli út minőségének a csatornaváltás során nem szabad számottevően változnia. Ügyelni kell tehát arra, hogy az átviteli jellemzők változása kicsi legyen, ami szélessávú áramkörök és lehetőleg lineáris hangolású szintetizátort kíván meg.

Bifázisú kódolású 2 FSK modulációjú digitális átvitelt használunk. Ezt a modulációs rendszert választva számos előny mutatkozik:

- nincs az alapsávi jelnek egyenfeszültségű összetevője
- egyszerű demodulációs eljárás alkalmazható
- egyszerű és megbízható órajel-kinyerésre van mód

- lehetőség nyílik sebességkonverzió nélküli, olcsó szolgálati csatorna kialakítására.

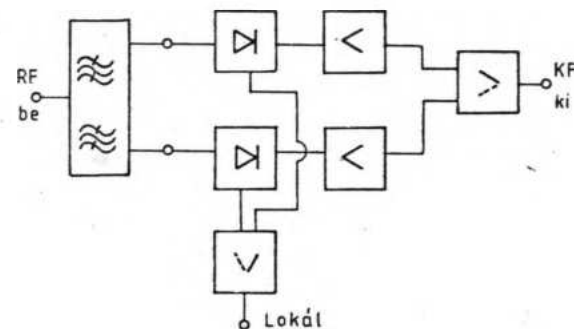
A szolgálati csatornát a vonali sebesség növelése nélkül, a bifázisú szabály megsértésével valósítottuk meg. Ez egyszerű kialakítást tesz lehetővé kielégítő átviteli minőség mellett. A szolgálati csatorna biztosítja a kapcsolatot két állomás között a sávváltás és a csatornaváltás automatikus végrehajtásához. Ehhez természetesen még megfelelő vezérlő rendszerre is szükség van.

A mikrohullámú csatornaváltású digitális rádióberendezés főbb adatait az 1. Táblázat adja meg. Az átvitelre jellemző bit hibaarányt a vivő/zaj függvényében pedig a 2. ábra mutatja.

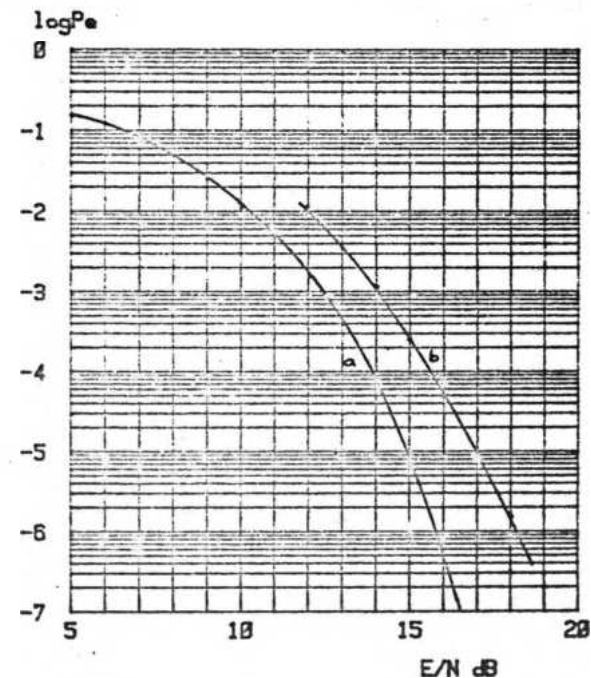
Az ismertett berendezés jól alkalmazható hírközlő hálózatokban különféle változó feladatok ellátására.

1. Táblázat

Frekvenciasáv	8 GHz
Beállítható duplex csatornák száma	50
Tipikus adóteljesítmény	250 mW
Tipikus vevő zajtényező	10 dB
Frekvenciastabilitás	$\pm 1 \cdot 10^{-5}$
Vevő bemenőszint tartomány	- 33 -83 dBm
Fading tartalék	20 dB
Állomástávolság	20 km
Moduláció típusa	2 FSK
Átviteli kapacitás	2 Mbit/sec vagy 12 FDM csatorna (digitalizálva)
Szolgálati telefon csatorna	300-3400 Hz vagy 32 kbit/sec/D.M./
Jelző-vezérlő csatorna	32 kbit/sec



1. ábra Sávváltó egység tömbvázlata



2. ábra Bit hibaarány a vivő/zaj függvényében
a) elméleti, b) mért görbe

DIGITÁLIS MIKROHULLÁMÚ ÖSSZEKÖTTETÉS KISÉRLETI

EREDMÉNYEI

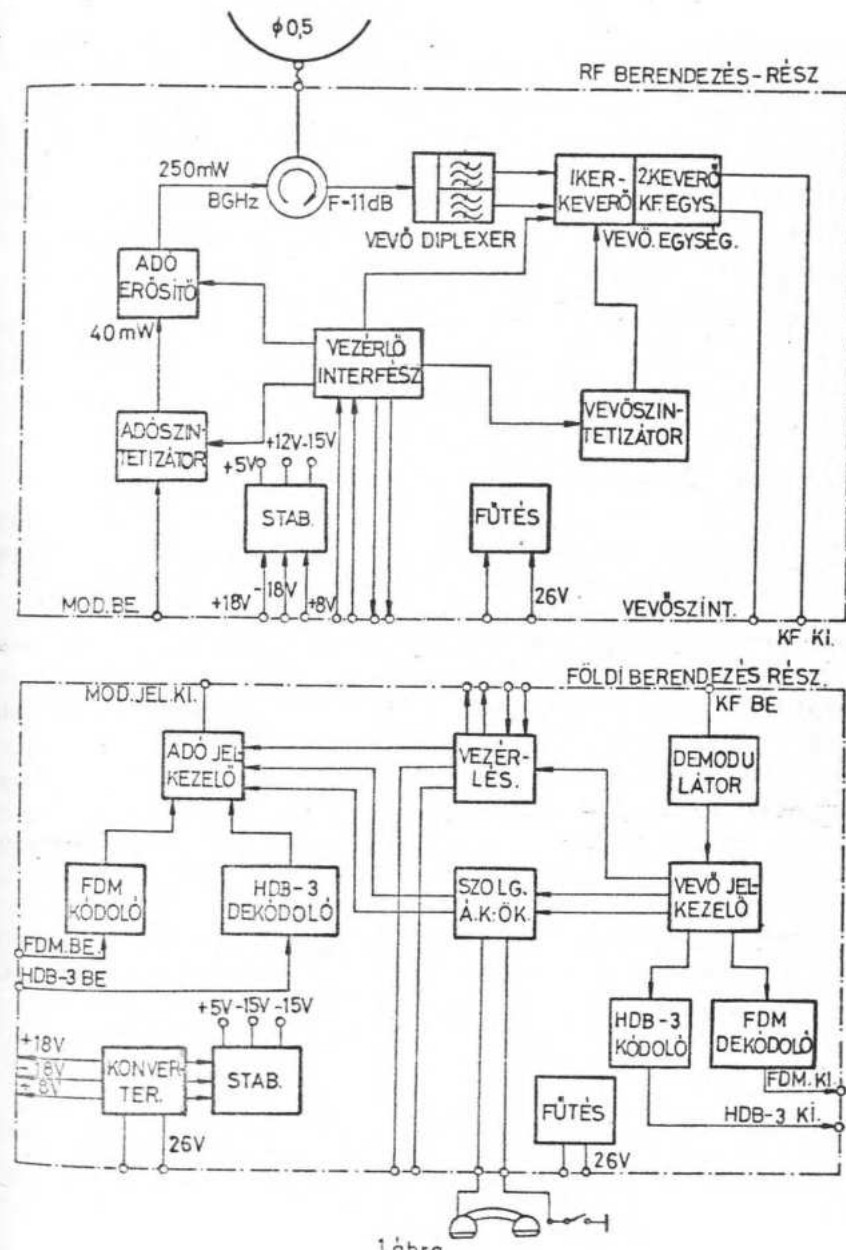
Baráth Bálint, Meng József, Neuberger Béla, Dr. Ványai Péter

Az utóbbi időben rohamos igény mutatkozik olyan - távközlő hálózatokban alkalmazható - kis kapacitású átviteli rendszerekre, melyek nemcsak analóg, hanem nagymegbízhatóságú kódkorlátozásmentes digitális jelátvitelt is biztosítanak. Ezen berendezések széleskörű felhasználásra számíthatnak vidéki körzetek, kistelepülések bekapcsolásánál az országos hálózatba, nagyvárosi és városok közötti adatátviteli hálózatok kialakításában, hírhálózatok részeinek gyors helyettesítésére, ideiglenes hírközlési és adatátviteli igények kielégítésére. Ezen feladatok megoldására célszerű egy kismegfogyasztású, kissúlyú, elsősorban digitális de analóg átvitelt is biztosító mikrohullámú rádiórelé berendezést alkalmazni, melyek megfelelő flexibilitással rendelkeznek. Ezen berendezéseket célszerű szabadterben telepíthető konténeres kivitelűnek, egyszerűen telepíthetőnek és kézi vagy automatikus vívőfrekvenciabeállítással rendelkezőnek tervezni. Az elmúlt években a Távközlési Kutató Intézetben a fenti igényeket figyelembe vevő digitális konténeres mikrohullámú rádiórelé berendezést fejlesztettünk ki a 8 GHz-es frekvenciasávban.

A berendezés 5 fő részből épül fel:

- a rádiófrekvenciás és KF áramköröket tartalmazó konténerből
- a jelkezelő, szolgálati csatorna, vezérlő és FDM kodek áramköröket tartalmazó konténerből
- a 0,5 m átmérőjű fémezett műanyag paraboloid antennából, amely vagy önállóan vagy a rádiófrekvenciás konténerrel összeépítve telepíthető
- hálózati tápegységből és a puffer üzemi akkumulátorból
- a telepítési állványokból és kábelekből.

A berendezés vázlatos blokksémája az 1. ábrán látható. A berendezés műszaki terv szintű példányain elvégeztük az átviteli és funkcionális méréseket. Vizsgáltuk a berendezést az előírt klímakövetelmények és mechanikai követelmények szerint. A már el-



végzett vizsgálatok eredményei igazolták a célkitűzéseket.

A berendezés egyik fő és új műszaki jellemzője az automatikus vezérlés, amely lehetővé teszi - több más funkciója mellett - a szélessávú áramköröket tartalmazó rádiófrekvenciás rész vívőfrekvenciájának automatikus átállítását bármely kijelölt állomásról a teljes 280 MHz-es sávban. A 100 db vívőfrekvencia bármelyike 2 MHz-es raszter szerint választható.

Méréseink szerint a 2 Mbit/s sebességű digitális jelátvitel - amely HDB-3 pontok között csatlakozik a forrás illetve nyelőhöz - a számított vevőszintfüggő hibaaránygörbét 2 dB-el közelíti meg. Átkapcsolhatóan lehetőség van a CCITT specifikációnak megfelelő 12 FDM beszédcsatorna átvitelére is.

A szolgálati csatorna átvitelét DM kodekkel valósítottuk meg ~32 kbit/s sebességgel. A távítócsatorna ~16 kbit/s-os átviteli úton tart kapcsolatot az állomások között a távjelző és vezérlő jelek továbbítása céljából.

A berendezés a különböző klímaterületeknek megfelelően igen széles hőmérséklet tartományban teljesíti előírásait. A fejlesztés jelentős eredményének könyvelhető el egy olyan konténertípus kialakítása, amely kis súlya és kis mérete mellett olyan klímaviszonyokat biztosít a szabadtéri üzemeltetésre készült berendezés számára, amely -40 és +50°C környezeti hőmérséklet mellett is lehetővé teszi az áramkörök 0 és +65°C közötti közvetlen hőmérséklettartományba való üzemét.

A korábbi konténerkonstrukcióktól eltérően a jelenlegi kisebb fűtőtéljesítményt igényel. A fűtőenergiát az egységet közvetlen fűtőfóliával történő melegítésre használjuk. A szélsőséges hőmérsékleteket figyelembe véve az egységet és a konténer falai közötti légrés megfelelő kompromisszummal történő megválasztásával (kb. 4-5 mm), igen kedvező -kb. 5-8°C-os hőlépcső érhető el melegben és hidegben sem jelent túlzottan nagy fűtőenergia felhasználást. A berendezésen végzett hőtechnikai és klímavizsgálatok egyértelműen pozitív eredménnyel zárultak.

A teljes berendezés telepítése szabadterben történik. A rádiófrekvenciás konténer az antennával egybeépíthető, vagy kívánság szerint egy rövid kábellel csatlakoztatható az antennához. Az antenna és az RF konténer kézi beállítású rövid állványra vagy vezérelhetően iránybaállítható magas árbócon helyezhető el.

Az előadásra való készülés időpontjában a típusvizsgálatok egy része még folyamatban van és a berendezéssel terepkísérletre készülünk, melynek eredményeiről terveink szerint az előadás alkalmával kívánunk beszámolni.

1. Táblázat

A digitális rádióberendezés főbb műszaki adatai.

Névleges frekvenciasáv	: 8 GHz
Beállítható duplex csatornák száma	: 100
Tipikus adótéljesítmény	: 150 mW
Tipikus vevő zajtényező	: 11 dB
Frekvenciastabilitás	: $\pm 1 \cdot 10^{-5}$
Vevő bemenőszint tartomány	: -33 ... -83 dBm
Fading tartalék	: 20 dB
Állomástávolság	: 20 km
Átviteli kapacitás	: 2 Mbit/sec vagy 12 FDM csatorna
Modulációs típusa	: 2 FSK
Szolgálati telefon csatorna	: 300 - 3400 Hz vagy 32 kbit/sec (D.M.)
Jelző-vezérlő csatorna	: 16 kbit/sec
Tápellátás	: 220V/+26V (puffer akkumulátor üzemre)
Környezeti hőmérséklet tartomány	: -40°C ... +50°C

EDAR - 70Mb/s sebességű koax kábeles vonalszakasz

Megyesi Csaba, Fazakas Csaba

Áttekintés

A vezetékes digitális átviteltechnikai rendszerek -összetételüket tekintve- alapvetően átviteli utakra és az elsődleges jelek digitalizálását és/vagy nyálábolását végző egységekre bonthatók.

Az FDM átviteltechnikához hasonlóan itt is különböző nyálábméretű/bitsebességű/ rendszerek hierarchiája jött létre. Ezen belül a berendezések jól definiált interface pontokon csatlakoztathatók egymáshoz /CCITT G.703./

Felhasználóikat tekintve, a digitális rendszerek általánosan elismerten a jövő távközlésének útját jelentik.

A KGST országok ezért 1981-ben, Bukarestben aláírták az EDAR /Egységes Digitális Átviteli Rendszer/ egyezményt, amely a berendezések teljes vertikumának egyeztetett közös kidolgozását, majd a jövőben kizárólagos alkalmazását tűzte ki célul. MMK e munkában a 34 Mb/s sebességű koax vonalszakasz berendezéseinek és az ehhez tartozó műszerkészlet kifejlesztését vállalta. A berendezés fejlesztést TERTIA megbízásából műszakilag a TKI vezeti.

Digitális átvitel koaxiális kábelén

Koax kábelt kb. 100 éve gyártanak és fektetnek. A kialakult gerinchálózatok jórészt erre alapulnak, az átvitel FDM technikájú. Digitális rendszerre való áttérés akkor célszerű, ha:

- a csatlakozó hálózati részek /és központok/digitálisak vagy az átalakítást tervezik,
- a meglévő kábeleket a meglévő ismétlő távolságok /konténer helyek/mellett használni lehet.

Ismertes, hogy az FDM rendszerek hierarchikus felépítése a Szovjetunióban eltér az európai országokétól, és ennek hatása az ismétlő távolságok kiosztásában is jelentkezik /alaposítás 4 km ill. 3 km/. Az 1. táblázatban feltüntettük a szóba jövő rendszerek néhány alapjellemzőjét. Miután az EDAR programban alapvető cél a szovjet igények kielégítése, a 34 Mb/s átviteli sebesség helyett két független 34 Mb/s nyáláb átvitele a feladat, ez biztosítja ui. az ott használatos ismétlő-

távolság mellett a kábel optimálisabb kihasználását.

Rendszer problémák

1./ A két független 34 Mb/s sebességű nyáláb átvitele szükségessé tette egy multiplex berendezés kifejlesztését is a szokásos vonalszakaszi berendezéseken felül, amely majdnem azonos bonyolultságu, mint a 140 Mb/s-os.

2./ A 70Mb/s sebességű rendszerre adódó szakaszcsillapítások minden ismert gyártásban lévő rendszernél jobban közelítik az elvi határokat /miután a kábel lehetőségeit nagyobb mértékben használjuk ki/.

3./ A szolgálati és telemechanikai összeköttetésekre vonatkozó szovjet igények lényegesen tágabbak a nyugateurópai posták megfelelő követelményeinél.

4./ A berendezés fejlesztését az EDAR céljára most kialakított konstrukcióban kell végezni.

5./ A felhasznált alkatrészek szocialista gyártóval kell rendelkezzenek.

Rendszer kialakítása

A berendezés blokkvázlata az 1. ábrán látható. A MUX a független 34 Mb/s sebességű jelek nyálábolását végzi, LCD a 4B3T kódolást, dekódolást végzi, TREG a végállomási regenerátor. LTL a távtáplálás beiktatását és az esetleg szükséges művonalakot tartalmazza. Szolgálati rendszer két koax rendszert szolgál ki.

A távtáplált szakaszon belüli távhiba behatárolás és az állomás közti szolgálati rendszer 1-1 duplex 128 kb/s sebességű digitális csatornát használ, a koax szimmetrikus segéd-érpárjain.

Áttekintés

Ismertettük egy speciális nagysebességű koaxiális digitális átviteli rendszer kialakítását, amely meghatározott alkalmazási körülmények között gazdaságos átviteli lehetőséget biztosít 4x480=1920 beszédcsatorna számára.

A rendszer végleges kialakítása, vonalpróbája még a jövő feladata. Az eddigi eredmények számos kolléga munkáját dicsérik a TKI-n belülieken kívül TERTIA, MMK és MMWP munkatársai közül többen járultak és járulnak hozzá e nagy projektsikeréhez.

70 MBIT/S-OS PCM MULTIPLEX BERENDEZÉS

Zsiga Árpád

A PCM jel multiplexálása több alacsonyabb bitsebességű, általában pleizokron szinkronkapcsolatban lévő jelnek egy nagyobb bitsebességű jelben történő összefogása. Az EDAR 34/70Mb/s multiplex berendezés két CCITT G.703 szerinti tercier jelet fog össze egy 69 120 Kbit/s sebességű PCM jellé.

Szinkronizálás

Az alacsonyabb szintű jelek újbóli szétválasztásához szükséges, hogy a multiplex jelben megkülönböztethetők legyenek a különböző forrásból származó információs bitek. Erre szolgál a keretszervezés, azaz hogy a multiplex jel meghatározott hosszúságú bits csoportokra, keretekre van osztva, és a keretek meghatározott bitpozícióiban visszük át az egyes források jeleit.

A keretszinkronizáció a keretek fázishelyzetének meghatározását jelenti. A keretek kezdőfázisának kijelölésére a keretszinkron kód szolgál. A keretszinkron algoritmus arra szolgál, hogy az információban is előforduló /nem tiltott/ kódszó tényleges helyét minél rövidebb idő alatt és minél nagyobb valószínűséggel azonosítani lehessen.

Az EDAR 34/70Mb/s multiplex az ún. adaptív szinkronizációt használja, melynél időben párhuzamosan történik a szinkronizmus ellenőrzése és az új szinkronhelyzet keresése. A hagyományos rendszereknél a két folyamat időben követi egymást.

Hagyományos szinkronizáció esetén, a vonali jelben bekövet-

kezett fázisugrás hatására a visszaszinkronizáláshoz szükséges idő várható értéke:

$$M_{sz} = M_f + M_v$$

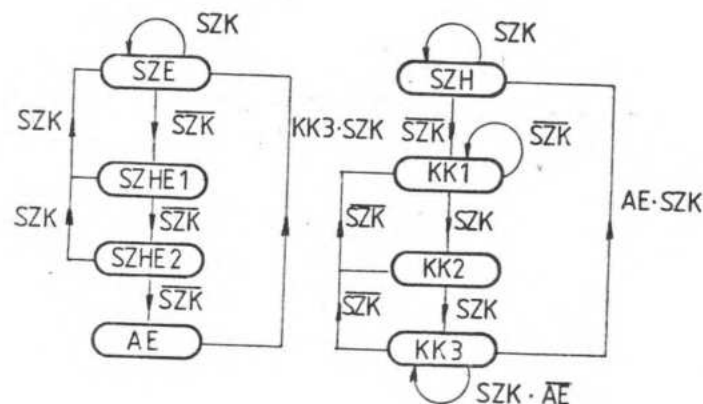
az M_f szinkronhiba felismerési idő és az M_v visszaállási idő várható értékeinek összege.

A várható érték úgy képezhető, hogy az 1. ábra folyamatát MARKOV folyamatként kezeljük és képezzük a SZE-AE, valamint a SZH-SZE n lépéses állapotátmeneteket az alábbi összeget:

$$\sum_n P_n \cdot n \cdot T_n, \text{ ahol}$$

P_n az n lépéses állapotátmenet valószínűsége, T_n a keretidő. Adaptív rendszernél a szinkronizálási idő:

$$M_{sza} = \begin{matrix} M_f & \text{ha } M_f > M_v \\ M_v & \text{ha } M_v > M_f \end{matrix}$$



1. ábra. A keretszinkron algoritmus.

Sebességillesztés

Az összefogandó források névleges információs sebessége azonos, de egy aránylag szűk toleranciasávon belül változhat.

A sebességillesztés során a multiplex jelben átvitt információ és a forrás információs sebessége között mezokron kapcsolatot hozunk létre, azaz a két sebesség átlagát tesszük azonosná.

$$\overline{V_{imx}} = \overline{V_f}$$

A fenti átlagot időben részlegesen kihasznált csatornák alkalmazásával tesszük azonosná.

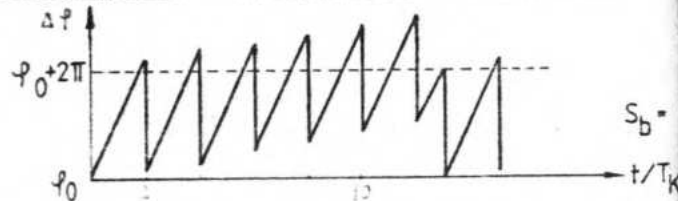
$$V_{imx} = \begin{cases} /n_{in} - 1/ \cdot f_k & \text{ha } \Delta\varphi < -1\text{bit} & \text{pozitív beiktatás} \\ n_{in} \cdot f_k & \text{ha } |\Delta\varphi| < 1\text{bit} & \\ /n_{in} + 1/ \cdot f_k & \text{ha } \Delta\varphi > 1\text{bit} & \text{negatív beiktatás} \end{cases}$$

ahol f_k a keretfrekvencia, és

$$\Delta\varphi = \varphi_f - \varphi_{imx} \quad \text{a forrás és a multiplex információ fáziskülönbsége.}$$

A multiplexálás által okozott jitter spektruma alapvetően a sebességkülönbségekből meghatározható s beiktatási gyakoriságtól függ, melyet a 2. ábra szemléltet.

$$s = (V_f - V_{imx}) / f_k$$



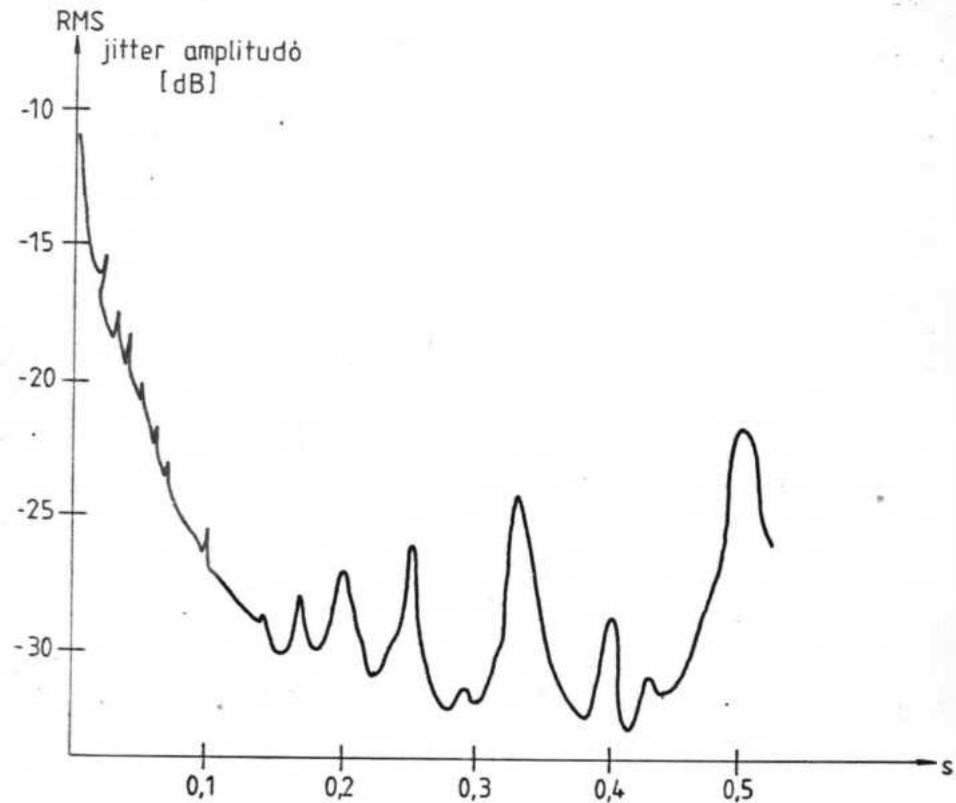
2. ábra. A multiplexálási jitter kialakulása.

A jitter teljesítménysűrűség spektruma

$$S(f) = s^2(f) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{2\pi n} \right)^2 \cdot [\text{rep} \delta(f - sn) + \text{rep} \delta(f + sn) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s}{(2\pi n)} \cdot (\delta(f - n) + \delta(f + n))]$$

alakban írható fel. Itt s értékétől függően tartalmaz a spektrum alacsonyfrekvenciás komponenseket - melyek a vételi oldali órajelvi visszaállítás során nem szűrhetők - vagy sem.

A kétirányú sebességkiegyenlítést alkalmazó multiplexeknél s értéke nullához közeli kis szám. Az EDAR 34/70Mb/s multiplexnél $s = -7,5 \cdot 10^{-2} \quad 7,5 \cdot 10^{-2}$ lehet.



3. ábra. A jitter a beiktatási gyakoriság függvényében.

EDAR - 70Mb/s KOAX-KÁBELES VONALSZAKASZ SZOLGÁLATI RENDSZERE

Papp Andor, Megyesi Csaba

Az EDAR 70Mb/s-os koax kábeles vonalszakasz alapvetően szovjet igények kielégítésére készül. Ezek az igények a szolgálati/riasztási rendszerre vonatkozóan az alábbi főbb pontokba foglalhatók össze.

- 1/ Biztosítani kell a felügyeleti szakaszon belül a felügyeletlen ismétlő állomások üzem közbeni hibaarány figyelését és távhibabehatárolását.
- 2/ Biztosítani kell a felügyeleti szakaszon belül a szolgálati összeköttetés lehetőségét a felügyeletlen állomásokkal.
- 3/ Biztosítani kell a felügyeletlen állomások között 70Mb/s sebességű, nyálábontként egy-egy szelektív hívhatóságú szolgálati csatornát.
- 4/ Biztosítani kell a felügyeletlen állomások sürgős riasztási állapotának átjelzését a végállomások /ill. a többi felügyeletlen állomás/ felé.

Fentiekén kívül természetes igény, hogy a rendszer, valamely pontján keletkező sürgős riasztás ne okozzon a további állomásokon sürgős riasztást. Általános elv, hogy a riasztások mindig csak azon a kereten jelentkezzenek, ahol a hiba van.

A RENDSZER FELÉPÍTÉSE

A fenti követelményeknek elegettevő szolgálati/riasztási rendszer megvalósításához 5 kétirányú csatornára van szükség. Ezeket a koax kábel /szovjet MKT4 típus/ 5 szimmetrikus segéd érpárján a következő módon szerveztük meg:

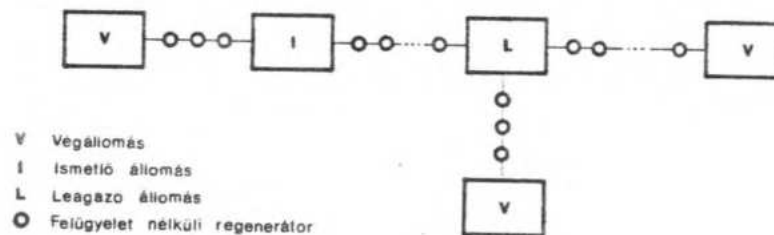
- két állomásközi szolgálati telefon csatorna /DPCM kódolás, 32 kb/s/ és a telemechanikai jelzések digitálisan összefogva egy 128 kb/s sebességű csatornába. 2 érpár.
- szakasz szolgálati összeköttetés félduplex, hangfrekvenciás, táplálást nem igénylő pupinozott áramkör, amely táplálás kimaradás esetén is működőképes. 1 érpár.

Ebben az előadásban részletesebben ismertetjük az állomásközi szolgálati rendszer megoldását.

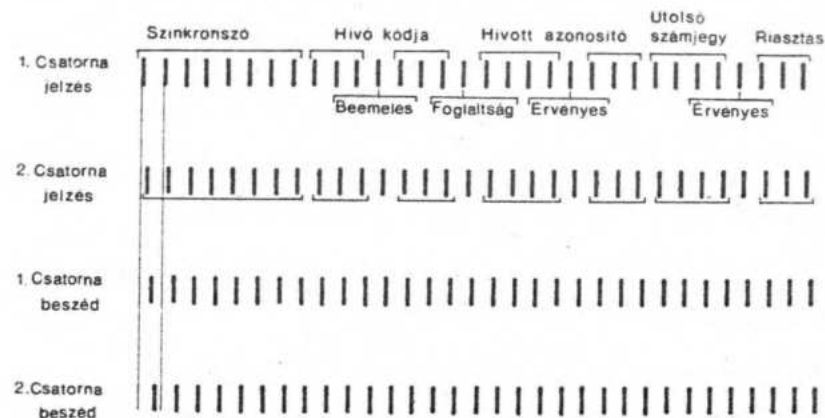
AZ ÁLLOMÁSKÖZI SZOLGÁLATI RENDSZER

Az állomásközi szolgálati rendszer biztosítja a szelektív hívható 2 db beszédcsatornát, a telemechanikai jelzésátvitelt, továbbá a felügyeletlen állomás szolgálati keretének riasztásait összefogja és kijelzi.

A rendszer felépítése az 1./ ábrán látható. A kialakítás olyan, hogy többszörös leágaztatást is lehetővé tegyen.



A rendszer a kábel 2 szimmetrikus segéd érpárját használja átvitelre, a vonali jel 128kb/s sebességű. HDB3 kódolású.



A sorozat négy egymásutáni bitje különböző funkcióval rendelkezik, az ábrát a szemléletesség kedvéért e szerint osztottuk meg. Az egyes beszédcsatornák 32 kb/s sebességűek, ez a sebesség DPCM kódolás mellett kielégítő minőséget biztosít a 400...3400 Hz beszédcsávban.

A fennmaradó bitpozíciókban átvitt információ tartalmazza a:

- keretszinkront,
- beszédcsatorna állapotát /foglalt/szabad/,
- hívó állomás azonosítóját,
- hívott állomás azonosítóját,
- utolsó hívott számjegyet,
- átjelzett riasztás típusát.

A keretszinkronszó hosszának és alakjának, valamint a többi átvitt információ megfelelő csoportosításának köszönhetően, a rendszer biztonságosan találja meg és tartja a szinkron állapotot.

A szolgálati rendszer szinkron üzemmódú, de minden állomáson az időzítés egy PLL segítségével történik, így valamely vonalrész kiesése /pl. kábelszakadás/ esetén az óraellátást átveszi az első állomás. A rendszer e szempontból kitüntetett irányval rendelkezik.

A mellékek szelektív hívása két számjeggyel történik. A rendelkezésre álló bitpozíciók miatt az első 0...7, a második 0...9 közti értékeket vehet fel. A rendszer opcionális lehetőséget biztosít arra, hogy egy külön kártya beépítésével bármely mellék egy külső automata CB központba beköthető legyen, és így távoli állomás közvetlenül hívhat helyi városi állomást. A CB vonal illesztőknek külön hívószámuk van. Az egymás mellett páros/páratlan hívószámok a szolgálati helyet és a CB illesztőt választják /pl. 0 és 1, 8 és 9/. A fentiekből adódik, hogy 40 állomás különböztethető meg, csatornánként függetlenül.

A TELEMECHANIKAI JELZÉSÁTVITEL

A telemechanikai jelzésátvitel megadja a forrás állomás sorszámát, továbbá valamelyiket az alábbi átjelzés típusok közül:

1. sürgős riasztás az 1. koax összeköttetésen,
2. sürgős riasztás a 2. koax összeköttetésen,
3. sürgős riasztás az állomásközi szolgálati összeköttetésen,
4. sürgős riasztás a távhibabehatároló szolgálati összeköttetésen,
5. az egyik 34Mb/s nyalábot érintő sürgős riasztás átjelzése az 1. koax. összeköttetésen,
6. az egyik 34Mb/s nyalábot érintő sürgős riasztás átjelzése a 2. koax összeköttetésen.

A RIASZTÁSI RENDSZER

A berendezés riasztási rendszerét az alábbi elvek figyelembevételével terveztük:

1. Minden keret önálló riasztás összefogással rendelkezik.
2. A riasztások kijelzése mindig azon a kereten történik, ahol a kiváltó ok van.
3. Az állomás riasztás állapotát a telemechanikai rendszeren át kell jelezni a többi felügyeleti ismétlő állomásra. Ezek összegyűjtését és kezelését az állomásközi szolgálati rendszer biztosítja.
4. A riasztások "memória" állapotba tehetők kell legyenek, de az ugyanazon kereten fellépő új riasztások újra riasztás jelzést kell kiváltssanak.
5. A felügyeletlen ismétlő állomások távellenőrző rendszeréből származó riasztások a szolgálati kereten jelennek meg. Az ellenőrzés üzem közben folyamatosan működik.
6. A felügyeleti ismétlő állomások felesleges végigriasztását elkerülendő a telemechanikai átjelzések alapján

bizonyos sürgős riasztások blokkolódnak, helyettük csak szolgáltatási riasztás keletkezik. Ez tkp. az AIS jel adás-vételét pótolja.

ÖSSZEFOGLALÁS

Az EDAR 70 Mb/s sebességű koaxiális kábeles vonalszakasz szolgálati és riasztási rendszere a hasonló rendszerekhez meg szokottól több szolgáltatást nyújt. A választott megoldás a Szovjet Posta követelményeinek eleget tesz és a legkorszerűbb szocialista alkatrész bázison felépíthető.

SZÉLESSÁVÚ ANALÓG JELEK ÁTVITELE DIGITÁLIS VONALON

SUGÁR PÉTER, JESZENŐI PÉTER

A jelenlegi hírközlő hálózat nagyrészt analóg FDM berendezésekből épül fel. Egyre nagyobb tért hódítanak azonban a digitális PCM rendszerek. Felvetődik tehát a két rendszer közötti együttműködés problémája. Konkrét felhasználói igény merült fel a TKI-ban kifejlesztett primer PCM nyáláb átvitelére alkalmas atmoszférikus optikai adóvevő berendezés kapcsán olyan készülékre, mely segítségével a fenti berendezésen 12 csatornás FDM rendszer is üzemeltethető.

A készüléket úgy realizáljuk, hogy az FDM berendezés vonali frekvenciasávját digitalizáljuk, majd ezt átvive a PCM vonalon, dekódolás után ismét előáll az FDM csoport. A digitális szakasz beiktatásánál alapvető követelmény, hogy az adott szakaszra eső zajteljesítmény csatornánként ne haladja meg a 3 pWOp/km-t. Ezt a zajkövetelményt enyhítheti, ha a digitális szakasz közbeiktatásával az FDM összköttetésből esetleg kimaradnak modemek.

PCM összköttetéseknel a vonali jitterből és a bit hibaarányból származó zaj lényegesen kisebb a kvantálási + túlvezérlési torzításból eredő zajoknál. d-11 bit/minta esetén 400 pWOp kvantálási + túlvezérlési zajra lehet számítani telefoncsatornánként. Mivel a berendezésen biztosítani szeretnénk az FDM csoporton kívül más szélessávú jelek átvitelét is, célszerű lineáris kvantálást alkalmazni.

A berendezés 2-12 csatornás FDM jel kódolását és dekódolását végzi úgy, hogy a multiplex jel átvitele 2,048 Mbit/s sebességű digitális vonalon lehetséges. Az FDM bemeneti átkapcsolható csillapítót követő aluláteresztő szűrő az FDM multiplexből szivárgó vívók és egyéb sávon kívüli zavarjelek elnyomását végzi. A mintavevő és tartó áramkör 11 bit pontosságú átalakítást végez. A kvantálás lineáris, a kódolás számláló típusú. A mintavételezési frekvencia 136,533 kHz. A konverzióra rendelkezése állóidő 6,5 μ s. A mintavételezési idő 0,8-1,3 μ s. Az A/D átalakítón előálló paralell adat szintillesztőn keresztül kapcsolódik a paralell-soros átalakítóra. (TTL/CMOS). Itt áll össze a 11 bit adatból

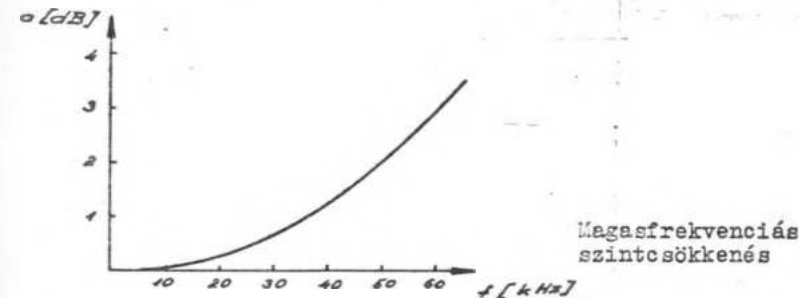
és 4 bit szinkronból álló kódszó. A soros adat AMI kódoláson és végfokon keresztül kerül a kimenetre.



Kódszó összetétele

A PCM-FDM dekódoló áramkör vonalvevője olyan kialakítású, hogy a névleges bemenőszintnél 6 dB-el kisebb jelet is fogadni képes. A vonalvevőre csatlakozó órajelregenerátor kvarc PLL megoldású. Vonalmegszakadás esetén az újraszinkronizációs idő 100-500 ms. A soros-paralell átalakító a szinkronbitek és adatbitek szétválasztását végzi, előállítja a paralell adatot a D/A konverter részére.

A szinkron szó 4 db ϕ . Ilyen bit kombináció előfordulhat a kódszóban, de hogy kicsi legyen az előfordulás valószínűsége a 4.5.7.8 bitek invertálásra kerülnek. A szósinkronizáló áramkörben egy számláló együtt fut a kódszóval. Két másik számlálóval statisztikai alapon döntünk a beavatkozás szükségességéről, mely az együttfutó számláló léptetését jelenti. A D/A konverter követő mintavevő és tartó áramkör segítségével a D/A konverter beállási tranzienseit kiszűrjük ki a jelből. Jelentős jel/zaj viszony javulás érhető el. Az eredeti analóg jelet aluláteresztő szűrővel állítjuk vissza. Mivel a jelhelyreállítás a minták tartásával történik, magasabb frekvenciákon szintcsökkenés lép fel, melyet amplitúdó korrekttorral egyenlítünk ki.

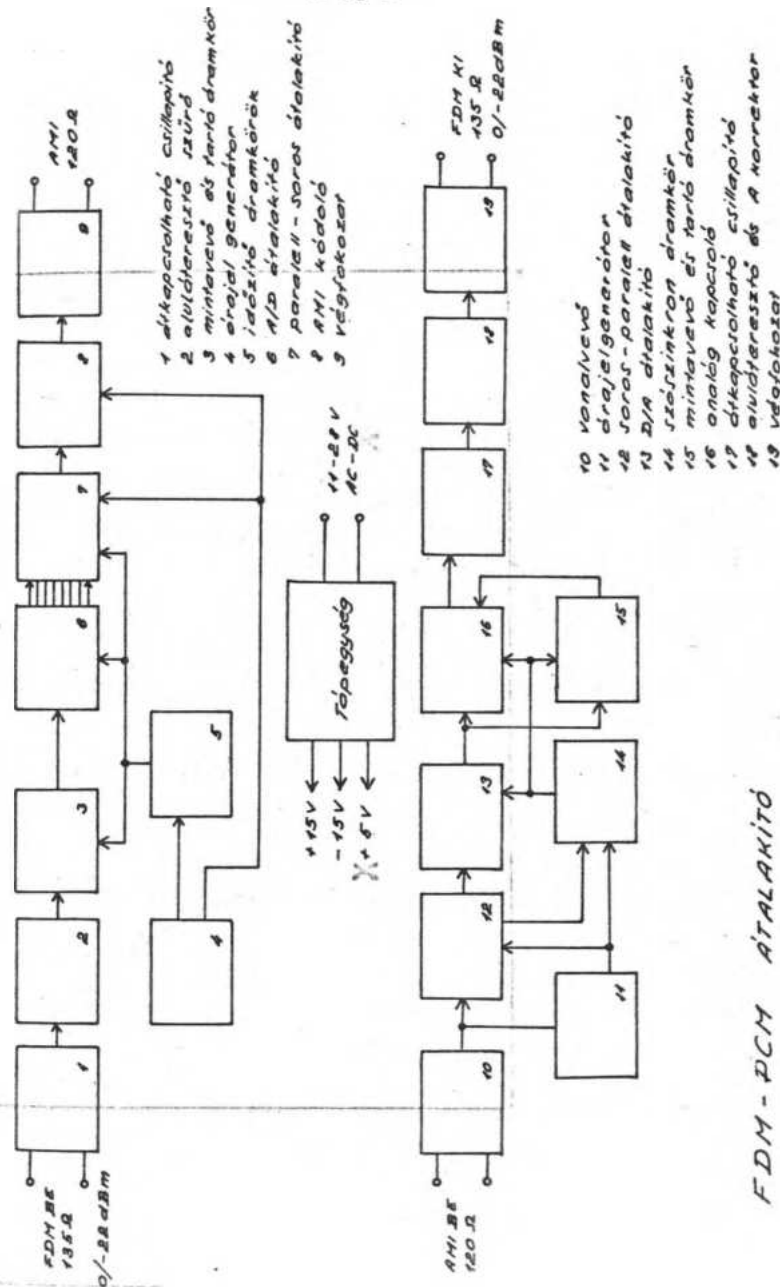


A kimeneti szintet A-B osztályú tranzisztoros végtokezozat állítja elő.

A berendezésben található műszeregység segítségével az alapvető működési funkciók ellenőrizhetők. A műszer lámpasoros kijelzésű.

A berendezés tépfeszültségeit jó hatásfokú kapcsolóüzemű tápegység állítja elő. A tápegység a bemenet felől 500V-ig galvanikus elválasztást biztosít. A készülék fogyasztása ~8 Watt.

A készülék összes áramköre nagymegbízhatóságú alkatrészekből épül fel, a digitális áramkörök (az A/D átalakítót kivéve) kisfogyasztású CMOS áramkörök tartalmazzanak. A működési hőmérséklet tartomány: $-40^{\circ}\text{C} \dots +50^{\circ}\text{C}$. Kódoló és dekódoló áramkört tartalmazó komplett egység tömített alumínium konténerben nyert elhelyezést. Méretei: 90x230x360 mm
Tömege : 4 kg



34 Mbit/s SEBESSÉGŰ DIGITÁLIS KF MODEM

dr. Szabó Zoltán

TKI-NIIR együttműködés keretében egy digitális KF modemet fejlesztettünk ki. A KF modem szélessávú mikrohullámú berendezésekhez csatlakoztatható.

A KF modem két önálló részből áll: modulátor és demodulátor. A modem ennek megfelelően két slim-rack blokkba van építve. A modulátor HDB-3 jeleket fogad, ezt a HDB-3 dekódoló NRZ jellé alakítja át. A jelet szkremblerezzük, amely biztosítja, hogy a kimenő jel spektruma bejövő jeltől független legyen. A kódoló a jelen Gray kódolást és differenciális kódolást hajt végre. A differenciális kódolásra azért van szükség, hogy a demodulátorban a vivőviszaállító fázisbizonytalanságát kiküszöböljük. A kódoló tartalmazza a díbitképzést is.

A QPSK modulátorban a két vivő eltolását 90° -os hibriddel, a modulálást ringmodulátorokkal végezzük, a jelet 0° -os hibriddel összegezzük. Az összegzett jel megfelelő erősítés és szűrés után kerül a kimenetre.

A demodulátorban koherens demodulálást alkalmazunk. A vivőviszaállító négy-szerező típusú, PLL szűréssel. A négy-szerezős vivőviszaállító alkalmazása, azért előnyös, mert a tényleges demodulálás után nincs visszacsatolás, így a vivőviszaállítóban csak egyszeres hurok alakul ki.

Az órajel kinyerése digitális PLL áramkört alkalmazunk. A digitális jelet dekódolás és HDB-3 kódolás után adjuk ki. A KF modemnek szolgálati csatorna jelek átvitelét is biztosítani kell. A szolgálati csatorna jelével a mikrohullámú adó oszcillátorát frekvenciában modulálják. A demodulálás a vivőviszaállítóban történik. A frekvenciákat megválasztása kompromisszum kérdése. Ha növeljük a frekvencia lüketet, akkor jobb lesz a szolgálati csatorna jel-zaj viszonya, de nagyobb lesz a hatása a digitális csatormára. Az eredő lüket $\Delta F = 15$ kHz, a közölt eredmények erre vonatkoznak. Az átvinni kívánt sáv 24 kHz, amely szolgálati multiplex segítségével lehetővé teszi 5

telefoncsatorna, vagy ezek bármelyikén 1200 Bd-os FSK modem jeleinek az átvitelét.

A KF modem főbb műszaki adatai:

Átvitt jel sebessége	: 34,368 Mbit/s
Pontosság	: $\pm 20.10^6$
Csatlakozási kód	: HDB-3
A középfrekvencia névértéke	: 70 MHz
Pontosság a modulátor kimenetén	: $\pm 3,5$ kHz
Igényelt pontosság a demodulátor bemenetén	: ± 300 kHz
Ki- és bemenőszint	: 0 dBm
Kimenőimpedancia	: 75 Ohm
Reflexiós csillapítás	: 26 dB
Moduláció	: QPSK
Demoduláció	: koherens
A 10^3 hibaarányhoz szükséges jel/zaj adószűrő sávszlessége	: 13 dB
Vevőszűrő sávszlessége	: 26 MHz
	: 20 MHz

Mérési eredmények:

A hibaarányt a jel/zaj függvényében az 1. ábra mutatja.

A bemenő frekvencia változásának a hatását adott jel-zaj viszonynál az alábbi táblázat tartalmazza.

f (MHz)	70	70,35	70,5	69,7
f (kHz)	0	+350	+500	-300
P_E	$1,4 \cdot 10^4$	$2,3 \cdot 10^4$	$1,1 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^3$

A modulátor pontossága:

Dibit	00	01	10	11
Fázis (°)	-0,4	+90,8	+177,6	-86,6
Amplitudó (dB)	0	-0,9	+0,08	-1,05

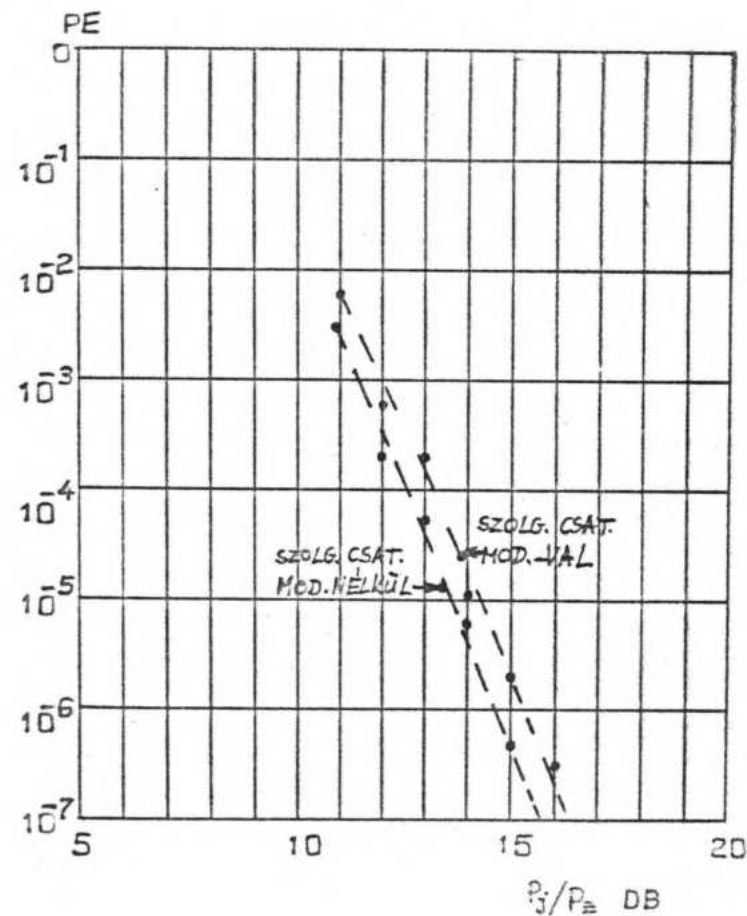
Szolgálati csatorna mérése:

Csatorna	Jel/zaj (dB)
fizikai	34
1	36
2	36
3	36
4	41

Irodalom:

1. dr. Frigyes I.: 70 MHz-es közepes sebességű digitális modem. Előzetes rendszerterv. TKI tanulmány, 1982.
2. Kendrovics Á., dr. Szabó Z., dr. Ványai P.: 70 MHz-es közepes sebességű digitális modem. Modulátor. TKI tanulmány, 1982.

3. dr. Kovács J., dr. Szabó Z., dr. Ványai P.: 70 MHz-es közepes sebességű digitális modem. Demodulátor. TKI tanulmány, 1983.



1. ábra

NAGY ÉRZÉKENYSÉGŰ VEVŐBERENDEZÉSEK

Dr. Kenderessy Miklós

A mikrohullámu vevőberendezések érzékenységének növelése az utóbbi idők egyik legfontosabb problémája, különösen a műholdak alkalmazása óta. A megoldás érdekében kísérleteznek tranzisztoros erősítőkkel, Schottky diódás keverőkkel, sőt ezek hűtött változatával is. Az egyik legjobb eredményt azonban a Josephson-effektus alkalmazásával lehet elérni.

Alig több mint husz éve, hogy B.D. Josephson elméletileg megállapította az azóta róla elnevezett effektus létezését, és ezen idő alatt a jelenséget nemcsak kísérletileg igazolták, hanem számos területen alkalmazzák is. Josephson 1962-ben megállapította, hogy ha két szupravezető egymással laza csatolásban van, és az átmeneten áramot bocsájtanak keresztül, akkor kis áramértékek esetén az átmeneten nem lép fel feszültség. Ha az áram egy kritikus értéket meghalad, akkor az átmeneten feszültség lép fel, és ezzel egyidejűleg igen nagy frekvenciájú rezgés jön létre. A feszültség és a frekvencia között szigorú kapcsolat van:

$$f = 483\,593,718 \pm 0,060 \text{ MHz/mV.}$$

Láthatóan ez a frekvencia igen magas, ezért a Josephson effektus a GHz-es tartományban használható jól. Az így keletkező rezgés mikrohullámu oszcillátor készítését teszi lehetővé, de ennek az oszcillátornak nagyon kicsi a teljesítménye.

Ez a jelenség fordítva is felhasználható. Ha az átmenetre mikrohullámu frekvenciájú jelet vezetünk, akkor az átmeneten feszültség lép fel. Ez teszi lehetővé az átmenet detektorként való alkalmazását. A feszültség-áram karakterisztika azonban nemcsak lineáris, hanem négyzetes részt is tartalmaz, ami viszont keverőként való alkalmazást tesz lehetővé. Ha az átmenetre két mikrohullámu jelet vezetünk, akkor azok keverési termékei is létrejönnek. Sőt egyetlen jel odavezetése is elég, mert helyi oszcillátorként maga az átmenet is felhasználható, ha azon valamilyen feszültséget állítunk be.

A karakterisztika nemlineáris jellege parametrikus erősítőként való alkalmazást is lehetővé tesz, amikor a pumpateljesítményt maga a Josephson átmenet szolgáltatja. Ily módon elsősorban 100 GHz alatti tartományokban lehet kis-zajú előerősítőket készíteni.

A Josephson átmenetek előállításának többféle módja van. Legegyszerűbb, és jól bevált módszer a tűs átmenet, amikor pl. nióbbium felülethez 1-2 μ átmérőjű tűt szorítanak. Bár ez a megoldás nem eléggé stabil, kísérletek végzéséhez a leg-egyszerűbb módszer. Másik kivitelnél u.n. hidegforrasztással előállított ón-csepp képez laza csatolást a szupravezetők között. Legstabilabb megoldást a vákuumpárolgatatással vagy katódporlasztással előállított vékonyréteg átmenetek képezik. Az átmenet lehet egy vékony szigetelő réteg, vagy 1 - 2 μ széles, rövid vezető darab /Dayem-híd/. A problémát itt az jelenti, hogy a rétegek hosszú idejű stabilitását kell biztosítani. Ez technológia és anyagválaszték kérdése.

A következő táblázatokban áttekintést adunk az eddig elért eredményekről, és a Josephson átmenet mellett néhány Schottky diódás eredményről is beszámolunk, melyekkel szintén igen jó eredményeket értek el. Természetesen ezek is hűtött keverők voltak. A táblázatok feltüntetik a szerző nevét, és a publikáció évét, esetleg valami megjegyzést. Ezután a környezeti hőmérséklet és a frekvencia megadása következik, végül az elért zajhőmérséklet.

10 GHz alatti frekvenciasávban

Szerző	Környezeti hőmérséklet	Frekvencia GHz	Zajhőmérséklet
Vystavkin/1977/paramp	4,2 K	9	210 K
Wahlsten/1977/paramp	4,2 K	10	30 K
McColl/1977/Schottky	1,2 K	9	6 K
Millea /1977/	4,2 K	9	6 K
Rudner /1979/	4,2 K	9	40 K
Calander/1981/paramp	4,2 K	10	20 K

100 GHz alatti keverők

Szerző	Környezeti hőmérséklet	Frekvencia GHz	Zajhőmér- séklet
Taur /1973/	8 K	36	300 K
Taur /1974/	1,4 K	36	54 K
Edrich /1976/	4,2 K	47	70 K
Richards /1978/	1,5 K	36	14 K
McGrath /1981/	1,5 K	36	15 K
Smith /1981/	4,2 K	36	10 K
Smith /1983/	4,2 K	36	33 K
Slusky /1981/	1,6 K	14,4 16,8	48 K 48 K
Callegari /1981/	4,2 K	55	27 K
Rudner /1981/	1,5 K	73,5	20 K
Fujisawa /1984/	4,2 K	70	121 K

100 GHz alatti parametrikus erősítők

Szerző	Környezeti hőmérséklet	Frekvencia GHz	Zajhőmér- séklet
Chiao /1976/	4,2 K	33	20 K
Taur /1977/	4,2 K	36	50 K
Goodall /1979/	4,2 K	33	60 K
Mygind /1979/	3 K	35	50 K
Levinsen /1980/	4,2 K	35	400 K

100 GHz alatti Schottky diódás keverők

Szerző	Környezeti hőmérséklet	Frekvencia GHz	Zajhőmér- séklet
Edrich /1977/	18 K	47	100 K
McColl /1979/	1,2 K	30	6 K
Silver /1981/	1 K	31 92	10 K 120 K
Kanter /1974/	1,4 K	95	100 K

100 GHz fölötti keverők

Szerző	Környezeti hőmérséklet	Frekvencia GHz	Zajhőmér- séklet
Huzmin/1979/paramp	4,2 K	100	42 K
Taur /1978/	4,2	115	140 K
Dolan /1978/	1,5 K	115	100 K
Dolan /1981/	4,2 K	115	62 K
Phillips /1981/	4,2 K	115	60 K
Kerr /1981/	2 K	115	70 K
Ohta /1983/	4,2 K	115	20 K
Feláman /1983/	4,2 K	115	70 K
Claassen /1978/	4,2 K	130	180 K
Ablyazov /1983/	4,2 K	150	150 K
Phillips /1981/	4,2 K	230	300 K
Sutton /1983/	4,2 K	230	300 K
Danchi /1983/	1,4 K	246	10 K
Edrich /1977/	4,2 K	300	220 K
Zavalaev /1981/	4,2 K	300	10 K
Danchi /1983/	1,4 K	604	20 K
Zavalaev /1984/	4,2 K	900	50 K

A táblázatokból látható, hogy nagyon alacsony zajhőmérsékletet lehetett elérni, aminek természetesen ára van, mert speciálisan alacsony környezeti hőmérsékletet kellett biztosítani. Ehhez többnyire folyékony héliumot alkalmaznak az egész szerelvény hűtésére. Ma még problémát jelent a Josephson átmenetek megbízható, hosszú élettartamu előállításása is, de szerte a világon sok közlemény lát napvilágot, melyek ilyen előállítási kérdésekkel foglalkoznak. Ennek eredményeképpen várható, hogy a Josephson átmenetek a laboratóriumokból a konkrét alkalmazás területére kerülnek, aminek elsősorban a műhold-vevőknél van nagy jelentősége.

TRANZMULTIPLEXER BERENDEZÉSEK KUTATÁSA A TKI-BAN

Elekes J., Dobrovits A., Kapitánffy K., Dr. Simonyi E.

1. BEVEZETÉS

A transzmultiplexer az analog és digitális átviteli rendszerek együttműködését biztosító berendezés. A CCITT két típusra ajánlásokat dolgozott ki. A két alaptípust az 1. ábrán látjuk.

A TKI-ban 1982-óta - ipari felkérésre - foglalkozunk a berendezésfajta kutatás-fejlesztésével. Az előadásban a lehetséges megvalósítási módok áttekintése mellett áramkörfejlesztési eredményeinket is ismertetjük.

2. MEGVALÓSÍTÁSI MÓDOK

A megvalósítási módot tekintve analog és digitális transzmultiplexerekről /ATM és DTM/ beszélhetünk.

Az ATM berendezésekben a PCM csatornákból az SSB- modulált FDM csoportot vagy főcsoportot - és fordítva - analog áramkörökkel állítják elő. Az ATM annyival több egy PCM és egy FDM végberendezés egybeépítésénél, hogy a csatornaegységek áramkörei összevonhatók, és az adott feladatra optimalizálisan egybetervezhetők.

A DTM-ben a PCM-FDM együttműködést biztosító spektrumtranszformációt tisztán digitális jelfeldolgozó áramkörökkel oldják meg.

A beszédcsatornák egymásbatranszformálásán túlmenően a transzmultiplexereknek a jelzescsatornák együttműködését is biztosítani kell. Ezt a feladatot az ATM-ben is digitális processzor látja el.

A nagy átviteltechnikai cégek a világpiacra mindkét fajta berendezéssel megjelentek. Európában a rövid távra is gazdaságos megoldásokat előnybe részesítő svéd L Ericsson ATM

berendezést gyárt, míg a real-time digitális processzálas elméletét jelentősen gazdagító francia kutatók által inspirált TRT és a norvég ipar 60-csatornás DTM berendezést állít elő.

Az USA-ban mindkét változat megtalálható, míg a Japánok - kiváló custom-design CMOS technológiával - digitális 60 - /sőt 120/ csatornás berendezéseket fejlesztettek ki.

3. A DTM BERENDEZÉSEK FELÉPÍTÉSE

A 2. ábrán egy 60-csatornás DTM berendezés tömbvázlatát látjuk. A beszédcsatornák egymásbatranszformálását végző PCM/FDM ill. FDM/PCM processzorokon kívül a csatornák sávhatárolását végző elő- és utósűrő készlet valamint a jelzésátviteli áramkörök gazdaságos megvalósítása a digitális jelfeldolgozás legkorszerűbb módszereinek alkalmazását követeli meg a berendezés tervezőitől. A nagysebességű és pontosságigényű A/D és D/A konverterek szintén nem kommersz eszközök.

4. A PCM/FDM TRANSZFORMÁCIÓ MÓDSZEREI

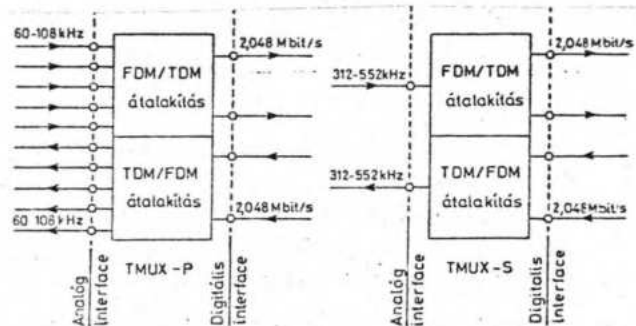
A PCM-FDM transzformáció elvi blokkvázlatát a 3. ábra mutatja. Látható, hogy a feladat két részre bontható. Az interpolátor a PCM csatornák jelét az FDM nyáláb mintavételezhetőségét biztosító mintavételi sebességre növeli, majd a digitális SSB modulátor előállítja az egyoldalsávú spektrumot, a kijelölt frekvencia intervallumban. /FDM-PCM irányban fordított sorrendben az inverz műveleteket kell végrehajtani./

A 3. ábra szerinti séma legkézenfekvőbbnek tűnő megvalósítása egy valós digitális sávszűrőkészlettel lehetséges. A szűrőbank egyes szűrőinek áteresztőtartománya egymáshoz képest a PCM csatorna névleges sáv szélességével elcsúsztatott. A szűrők FDM mintavételi sebességgel működnek; az interpolálást és a csatornának a kijelölt frekvencia intervallumba történő elhelyezését egyszerre oldják meg. A rendszer egyetlen hibája, hogy a szükséges szorzások száma ijesztően nagy. /A kétirányú transzformációhoz mintegy 7-millió szorzást kell elvégezni másodpercenként, és csatornánként/. Bár a probléma a logaritmikus processzálassal megkerülhető /így a szorzások összeadásra redukálódnak/, azonban a tárolandó adatok nagy száma miatt e módszer

csak kis csatornaszámok esetén gazdaságos.

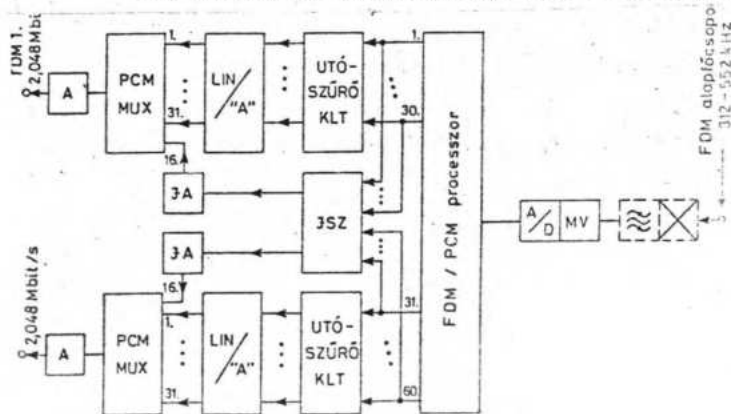
A szükséges aritmetikai műveletszám - a számítástechnikai komplexitás - radikálisan csökkenthető, ha a rendszerben a csatornák szűrése az alacsony mintavételi sebességen /a PCM beszédcsatornák mintavételi sebességén/ történik.

E célt megvalósító egyik eljárás a Weaver modulátor, a másik a polifázisu szűrést és DFT-t alkalmazó szűrőbank. A két módszer az előadás részletesen ismertetni fogja.



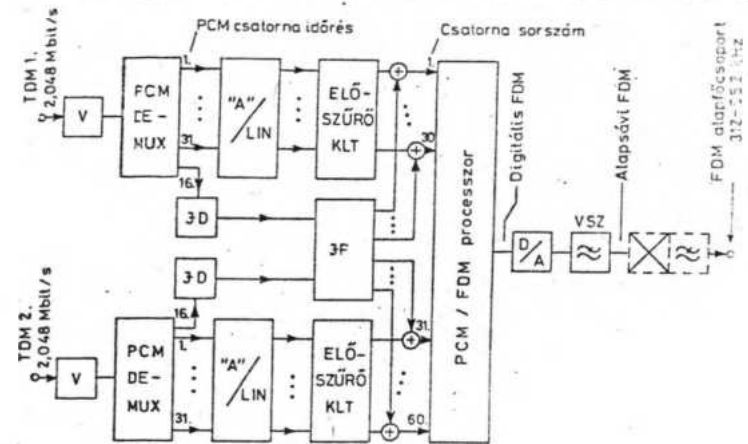
1. ábra

A 60-csatornás transzmultiplexer alaptípusai

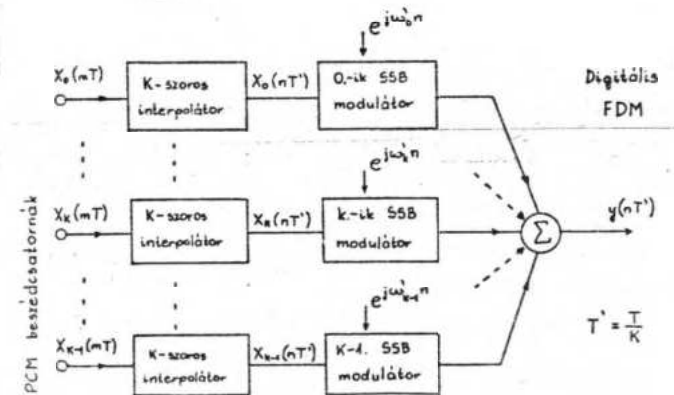


2/a. ábra

FDM/PCM átalakítás



2/b. ábra
PCM/FDM átalakítás



3. ábra

PCM/FDM interpolátor - modulátor elrendezés

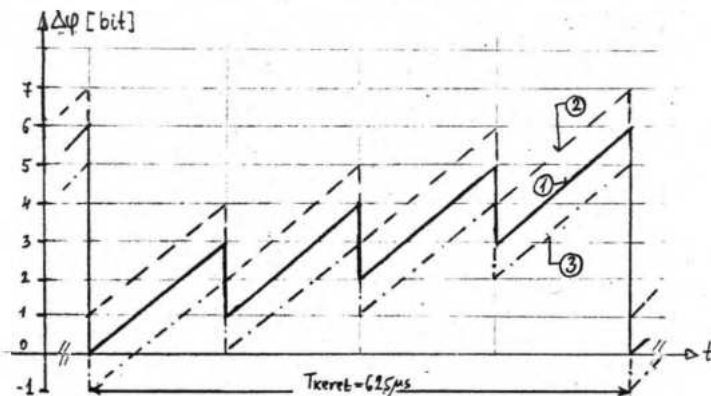
JELILLESZTÉS MULTIPLEXÁLÁSHOZ A 34/70 Mb/s
PCM RENDSZERREL

Árik Tivadar

1./ KERETSZERVEZÉSI JITTER

A multiplex berendezés ahhoz, hogy a két 34 Mb/s információs csatorna egyértelmű multiplexálási és demultiplexálási feladatait ellássa információ többlet átvitelét igényli.

Ennek a járulékos információnak a beiktatását a jelfolyamba úgy kell megoldani, hogy közben a hordozókra nézve a továbbított információ sebességének átlaga a becsatlakozó hordozó sebességgel egyezzen meg. Ehhez a jelillesztésre használt FIFO tarakban az információ kiolvasását a keretszervezés által megszabott helyeken tiltani kell. Az elmondottak alapján felrajzolható az un. Keretszervezési jitter szakaszosan lineáris idő függvénye:



1. ábra Keretszervezési jitter időfüggése

- ① sebességkiegyenlítés /STUFF/ után
- ② negatív STUFF -,
- ③ pozitív STUFF előtti keretben

A lineáris szakaszra: $\Delta\varphi(t) = (f_2 - f_1) \cdot t$ [bit] $f_1 = 34368 \text{ kHz} \pm 20 \text{ ppm}$
 $f_2 = 34560 \text{ kHz} \pm 15 \text{ ppm}$

A fázismenet tetszőleges keretet alapul véve a ② és ③ jelű görbék közötti tartományban helyezkedik el, az 1 bitnél nagyobb fáziseltérések detektálásakor impulzus beiktatást

hajtunk végre és a rendszer az ① -el jelölt alapállapotba jut vissza. Az ábráról leolvasható a kiolvasás és a beírás közötti maximális fáziseltérés, ami 8 bit-nek adódik. Ez a FIFO tár minimális hosszára jelent megkötést.

A fázisállapotok detektálása $f_{2/4}$ sebességgel történik, továbbításra viszont csak a keretjel előtti utolsó mintavétel eredménye kerül.

A lineáris szakasz meredeksége: $\eta = \frac{f_2 - f_1}{f_1} = 5,55 \cdot 10^{-3}; 5,62 \cdot 10^{-3}$

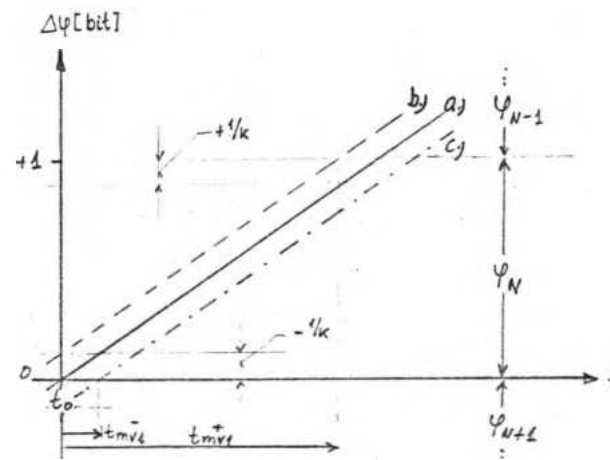
A mintavételből adódó kvantálási hiba $\leq 4 \cdot \eta_{\max} = 2,248 \cdot 10^{-2} \text{ bit}$

A keretenként való továbbítás egy további jitter tényezőt - az un. várakozási idő jittert - generál. Ennek értéke $\leq N |\eta - \eta_0|_{\max} = 7,5 \cdot 10^{-2} \text{ bit}$ ahol N: a keretben lévő információs bitek száma

η_0 : névleges f_1, f_2 frekvenciákhoz tartozó meredekség / $\eta_0 = 5,59 \cdot 10^{-3}$.

2./ JITTERCSÖKKENTÉS

A jittercsökkentéshez felhasznált $\pm n \cdot \frac{1}{K}$ bit fáziseltérések detektálása azon alapszik, hogy az adott irányú stuff végrehajtása utáni fázisemenet ismert. A detektálás elve az 1. ábra első negyed kerethez tartozó lineáris szakasza alapján követhető.



2. ábra $\pm 1/K$ fáziseltérések detektálása

Ha a $t_{m/n}$ -vel jelölt fázisidőből a t_0 -hoz mint rögzített keret pozícióhoz képest idő múlva mintát veszünk, és a beérkezés az n -1 fázisállapotban van, akkor a fáziseltérés $= +1/K$ bit. Ugyanez vonatkozik a másik irányra $-1/K$ a $t_{m/n}$ mintavétellel és a φ_{n+1} fázisállapottal. Az n . lépcsőben tartandó mintavételi időpontok

$t_{m/n} = \frac{n}{K \cdot \eta_0}$ ill. $t_{m/n} = \frac{K-n}{K \cdot \eta_0}$ tercier bit idővel egyenlők.
ahol: $n = 1, K-1$; η_0 : a lineáris szakasz meredeksége névleges bitfrekvenciákon

A detektorrendszer felépítése olyan, hogy a i . fázislépcső átjárása után mintavételi el csak a következő $i+1$. lépcsőnek megfelelő helyen képződhet.

A fázisátlépések tényét impulzussorozat formájában jelezzük: az a vételi oldalra az információátvitelre éppen nem használt stuff bitpozícióban.

A jittercsökkentésnek erre a módszerre előszörben a névleges bitfrekvenciákkal dolgozó rendszerrel tehát nagyon ritka stuff gyakoriságnál van szükség, ahol már az órajel visszaadító áramkör hurok szűrése nem lehet hatásos.

Az átjelzett impulzussorozatból egy D/A konverterrel lépcső alakú kompenzáló jelet képezünk, ami a vételi PLL helyes elszabályozását eredményezi.

K értékére az áramköri realizáció bonyolultsága ill. a kvantálási hiba és a várakozási idő jitter nagysága jelent korlátot. Az általunk választott kompromisszum $K=11$ volt.

3./ STUFF KONTROL BITEK KÉPZÉSE ÉS EGYSZERES HIBA VÉDELME

SC ₂	φ_n	SC	SC ₂	SC ₁	SC	STUFF
X	nincs keres	SC ₁	1	1	0	pozitív
0	pozitív stuff keres	1	0	0	1	negatív
1	negatív stuff keres	0				

1. táblázat

A stuff kontrol bitek képzése az 1. táblázatban megadott algoritmus szerint megy végbe.

SC: a továbbítandó -, SC₁, SC₂ az 1. ill. 2. kerettel előző továbbított stuff kontrol bit, φ_n : a pillanatnyi stuff keres állapotát jelentő bit.

A stuff kontrol bitek védelme a következő példán keresztül látható:

Hibamentes állapot:	1 0 1 0 1 1 0 1 0	okozott hiba [keret bit]
1,	1 0 <u>0</u> 0 1 1 <u>0</u> 1 0	-
2,	1 0 <u>1</u> <u>1</u> 1 1 <u>0</u> 1 0	-
3,	1 0 1 0 <u>0</u> <u>1</u> 0 1 0	1
4,	1 0 1 0 1 <u>0</u> 0 <u>1</u> 0	1
5,	1 0 1 0 <u>1</u> 1 <u>1</u> 1 <u>0</u>	2
6,	1 0 1 0 1 1 <u>0</u> <u>0</u> 0	-

□: sérült bitpozíció
x: STUFF helye
—: javítandó bithármas

SC _{be}	SC _{ki}
000	010
111	101
egyéb	SC _{be}

Ha a bejövő SC jelfolyamban 3 egymás utáni bit azonos, akkor a középső bit invertálva kerül továbbításra. Már ezzel az egyszerű módszerrel is elérhető, hogy a fenti példa szerint közvetlenül stuff előtt és után a legrosszabb esetben sem okozhat egy SC bit meghibásodása 2 keret bit hibánál többet /5.sor/, ami a 34 Mb/s tercier rendszert még megvédi a keret-szinkronizációs hibáktól.

A keretszinkron figyelő áramkör ugyanis 3 vagy 4 egymás utáni keretszinkron hiba esetén engedélyez újraszinkronizációs folyamatot.

A 4.sor ellentétes stuff végrehajtását jelenti. A végrehajtandó stuff irányát viszont egy másik áramkör védi, így az helyes marad a téves kód ellenére is.

A módszer kis áramköri továbbfejlesztéssel kettős - ill. többszörös hiba védelmére is alkalmassá tehető.

ÚJ EREDMÉNYEK A MŰHOLDAS MŰSORSZÓRÁS VÉTELE TERÉN

Dr. Bercei Tibor, Geleji Vilmos, Várady-Szabó Mihály

A nyolcvanas évek Európában a közvetlen műsorszóró műholdas rendszerek megjelenésére való felkészülés jegyében (is) telnek. Az érdeklődés nemcsak a potenciális felhasználók, azaz a nézők körében óriási, közel és távol alig akad olyan mikrohullámú elektronikával foglalkozó cég, mely ne kívánna részesedést kihasználni az első közfogyasztású mikrohullámú híradástechnikai berendezés most alakuló piacán.

A TKI-ben kifejlesztett vevőt, mely a néhány éve Magyarországon árszempontról kedvezőnek tekinthető alkatrészbazíson épül fel, már korábban ismertettük (1-6), így itt nem léptük túl egy vázlatos tájékoztató kereteit.

A vevő DBS vételre készült standard kivitelének antennája $\varnothing$ 1,5m átmérőjű. Az antenna Cassegrain rendszerű, a forgáshiperboloidot egy négyzetkeresztmetszetű csőtápvonal tölcser világítja meg. Az antenna tápvonalhoz depolarizátor és polárváltó csatlakozik, melynek téglalapkeresztmetszetű csőtápvonal kimenetein a jobbra ill. balra forgó polarizációjú adások jelei külön jelennek meg. A polárváltóhoz csatlakozó, azzal együtt az antennára szerelt vevőegységek (SHF/UHF konverterek) nem tartalmaznak mikrohullámú előerősítőt. Építőelemeik a következők:

- Négy rezonátoros finline sávszűrő (R120 csőtápvonalban),
- Rés/szalagvonalas áramkörként kialakított kiegyenlített keverő
- Első KF előerősítő, melynek működési sávja: 400-750 MHz,
- Csatolt koaxiális rezonátorral stabilizált Gunn oszcillátor,
- Tápegység.

Az első középfrekvenciás sáv megválasztását az ár, és az alkatrészekhez való jobb hozzáférés lehetősége indokolják. E választás következtében a vevőberendezés félsávós, ami megfelel a WARC-77 által kidolgozott frekvenciaterv azon kiinduló feltevésének, hogy egy-egy ország ún. nemzeti csatornái ugyanabba a félsávba kerüljenek. Bár a félsávós berendezéskonceptió nem vált uralkodóvá, ma is akadnak olyan gyártók, akik annak ellenére,

hogy magasabb első középfrekvenciás sávot választottak, félsávós berendezésváltozatot dolgoztak ki. Egy ilyen változat árszempontról még mindig kedvezőbb lehet, különösen a vevőberendezések forgalmazásának kezdeti időszakában.

A már pályára állított kommunikációs műholdak vételével folytatott kísérletekhez a fenti vevőberendezésen néhány módosítást hajtottunk végre:

- $\varnothing$ 3m-es antennát alkalmaztunk,
- elhagytuk a körpolarizált adások vételére tervezett depolarizátort,
- GaAs FET előerősítőt alkalmaztunk a vevőrendszer jósági tényezőjének további szükséges növelése érdekében. Az antennátmérő növelésével és előerősítő alkalmazásával a standard vevő mintegy 8 dB/K jósági tényezőjét 17 dB/K-re növeltük.

A kommunikációs műholdcsatornák nagyobb, bár nem egységes sáv szélessége miatt, szükséges volt a belső egység sáv szélességének felülvizsgálata is. Vételi kísérleteink során PLL típusú, küszöbcsökkentő demodulátort is alkalmaztunk.

Az alábbiakban beszámolunk azokról a vételi eredményekről, melyeket a vevővel, a cikk írása idején üzembe helyezett közvetlen műsorszóró műhold hiányában, a már több mint egy éve pályára állított ECS/EUTELSAT F1 kommunikációs műhold vételére értünk.

Az ECS-F1 műhold az egyenlítői pálya 13E pozíciójából, a televíziós műsortovábbításra használt csatornákat tekintve 40,8 dBW EIRP-vel sugároz. TV műsorvétel szempontjából, a rendelkezésünkre álló vevővel azok a csatornák elérhetők, melyek a SW (Spotbeam West), ill. SE (Spotbeam East) antennanyalábokban kerülnek sugárzásra. Az előbbiek budapesti földfelszíni teljesítménysűrűség fluxusa mintegy -121 dBW/m², az utóbbiaké kb.:

- 118 dBW/m², szemben a közvetlen műsorszóró műholdakról várható kb.
- 106 dBW/m² -rel.

Az alábbi táblázat összefoglal néhány, az ECS F1 műholdról su-

gázzott TV csatornákkal kapcsolatos tudnivalót.

Transzp. sorsz.	RF csat. (MHz)	Polarizáció /Félsáv	Nyaláb	Üzemeltető	Kép	Hang
1.	10991,667	HL	SW	I(RAI)		analóg
2.	11075,000	HL	SE	D(3SAT)		SEL-PCM2
3.	11158,333	HL	SW	NL(WPN)		analóg
4.	11491,667	HU	SW	F(TF5)	RTC-Discrete	
6.	11658,333	HU	SW	GB(Skych.)		OAK-ORION
7.	10991,667	VL	SW	CH(Telecl.)		analóg
9.	11158,333	VL	SW	B(Filmnet)		analóg
10.	11491,667	VU	SW	D(SAT1)		SEL-PCM2
12.	11658,333	VU	SW	GB(MCh)		2* analóg

A táblázatban feltüntetett csatornafrekvenciák nem azonosak a vívőfrekvenciákkal, a polarizáció adta elválasztás fokozására az ellentétes polarizációjú csatornák vívőfrekvenciáit egy pótlólagos eltolással állapították meg. Például a 7. transzponder vívőfrekvenciája 10986,667, a 10.-é 11507,667 MHz. A polarizáció oszlopában VU pl. függőleges polarizációjú, felső félsávbeli csatornát jelent. A kép és hang oszlopában a csatornák védelmét (is) szolgáló kódolási eljárások szerepelnek. A SEL-PCM2 hang, ill. az RTC-Discrete és OAK-ORION eljárásokkal kódolt videojeleket normál TV készülékek nem tudják fogadni (7-9). A kommunikációs műhold-sáv alsó és felső részére egyaránt behangoltunk egy-egy vevőt. Ezekkel a feltüntetett csatornák mindegyikét venni tudtuk - a kódolásból eredő korlátozásokkal. Összehasonlító, szubjektív elemeket is tartalmazó módszerrel értékeltük a vizometrikusan súlyozott video jel-zaj viszonyt, melyre 35 - 40 dB körüli eredményeket kaptunk. Az alacsonyabb értékek a nyugati nyaláb alsó félsávban sugárzott csatornára, a magasabbak a keleti nyaláb csatornájára, ill. a felső félsávra vonatkoznak. Kísérleteztünk különböző sáv szélességű középfrekvenciás szűrőkkel, figyelembe vettük a csatornák eltérő (nem egységes) sáv szélességét is.

Készítettünk egy VCXO-ra alapozott PLL-t, mely a SEL-PCM2-nél

az 1,2 μ s-ra csökkentett időtartamú szinkronimpulzus helyére visszailleszti a standard 5 μ s-os szinkronjelet, lehetővé téve ezzel kereskedelmi TV készülék végberendezésként való alkalmazását (legalább a képtartalmat illetően).

Az előadáson beszámolunk a vevőberendezés továbbfejlesztésének lehetséges irányairól.

A korszerű alkatrészek árának elmúlt években bekövetkezett csökkenése lehetővé teszi a továbbra is olcsó, de igényesebb, teljes sávú berendezésváltozat kidolgozását. Beszámolunk a vevő továbbfejlesztett változatával elért eredményekről is. E továbbfejlesztés egyaránt érinti a vevő konstrukcióját, a GaAs FET előerősítőt, a keverőt, az ezt követő első középfrekvenciás előerősítőt, valamint a belső egység csatornakiválasztó és demodulátor fokozatait is.

Hivatkozások:

1. T.Berceli, V.Geleti, G.Hammer, K.Juhász, Mrs.Kolumbán and G.Reiter: A Multiple-Channel 12 GHz Receiver for Satellite Television Broadcasting
2. T.Berceli, V.Geleti, K.Juhász and Mrs.T.Kolumbán: A Simple down-converter for the Direct Reception of Satellite Television Broadcasting, Conference Proceedings of the 13th EuMC (1983), Nürnberg, FRG, pp195-200.
3. Dr.Berceli T., Geleti V., Mónus F., Dr.Rákosi F., Szénási S., és Várady Szabó M.: Vevőberendezés a műholdas televízió műsorszórás közösségi vételére, Mikrohullámú szeminárium közleményei, Budapest, 1985 január, 25.-28. old.
4. T.Berceli, V.Geleti, T.Kolumbán: A 12 GHz RF Head for A Satellite Broadcast Receiver, 29. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, TH Ilmenau, Heft 3, S. 25-28.
5. Dr.T.Berceli, V.Geleti, Dr.F.Rákosi, M.Várad-Szabó: A Variety of DDS Community Receivers. Proceedings of the MITEKO 85, Vol2. Pardubice, April 1985, pp19-20.
6. Dr.Berceli T., Dr.Babits L., Geleti V., Gránásy J., Juhász K. és Kolumbán Gné.: Mikrohullámú vevő műholdas televízió műsorszórás vételére, Híradástechnika, XXXVI. évf. (1985), 3.sz. 97-103. old.
7. V.Bhaskaran, M.Davidov: Scrambling of Video Signals: An Overview. Proceedings of the IEEE 1984 International.

TK-80 /uP TÁVKEZELŐ RENDSZER FEJLESZTÉSI EREDMÉNYEI

ÉS A RENDSZER ALKALMAZÁSAI

Czoboly Nóra, Kerecsen István, Várady-Szabó Mihály

Áttekintés

A TK-80 /uP távfelügyelő- és távvezérlő (távkezelő) rendszer kidolgozására a KTT-80, GTT-80 mikrohullámú rádiórelé berendezés család fejlesztési programjának keretében került sor. A rendszer elsősorban az említett berendezésekkel felépített rádiórelé hálózatok távkezelésére szolgál: mechanikai konstrukciója illeszkedik a KTT-80, GTT-80 slim-rack konstrukcióhoz, a berendezés család MA-80 csatornatartákoló automatikái integrálhatók a távkezelő rendszerbe. Emellett a rendszer rugalmas szolgáltatásai lehetőséget biztosítanak a TK-80 /uP berendezések más hírközlő hálózatokon való alkalmazására is.

A rendszer főbb jellemzői

A TK-80 /uP rendszerben a távkezelő hálózat állomás típusú (A) berendezésekből és központ típusú (K) berendezésekből épül fel. Az A típusú berendezések kapcsolódnak közvetlenül a figyelt- és vezérelt hírközlő berendezésekhez. A K típusú berendezések vezérlik a hálózatot és kommunikálnak a kezelőkkel. A távkezelő berendezések közötti adatforgalom tipikusan standard telefoncsatornákon történik.

Hardware jellemzők:

- a berendezések moduláris felépítésűek, az alapelblokkokhoz csatlakoztatható bővítő blokkokkal telepítés után is egyszerűen bővíthető a rendszer,
- az alkalmazott mikroszámítógép rendszer a BME Műszer- és Méréstechnikai Tanszékén kifejlesztett MMT rendszer,
- a kezelőkkel történő kommunikáció céljára a központi berendezéseknél speciális klaviatúra és színes TV monitor szolgál.

Software jellemzők:

- a működtető programok fejlesztése, ill. installálása nagy

számítógépes környezetben, CDL (Compiler Description Language) software-fejlesztési technológiával történik,

- az állomási típusú berendezések mikroszámítógép programja hálózat- és berendezés-független, minden hálózat-specifikus információt a központi berendezés programok hordoznak.

Fejlesztési eredmények

A standard rendszer berendezéseinek és működtető programjainak fejlesztése 1984 év végén zárult. Ennek keretében kidolgozásra kerültek:

- a standard állomási berendezés max. 256 jelzés bemenettel, max. 128 parancs kimenettel és max. 32 analóg mérőcsatornával építhető ki,
- A standard körzeti felügyelő központi berendezés rádiórelé hálózatokhoz fejlesztett programrendszerrel, amely max. 128 állomást tud felügyelni az alábbi szolgáltatásokkal:
 - hagyományos távfelügyeleti és távvezérlési funkció,
 - távmérés, RF fading mérés,
 - real-time óra, eseménynapló nyomtatása,
 - MA-80 csatornatartákoló automatika távkezelése,
 - többközpontos felügyelő hálózat kiépíthetősége.

Emellett, a standard berendezésekkel párhuzamosan kidolgozásra kerültek digitális rádiórelé hálózatokhoz szűkített kapacitású berendezések is, kisebbességű távírócsatorna végződésekkel és speciális kijelző programokkal.

Alkalmazás

Jelenleg, ill. a közeljövőben várhatóan a TK-80 /uP rendszer alábbi alkalmazásaira kerül Magyarországon:

- dél-balatoni mikrohullámú láncon, KTT-80 berendezésekkel együtt,
- nyugati, ill. dél-dunántúli mikrohullámú láncon KTT-80 szolgálati berendezésekkel együtt,
- digitális rádiórelé láncon, önállóan.

Alkalmazási perspektívák más hírközlő hálózatokon.

Jelenleg folyik az üzemi próbája egy mintavonalon telepített kísérleti hálózatnak, ahol a TK-80 /uP berendezések kábeles sokcsatornás telefon FDM berendezéseket felügyelnek. A folyamatos üzemi próbához a felügyelt hálózat, illetve a berendezések sajátosságaihoz illeszkedő szöveges-grafikus állapot megjelenítő programok is készültek, ezek kidolgozása kb.1 hónapig tartott.

A TK-80/uP rendszer fejlesztésével párhuzamosan a szovjet NIIR intézet és a TKI közötti együttműködésben történik a Szovjetunió hírközlő vonalaira tervezett központosított Ellenőrző és Vezérlő Rendszer (KEVR) kidolgozása, amely során hasznosítjuk a TK-80/uP rendszer fejlesztési tapasztalatait, továbbá biztosítani kívánjuk a két rendszer bizonyos szintű illeszkedését.

TÁVIRÓKÉSZÜLÉK ÉS ADATBERENDEZÉS CSATLAKOZTATÁSA

AZ INTERCSAT SZOLGÁLATI BERENDEZÉSÉHEZ

Esztó Péter, Abrusán György, Tóth István

Az Interszputnyik Nemzetközi Űrtávközlési Rendszer továbbfejlesztési programjában az Interccsat berendezés részeként kidolgozásra került egy szolgálati berendezés, amely több vonatkozásban is eltér az ismert űrtávközlési rendszerekben alkalmazott megoldásoktól [1]. Az eltérések eredményeképpen bővült a szolgáltatások választéka és nőtt a szolgálati csatornák kihasználhatósága.

A szolgálati összeköttetéseken a távbeszélő jelátvitelen kívül az üzenetek dokumentálhatóságához táviró átvitel, az állomás paraméterek központi ellenőrzéséhez pedig kis sebességű adatátvitel biztosítandó [2]. E jeleknek a szolgálati csatornán való továbbítását a szolgálati terminál teszi lehetővé [1]: a 300... ..3400 Hz-es átviteli sáv alaosztásával frekvenciaosztásu hozzáférést biztosít egy csökkentett sávzélességű távbeszélő, egy 50 Bd sebességű jelző és egy 100 Bd sebességű táviró csatornához. Az 1. ábrán vázolt módon előállított táviró csatorna akár táviró jelek, akár kötött formátumu adatjelek továbbítására hasznosítható. Az összeköttetések szervezéséhez szükséges információk a jelző csatornában kerülnek továbbításra.

Ez az előadás a távirókészüléknek és az adatberendezésnek a szolgálati terminálhoz való illesztését ismerteti.

Az illesztésnél a következő igényeket kell kielégíteni:

- A szolgálati terminál és a csatlakoztatandó végberendezések nincsenek szükségszerűen ugyanabban a helyiségben telepítve. Alkalmas csatlakozó vonallal hozzáférhetőlegesen legfeljebb 200 m telepítési távolság áthidalását kell biztosítani.
- A végberendezések forrássebessége 50 vagy 75 Bd.
- Bármelyik végberendezésnek szóló beérkező hívás esetén biztosítani kell az automatikus vételi funkciót.
- A távirókészülékről alkalmas kezelőszervekkel, az adatberendezésről annak működési programja által vezérelve biztosítani kell a hívási funkciót, engedélyezett esetekben a válasz funk-

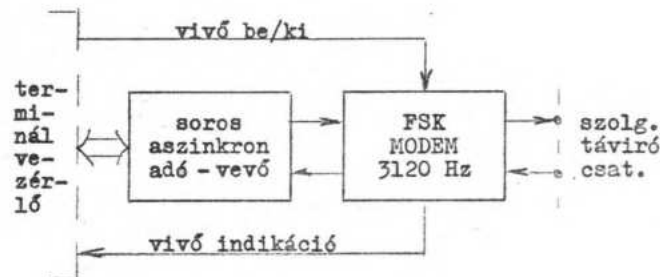
ciót.

- A forgalmi igényeknek megfelelően szervezni kell a távirókészüléknek és az adatberendezésnek a táviró csatornához való hozzáférést.

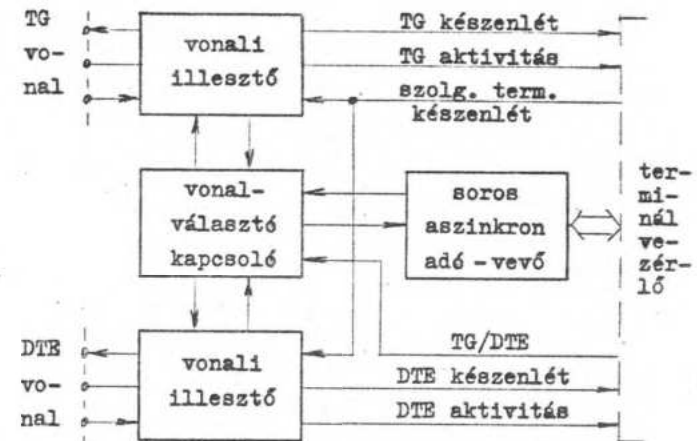
Ezen igények kielégítését szolgálják a 2 - 4. ábrákon vázolt illesztő áramkörök, amelyek a végberendezések 3-huzalos csatlakoztatását teszik lehetővé. Az illesztések elektromos karakterisztikái megfelelnek a CCITT S.19 ajánlás előírásainak. Az illesztő áramkörök soros aszinkron adó-vevői az 5. ábrán szemléltetett formátumu kódszavak adására és vételére alkalmasak. Külön figyelmet érdemel a végberendezések és a szolgálati terminál közötti jelzésrendszer, mert ugyanazon a csatlakozó vonalon kell mind az átviteli, mind a jelzési információt továbbítani. A két információ típusa a kódszó 7-ik /vezérlő/ bitje alapján van megkülönböztetve.

Hivatkozások:

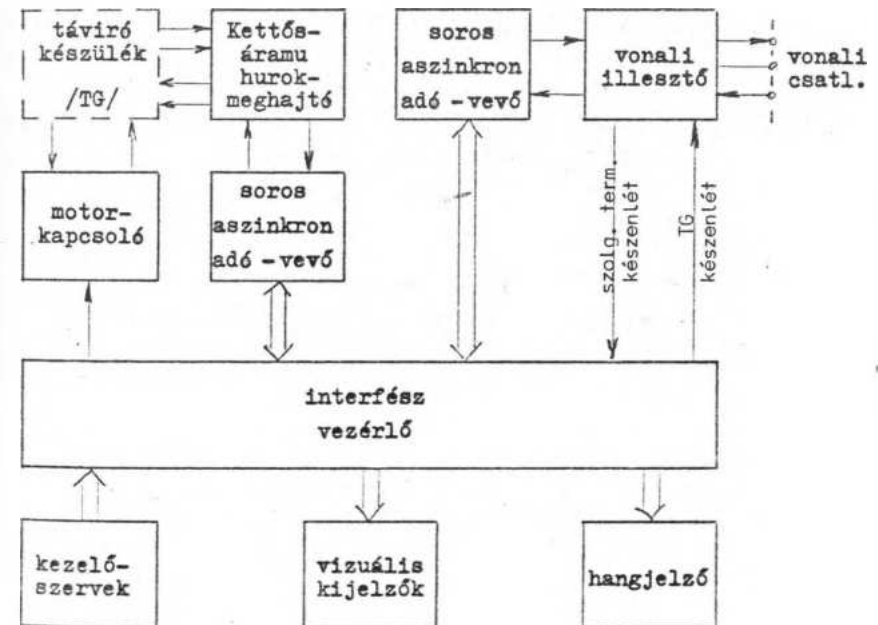
1. Esztó Péter, Abrusán György, Tóth István:
Az Intercsat berendezés szolgálati összeköttetése
/Mikrohullámu szeminárium közleményei, Budapest, 1985. január 15-16., pp.:118-121./
2. Műszaki feladat a műholdas hírközlő rendszerek céljára szolgáló, frekvenciaosztású csatornanyalábolást alkalmazó csatornaképző berendezés kidolgozására, az Interszputnyik MSzSzS számára /Intercsat/



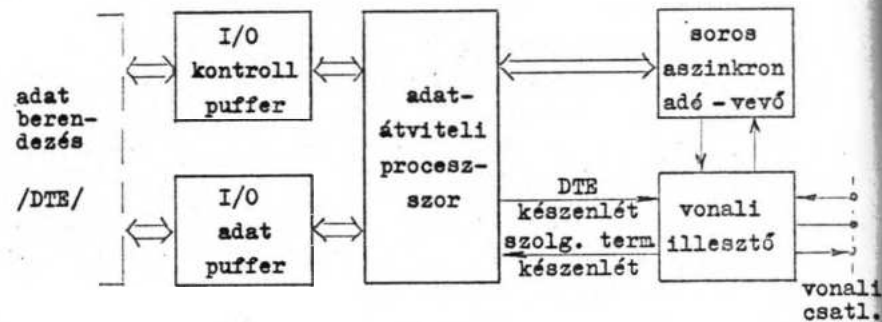
1. ábra: Táviró csatornaképzés a szolgálati terminálban



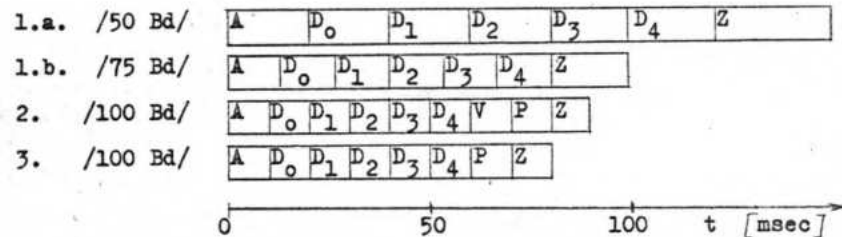
2. ábra: A szolgálati terminál csatlakozása a táviró készülék és az adat berendezés vonalaihoz



3. ábra: A táviró készülék vonali csatlakoztatása



4. ábra: Az adat berendezés vonali csatlakoztatása



A : start bit
 D_0-D_4 : 5-bites információs karakter /No 2-es kód/
 V : vezérlő bit = $\begin{cases} \text{START, ha vezérlő karakter} \\ \text{STOP, ha átviteli karakter} \end{cases}$
 P : paritás bit
 Z : stop bit

Jelzési állapot	Logikai szint	Vonali szint	FSK vivő-frekvencia
START	TTL 0	> +3 V	3180 Hz
STOP	TTL 1	< -3 V	3060 Hz

5. ábra: A soros aszinkron adatjelek formátuma a táviró csatlakozón /1./, a táviró- és az adat vonalon /2./, valamint a szolgálati táviró csatornában /3./

34 MBIT/S SEBESSÉGŰ OPTIKAI VEVŐ

Gyimesi András

A TKI 1983-ban készítette el első kísérleti 34 Mbit/s-os optikai fényvezetős vonali végberendezését. A postai próbák után most készülnek a mintapéldányok, melyek az előadás idejére - várhatóan - már üzemelni fognak a Belváros-József központok között.

Az előadás az optikai berendezés - elsősorban az optikai vevő - tervezésének kérdéseivel foglalkozik. Az optikai átvitelt döntően határozza meg a vevő érzékenysége, mivel ez az áthidalható csillapítást, így a szükséges regenerátortávolságot is meghatározza. A különböző detektor és erősítő fajták paramétereit modellezve adott bitsebességre és hullámhosszra optimális felépítés választható.

Az előadásban ismertetem az optikai vevő tervezését, megvalósítását és a próbaüzem során nyert tapasztalatokat.

PONTOSAN AZONOS FREKVENCIÁJÚ, FÜGGETLEN RF-CSATORNÁKON TERJEDŐ
34 Mbit/s-os JELEK FÁZISPONTOS SZINKRONIZÁLÁSA

Kiss Sándor, Dr. Ványai Péter

Távközlési Kutató Intézet

Gyakran találkozhatunk olyan hírközlési igénnyel, ami nagyobb sebességű digitális jelfolyam átvitelét követeli meg, mint a milyen kapacitású átviteli csatorna rendelkezésünkre áll. Példá erre az a feladat, amikor 68 Mbit/s sebességű digitális jel átvitelét két 34 Mbit/s-os jelsorozat útján továbbítjuk. Ebben az esetben a nagyobb sebességű jelet két részre bontják és úgy alakítják ki, hogy azok megfeleljenek a CCITT megfelelő keretszervezési ajánlásának.

A dolgozatban egy olyan szinkronizáló berendezést ismertetünk, amelynek alkalmazásával mód nyílik arra, hogy a fent említett, független csatornákon terjedő jelek vétele esetén visszaállíthassuk az eredeti 68 Mbit/s sebességű jelet, azaz a két 34 Mbit/s-os jelsorozat a berendezés kimenetén közös órajellel rendelkezik. A berendezés teljes egészében MSI TTL áramkörökből épül fel.

1. A szinkronizáló berendezés felépítése és működése.

A szinkronizáló berendezés a rádiófrekvenciás csatornák kimenetein megjelenő 34 Mbit/s-os jelsorozatokat HDB_3 formátumú interface kialakításával fogadja. A szinkronizáló berendezés négy alapvető részre oszlik: tört bit szinkronizátor, egész-bit korrektor, kettős keretszinkron felismerő és vezérlő. A berendezés felépítését az 1. ábrán mutatjuk be.

A szinkronizáló berendezés működése azon alapszik, hogy a beérkező jelfolyamok közül az egyiket, példánkban a J_M -et, irányadónak, azaz masternek tekintjük; és a másik vett jelfolyamot ehhez a vezérnek tekintett jelfolyamra "húzzuk rá". Ez utóbbi, un. slave jelfolyamot (J_S) két lépésben szinkronizáljuk hozzá pontosan (tökéletes fázishelyességgel) a masterhez. Először a

tört bit kiegyenlítés valósul meg, majd ezt az egész bit korrekció követi. A folyamat vezérlését a kettős keretszinkron kinyerő referencia jele segítségével végezzük.

A tört bit szinkronizálás úgy hajtjuk végre, hogy a vett slave jelfolyamot soros (párhuzamos átalakítóval bit-16-os szimbólummokká alakítjuk át, és ezért a 34 Mbit/s jel bit ideje a bit-ideő tizenhatszorosa lesz. Így módon lehetőség nyílik arra, hogy a master órajele szerinti párhuzamos (soros regenerálással információ vesztés nélkül alakítsuk azonos órajel szerinti (master óra) jelfolyammá a slave jelfolyamot, amennyiben annak rövid idejű fázis-eltérése a ± 7 bit, azaz $\pm 7 \times 28$ ns-on belül marad. Az így módon nyert jelfolyamon már csak az egész bit nagyságú korrekciókelvégzése van hátra.

Az egészbit korrektor egyrészt a különböző utakból eredő statikus fáziseltéréseket (pl. kábel hosszúságok különbözősége, eltérő rádiófrekvenciás úthosszak stb ...), más részt a fading miatt bekövetkező - a fenti ± 7 bit-et meghaladó - eltéréseket egyenlíti ki.

Mind a tört, mind az egész bit kiegyenlítő helyes működését a kettős keretszinkron felismerő egység referencia jele vezérli.

2. A szinkronizáló berendezés mérése.

A berendezést a 2. ábrán lévő mérési elrendezés segítségével vizsgáltuk. A méréshez a HP3780A típusjelű generátort és hibaránymérőt használtuk fel. Az egyik 34 Mbit/s-os csatornát a 1112. osztályon kifejlesztett KF modemmel valószínűztük meg. Ezen a csatornán a jel-zaj viszonyt lehetett változtatni.

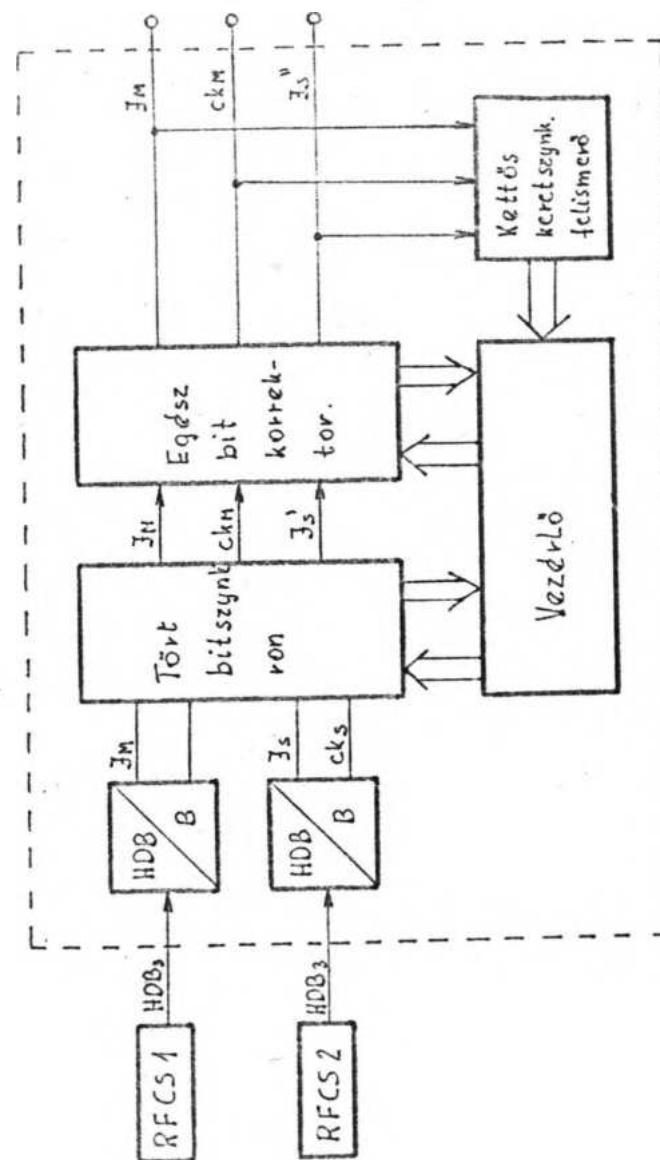
A másik csatornát a fenti jelnek egy egészbit késleltetőn, majd jitterezőn való keresztülvitelével modelleztük. A két jelet HDB_3 formátumban juttattuk el a szinkronizátorra. A szinkronizátor kimenetén megjelenő jelek hibaarányát a HP3780A műszer mutatta.

3. Mérési eredmények.

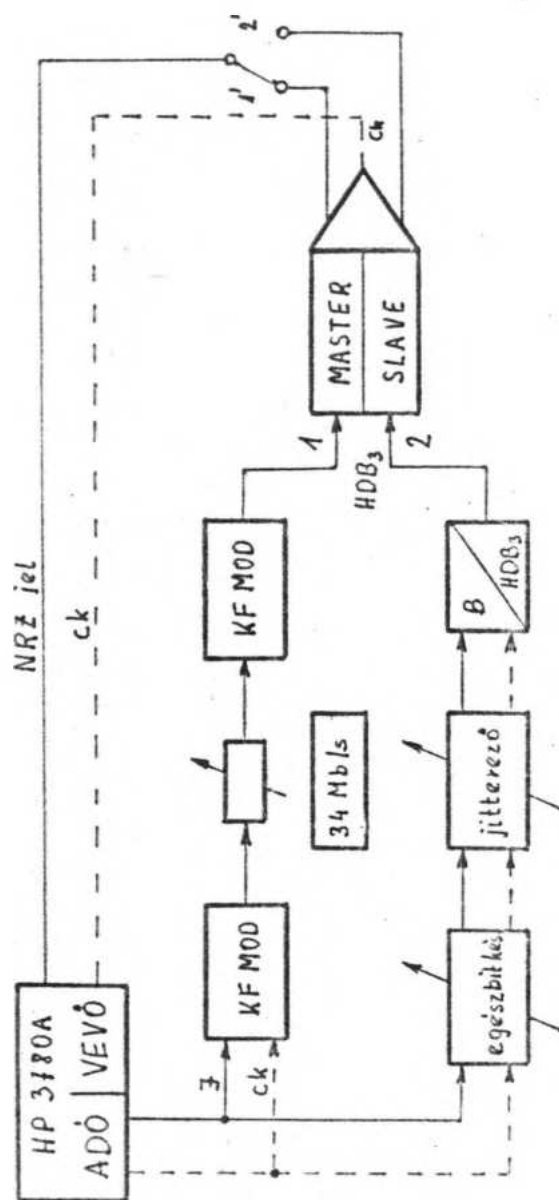
A mérések során úgy találtuk, hogy a szinkronizálás $+7$ bites változtatás (bitenkénti) és $+40$ ns-os folyamatos fázisváltozás (jitter) esetében mind a master, mind a slave csatornában hiba mentes volt. A jitter frekvenciáját $0,1$ Hz és 300 Hz között folyamatosan változtatni lehetett hiba bekövetkezése nélkül.

A mérések során vizsgáltuk azt is, hogy a slave csatorna bemeneti hiba aránya nem módosul-e a szinkronizálás során. Úgy találtuk, hogy a slave kimeneti és bemeneti hibaarányai nem mutattak eltérést. (3. ábra).

Ellenőriztük azt is, hogy amennyiben a master csatorna hibaaránya változik, úgy miként reagál erre a slave csatorna átviteli minősége. Méréseink azt mutatták, hogy az egyes csatornákból történő keretszinkron kinyerés teljesüléséig (kb. 10^{-2}) a slave csatornán beállított 10^{-7} körüli hibaarány gyakorlatilag a master csatornán mért hibaaránytól függetlenül állandó maradt.



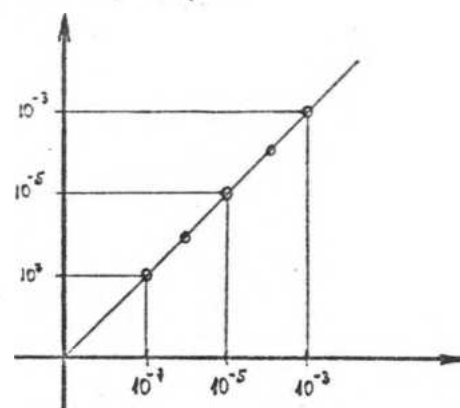
A. abra.



2. abra.

SLAVE cs.

kimeneti hiba aranya.

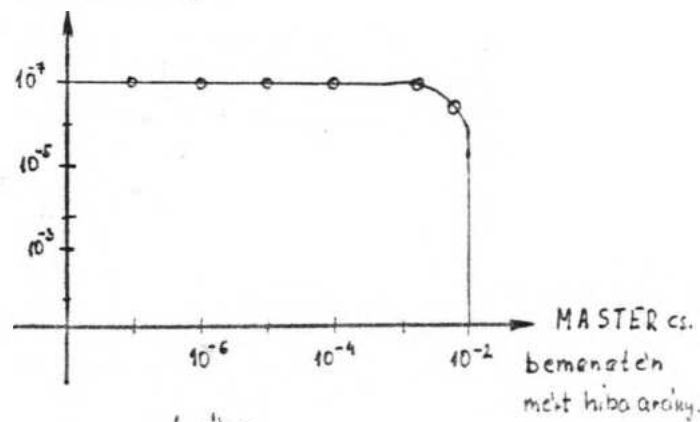


SLAVE cs.
bemeneti
hibarany.

3. a'b+a.

SLAVE cs.

kimɛneti hiba aranya



4. a'bra.

INTEGRÁLT MIKROHULLÁMÚ ADÓ-VEVŐ EGYSÉGEK

Tóth Tamás, Makausz András, Vály László

1. Bevezetés

A korszerű mikrohullámú berendezésekkel szemben alapvető követelmény - az előírt elektromos paraméterek mellett - a fogyasztás, a térfogat, a súly és az előállítási költségek minimalizálása. Ezeknek a sokszor egymásnak merőben ellentmondó követelményeknek a teljesítésében lényeges előrelépést jelent, ha egy teljes mikrohullámú adót illetve vevőt hozunk létre integrált formában.

2. Integrált mikrohullámú egységek

Mikrohullámú és kisfrekvenciás áramkörök integrálásakor számos lényeges elektromos tervezési, mérés-technikai, mechanikai konstrukciós és technológiai probléma megoldása szükséges.

Elektromos tervezés: Az utóbbi néhány évben kifejlesztett mikrohullámú hibrid-integrált vékonyréteg áramkörkészlet elektromos tervezésének már első fázisában olyan megoldásokra törekedtünk, amelyek minimális számú diszkrét elemet tartalmaznak, a soros és párhuzamos hangolókapacitásokat és induktivitásokat az áramköri rajzolatokkal valószínűsítettük meg. Az azonos funkciójú, de különböző frekvenciasávokban működő áramkörök azonos körvonalméretekké készültek. Az egyéb diszkrét alkatrészeket pedig (pl. varaktorkat, ellenállásokat stb.) az olcsó, nem feltétlenül mikrohullámú alkalmazásra ajánlott típusokból választottuk, és a beágyazó hálózat tervezésénél vettük figyelembe a nagyobb parazita elemek; induktivitások és kapacitások hatását.

Mérési módszerek: Az adó- és vevőegységeket oly módon konstruáltuk meg, hogy az összes mikrohullámú áramkör a végleges helyén bemérhető. A különböző áramkörök között egyszerű átköthető mikrohullámú elágazásokat építettünk be, így az áramkörök bemérésekor csak néhány, mérési célokat szolgáló, és a bemérés után eltávolítható csatlakozóra van szükség. Egyes esetekben a rendszerben funkcionálisan meglevő VCO is használható az egységben levő többi áramkör beállítására.

Mechanikai tervezés: A mechanikai tervezés alapvető célja volt, hogy az összes áramkört egyetlen síkba tudjuk elhelyezni. Így a hibrid integrált mikrohullámú áramkörök csatlakozók nélkül összeköthetők. Ugyanezen a síkon a NYÁK áramkörök is könnyen elhelyezhetők. Az áramkörök könnyűfém dobozban, annak marással kialakított rekeszeiben helyezkednek el.

Technológia: Az áramkörök alumíniumötvözetből készített doboza vezető réteges kikészítésű. Ebbe a dobozba vezető ragasztóval történik az áramköri lapkák rögzítése. A NYÁK lemezeket csavarok fogják le.

3. Tervezési példák

3.1. 8 GHz-es adó-vevő

Munkánk során először egy 24 FDM telefoncsatorna vagy 0,7-2Mbit/s digitális jelfolyam átvitelére alkalmas keskenysávú, szintetizátoros 8 GHz-es berendezés integrált adó-vevő egységeit fejlesztettük ki. Az átviteli csatorna 200 különböző frekvenciából választható ki a 8 GHz-es sáv egy 100 MHz-es tartományában, ami a rendszert igen rugalmassá teszi ideiglenes telepítés esetére is.

Az adóegység (1. ábra) egy kb. 120 mW-os kimenőjelet szolgáltató, alapsávban modulálható szintetizátorból áll. A mikrohullámú jelet egy 2 GHz-es VCO állítja elő. A kijövő 550 mV szintű jelet töltéstároló diódás (SRD) sokszorozóra vezetjük, amely az egység kimenő jelét adja. A VCO jelének egy részével injektált frekvenciaosztót hajtunk meg, amelynek kb. 1 GHz-es kimenőjelét a NYÁK-on elhelyezkedő szabályozóáramkör kapja. Ez az áramkör szabályozza úgy a VCO-t, hogy az mindig a kívánt frekvencián működjön. A szabályozóáramkört tartalmazó NYÁK cseréjével többféle, különböző feladatokra alkalmas szintetizátor készíthető a többi áramkör megváltoztatása nélkül.

A vevőegység (2. ábra) tartalmazza a helyi oszcillátort, a mikrohullámú keverőt és a 108 MHz-es KF előerősítőt is. A helyi oszcillátor az adóban levő szintetizátorhoz hasonló jelforrás, azaz a különbséggel, hogy kimenőszintje mindössze 15 mW. A keverőt követő kiszűrő, nagy dinamikájú KF előerősítő külön védelmet

tartalmaz az esetleges fél- illetve harmadfrekvenciás zavarokkal szemben. Az erősítő NYÁK-on készült, a hibrid integrált áramköröknél használt alkatrészoldalú huzalozással, a nagyfrekvenciás tulajdonságok jó kézben tarthatósága érdekében. Mind az adó-, mind a vevőegység azonos mechanikában helyezkedik el, közöttük a különbség a beépített áramkörökben van.

3.2. 2 GHz-es adó-vevők

Integrált adó- és vevőegységekkel készült a 2 GHz-es ún. "rural" telefonrendszer is. Ebben a digitális FSK modulációt alkalmazó rendszerben egy központi állomás több alállomással van összeköttetésben. A központi állomás folyamatosan ad, de különböző időrésekben az adás más-más alállomásnak szól. Az alállomások csak a számukra kijelölt időrésben adnak. Ezért a berendezésben négy különböző mikrohullámú egység van alkalmazva:

Központi állomási adóegység: Az egység felépítése igen hasonló a 8 GHz-es berendezés adóegységéhez, azzal a különbséggel, hogy a kimeneten levő sokszorozó helyett egy 2 GHz-es teljesítményerősítő került beépítésre (3. ábra).

Alállomási adóegység: Eltér a központi állomás adóegységétől, mivel az injektált felező és a teljesítményerősítő között egy PIN diódás kapcsoló is helyet foglal, amely a kimenőjelet kapcsolva tartja azokban az időrésekben, amikor a rendszerben lévő valamelyik másik alállomás ad (4. ábra), Mindkét adóegység mart doboza azonos.

Központi állomási vevőegység: A vevő felépítése hasonló a 8 GHz-es vevőhöz, de hiányzik belőle a sokszorozó. Tartalmaz még egy kiszajú előerősítőt is, keverője pedig tükörelnyomásos típusú (5. ábra).

Alállomási vevőegység: Az alállomási vevőegység szintetizátor helyett egy egyszerű AFC hurkos lokálgenerátort tartalmaz. Más részei azonosak a központi állomás vevőjével, az alkalmazott mart doboz is ugyanaz. Mindkét vevő tartalmazza a demodulátort is (6. ábra).

Az adó- illetve vevőegységbe az alapsávi bemenet és az RF kimenet illetve az RF bemenet és az alapsávi kimenet közötti összes áramkör beépítésre került.

4. Értékelés

A fenti elvek alapján konstruált integrált mikrohullámú egységben végzett vizsgálatok igazolták az új konstrukció előnyeit: kisebb súlyú és térfogatú, jobb hatásfokú, kevesebbet disszipáló egységek készültek. A berendezések árát lényegesen csökkentették az alkalmazott mérési módszerek és a kompakt konstrukció.



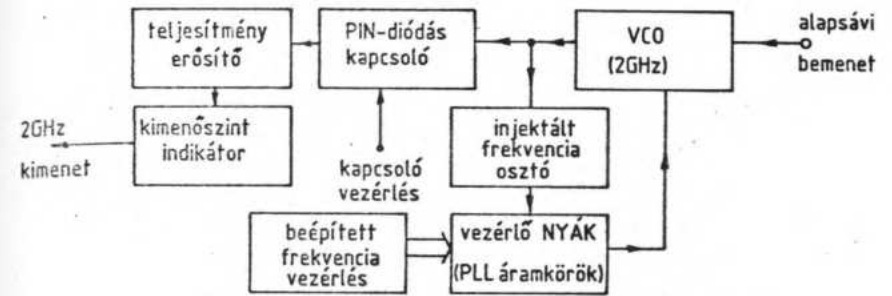
1. ábra: 8 GHz-es adóegység



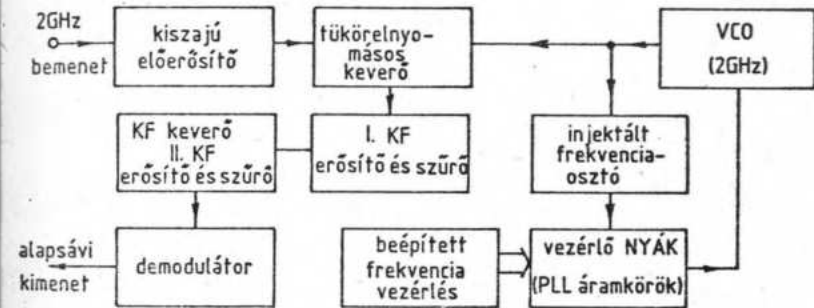
2. ábra: 8 GHz-es vevőegység



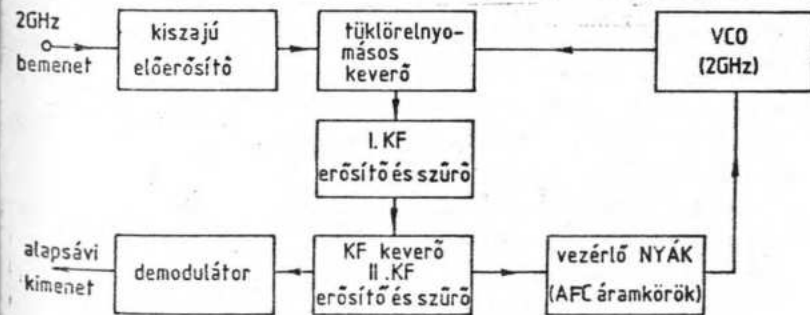
3. ábra: Központi állomási adóegység



4. ábra: Állomási adóegység



5. ábra: Központi állomási vevőegység



6. ábra: Állomási vevőegység

JELUTAK VEZÉRLÉSE AUTOMATIKUS JELFELDOLGOZÓ-MÉRŐ RENDSZERBEN

Végh Gabriella, Krasznai Endre

A korszerű hírközlő berendezésekben egyre nagyobb szerephez jutnak a központi vezérlésű kapcsolóberendezések. Ezek egyidejűleg analóg és digitális jelutakban képesek létrehozni összeköttetéseket egységes, flexibilis, egyszerűen kezelhető vezérlőberendezés segítségével.

A több bemenettel és több kimenettel rendelkező kapcsolóberendezések egyik célszerű felépítési módja a mátrix-elvet követi. Ez azt jelenti, hogy egy $m \times n$ csomóponttal rendelkező mátrix mindegyik csomópontjába elképzelhető egy kapcsoló, és ezen kapcsolók megfelelő működtetésével biztosítható, hogy az m bemenet bármelyike az n kimenet bármelyikével összeköthető. Általában szükséges, hogy előre megfogalmazott kikötéseket lehessen tenni az egyes kapcsolók működtetésére vonatkozóan, vagyis bizonyos kapcsolók állapotától függően lehessen más kapcsolási pontok állapotát előírni. Ilyen kézenfekvő megkövetés lehet, hogy egy kimenetre egyszerre csak egy bemenet kapcsolódhasson, vagy két kitüntetett kapcsoló közül az egyik mindig bekapcsolva legyen, stb.

A kapcsolási pontoknak, vagyis a mátrixnak fizikai megvalósítása természetesen attól függ, hogy a kapcsolandó jel milyen jellemzőkkel rendelkezik: analóg, ill. digitális, ezen belül milyen frekvenciájú, szintű, ill. milyen formátumú. Bármilyen megvalósítás is a kapcsolási pont, legyen az integrált analóg kapcsoló, vagy digitális demultiplexer, arra kell törekedni, hogy a vezérlés szintjén már egységes elvek szerint lehessen kezelni az összes kapcsolót, célszerűen teljesen hasonló digitális parancsokkal. Ez a probléma megfelelő áramköri tagokkal általában megoldható. Szükség lehet még a jelutakba beépített járulékos áramkörökre is. Ezek az analóg jelutakban impedancia és szintillesztő áramkörök, a digitális jelutakban formátum-átalakító áramkörök lehetnek. Így a kapcsolómátrix

"kivülről" nézve már egységes, kapuzott digitális jelutak összességének tekinthető.

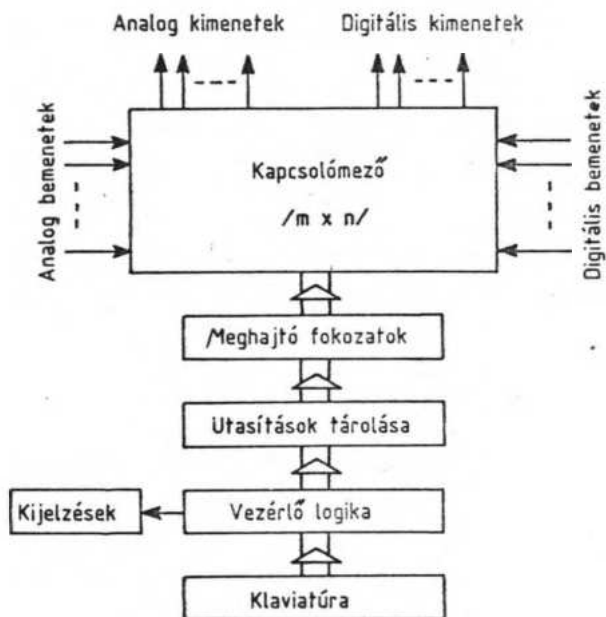
Az így elképzelt kapcsolómátrix csomópontjainak azonosítása például sorszámozással lehetséges, vagyis minden csomópont-hoz hozzárendelhető egy számjegy 1-től N -ig $N \times n$. A kívánt számjegy "írása" kézi vezérlés esetén egy numerikus klaviatúráról történhet. A klaviatúrát kiegészíti még egy engedélyező és egy törlő nyomógomb, melyek egyikének működtetésére a beütött számjegyű csomópont bekapcsol, ill. kikapcsol. A 10 db numerikus nyomógomb és a 2 db vezérlőgomb segítségével elvben bármilyen méretű mátrix kezelhető.

A kezelés megkönnyítésére célszerű kijelezni az utoljára beütött számot, továbbá a csomópontok mindenkori állapotát. Ugyancsak a kezelő tevékenységet segíti a hibajelzés olyan esetben, ha nem létező csomópontra hivatkoznak, vagy figyelmeztető jelzés, ha előzetesen lefoglalt kimenetre másik bemenetet készül kijelölni. A vezérlő logikában építhetők ki olyan feltételek is, melyek a kapcsolások sorrendiségét, egyidejűségét, vagy kizárását biztosítják. A módszerből következik, hogy a mátrix csomópontjainak vezérlése nem csak klaviatúráról történhet, hanem a számjegyek leképzéséhez szükséges 4 db adatvezetéken és 2 db parancs-vezetéken keresztül más berendezésből is lehetséges.

A fent vázolt vezérlés egyszerűsített gondolatmenete a következő: az adatvezetékeken érkező számok egymás után beíródnak egy-egy tárolóba /klaviatúra-regiszter/, majd az engedélyező, vagy törlő parancs hatására kiolvasás történik onnan. A kiolvasott érték bináris formája címként szerepel, mégpedig a mátrix-csomópontokhoz egyenként hozzárendelt bináris tárolók címként. A megcímzett tároló kimenete az engedélyező, vagy törlő parancsnak megfelelő állapotba áll be és vezérli a hozzárendelt csomóponti kapcsolót. A vezérlés az adott kapcsoló fizikai jellegétől függő meghajtó áramkörön keresztül történik.

A bináris tárolók mindig a hozzájuk tartozó kapcsolók utolsó vezérlését őrzik, így egy tároló lekérdezése a hozzárendelt analóg vagy digitális kapcsoló aktuális állapotáról nyújt információt.

Az ismertetett módszer kapcsolómátrixok vezérlésének elvi kérdéseit érintette. Azt, hogy a vezérlő logika fizikai megvalósítása huzalozott módszerrel, vagy mikrogéppel történjen, a mátrix méretein, esetleges változtathatóságán és távvezérelhetőségén túl a gazdasági szempontok dönthetnek.



Kapcsolómező klaviatúrával történő vezérlése

ÁRAMKÖRTECHNIKA

TOLERANCIAKÖZPONTOSÍTÁS A KIHUZATALI
ÉRZÉKENYSÉG SEGÍTSÉGÉVEL

Turmezei Péter

Az elektronikus áramkörökkel szemben támasztott követelmények szigorodása és a méretcsökkentésre való törekvés következtében a klasszikus tervezési eljárások elégtelennek bizonyultak. A gazdaságos gyártás megköveteli, hogy az áramkört a lehető legnagyobb tűrésű alkatrészekből építsük meg úgy, hogy a selejt az előírt értéknél kisebb legyen. Már a tervezés során figyelembe kell venni az elkészítendő áramkör működésének körülményeit, a gyártási stratégiát. A sorozatgyártásba kerülő áramkörök korszerű tervezésének utolsó fázisa a toleranciaközpontosítás, amelynek eredményeképpen kapott névleges értékek és tűrések mellett a selejt minimális.

Az előadás az intézetben folyó kutatómunka keretében a BME-vel közösen kidolgozott számítógépes eljárást ismerteti. A program a Monte-Carlo analízissel számított kihozatali érzékenység alapján határozza meg az optimális névleges elemértékeket és tűrésüket. A mintapéldák szélessávu, szigorú előírású, hangolható LC szűrők toleranciaközpontosításával igazolják az eljárás hatékonyságát.

PRS RENDSZER HANGFREKVENCIÁS JELZESADÓI

Balla Gábor

1. Bevezetés

Hagyományos kapcsolóberendezéseket tartalmazó távbeszélő-hálózatban a központ-központ ill. központ-előfizető közötti kapcsolat hangfrekvenciás jelzéseket is tartalmaz. Egy ilyen környezetben működő digitális telefonközpontnak alkalmasnak kell lenni a csatlakozási pontokon adni és venni ezeket a jelzéseket. A rendszer egységes vezérlési, üzemelési és technológiai felépítése, valamint gyártási és megbízhatósági követelmények célszerűvé teszik a hangfrekvenciás jelzőgenerátorok digitális megvalósítását is.

2. Hangfrekvenciás jelzések a PRS rendszerben

A PRS rendszer központi kapcsoló és vezérlő berendezésében a regiszterközi jelzések lebonyolításához szükséges többfrekvenciás /MFC/ jelzéseket valamint az előfizetői jelzőhangok közül a tárcsahangokat, a foglaltsági hangot és az üresemeleti hangot állítjuk elő, digitális formában. A közös tárgyalásra az ad lehetőséget, hogy az alapvető feladat valamennyi esetben hangfrekvenciás jel PCM kódolású mintáinak előállítása.

Az 1. ábrán blokkémszerűen feltüntetettük a tartalékolás nélküli központi vezérlőnek a hangfrekvenciás jelzések szempontjából lényeges részét. Az MFS jelzésű blokk négy darab, egymástól függetlenül vezérelhető MFC adót tartalmaz, melyek mindegyike a szervizvonalnak nevezett belső PCM vonal egy-egy időzésében adja a kiválasztott 6-ból 2-es kódkombináció amplitúdómintáinak PCM kódsorozatát. Ezeket a kódsorozatokat a kapcsolómező kapcsolja a kívánt PRA végződéshez, ahol analóg jelekké alakítjuk és az ARF központnak továbbítjuk. Az egyes adók frekvenciakombinációinak kijelölése és indítása a szervizvonalról kapott parancsokkal történik, leállításuk pedig a hozzájuk rendelt MFC vevők feladata /MFR/.

A TGG hangjelzés-generátor azokat a hangjelzéseket állítja elő, melyeket a hívott előfizető tájékoztatására a kapcsolómező segítségével juttatunk el a hívó vonalhoz. Ezeket a PCM

kódsorozatokat a hívó előfizetői áramkör dekódolója alakítja át hangfrekvenciás jelekké.

3. Digitális jelgenerálás módszerei

Esetünkben kétféle hangfrekvenciás jel előállításáról van szó: az egyes MFC kódkombinációk két-két azonos amplitúdójú, különböző frekvenciájú szinuszjel folyamatos küldését jelentik. A frekvenciakészlet előre irányú jelzéseknél 1380, 1500, 1620, 1740, 1860, 1980 Hz, hátra irányuló jelzésnél pedig 540, 660, 780, 900, 1020, 1140 Hz. A hangjelzések esetében 420, 840, 940, 1400 és 1800 Hz frekvenciájú, adott amplitúdójú szinuszjelek folyamatos előállítására van szükség. A mintavételi frekvencia állandó, a 2.048 Mbit/s PCM vonalnak megfelelően 8 kHz. Ez azt jelenti, hogy minden jel esetében 125 μ sec-onként kell kiadni a pillanatnyi értéknek megfelelő 8-bites mintát.

A minták előállítására alapvetően két módszer ismert, az aritmetikai és a táblázatos. Az aritmetikai elven működő megoldásban mikroprocesszor vagy jelfeldolgozó processzor számítja ki valamilyen megfelelően választott algoritmus alapján a soron következő minták értékét. Táblázatos előállításnál a mintákat ROM-ban tároljuk és a mintavételi frekvencia ütemében olvassuk ki. Az aritmetikai módszernél a számítási idő határt szab az alkalmazhatóságnak, a táblázatos módszernél /legalább is a minket érdeklő frekvenciáknál/ ez nem probléma, sőt lehetőség van az áramkörök többszörös kihasználására. A tárolandó minták számának meghatározásánál az
$$f_s = \frac{N}{f \cdot K}$$
 összefüggésből

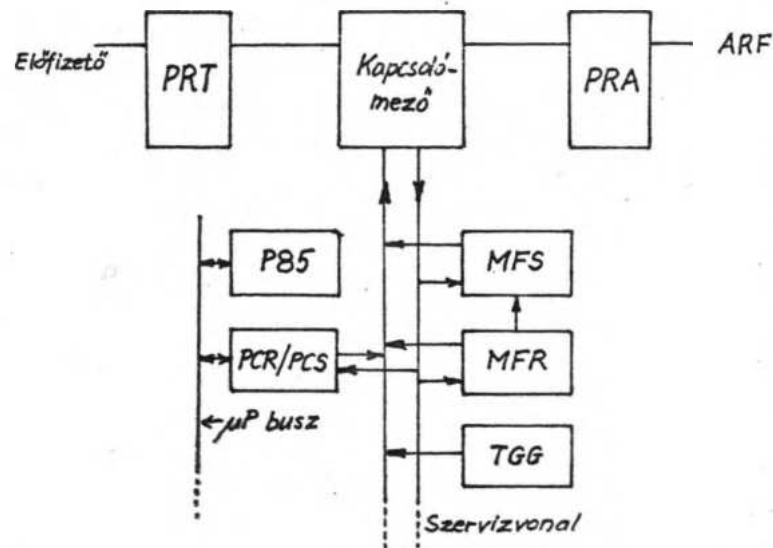
lehet kiindulni, ahol f_s a mintavételi frekvencia, f az előállítandó jel ismétlődési frekvenciája, N a minták száma, K pedig az eltárolt periodusok száma, N és K egész számok. Az MFC és a hangjelzések szimmetriatulajdonságai lehetővé teszik, hogy az így kapott mintaszámot a negyedére csökkentjük, és frekvenciánként ill. egy frekvenciakombinációhoz 100 mintát tároljunk. A minták meghatározásánál figyelembe kell venni a PCM rendszerben alkalmazott kompressziót /CCITT A karakterisztika/ valamint a bitinverziót is.

4. Eredmények

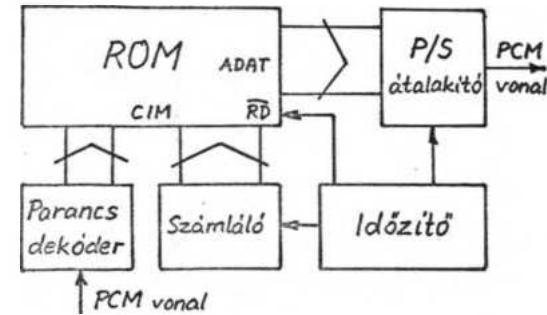
A megvalósított MFC adó kártya négy darab egymástól független adóáramkört képvisel, melyek mindegyike előre- és hátraírányu jelzések adására egyaránt alkalmas. A kétszer 16 frekvenciakombináció mintáit egy 4kbyte/8bit méretű EPROM-ban tároljuk. Az áramkör blokkvázlata a 2.ábrán látható. A 3.ábra a hangjelző áramkör blokkvázlatát mutatja. Végezetül a 4.ábrán táblázatosan összefoglalva feltüntettük az MFC adókkal és a hangjelzésgenerátorral előállított hangjelzések jellemzőit.

Irodalom:

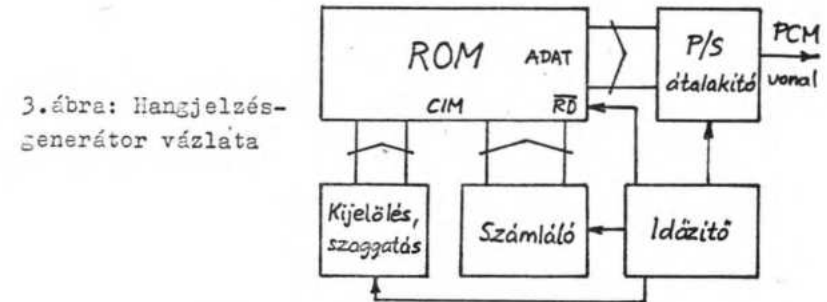
- [1] E.Blum, L.Horváth, O.Hutter, G.Németh: Microcomputers in a distributed digital subscriber switching system
Proc. of $\mu P'83$ Vol.II pp.657-668, 1983
- [2] G.Balla, J.Szebeni: Microprocessor controlled dual MFC sender for digital exchange
Proc. of $\mu P'83$ Vol.II pp.692-705, 1983



1.ábra: Hangfrekvenciás jelzőgenerátorok a PR3-ben



2.ábra: MFC adó blokkvázlata



3.ábra: Hangjelzés-generátor vázlat

Jelzés	Frekvencia	Jelalak	Jelidő
Előre irányu MFC	1380, 1500, 1620, 1740, 1860, 1980 Hz 6-ból 2 kód szerint	két szinusz összege	Folyamatos
Hátra irányu MFC	540, 660, 780, 900, 1020, 1140 Hz 6-ból 2 kód szerint	két szinusz összege	Folyamatos
T1 tárcsahang	420Hz	szinusz	Folyamatos
T2 tárcsahang	840Hz	szinusz	Folyamatos
Csengetési visszhang	420Hz	szinusz	1.25s jel 3.75s szünet
Üresemeleti hang	940, 1400, 1800Hz	szinusz	3x0.33s jel 1s szünet

4.ábra: Hangfrekvenciás jelzések jellemzői

TV JEL KORRELÁTORRAL KIEGÉSZÍTETT PLL FM
DETEKTOROK TERVEZÉSI SZEMPONTJAI

Nemes László tud.oszt.vez.

A műholdas TV műsor sugárzás vételénél a különböző műholdas kommunikációs vevőknél, alapfeladatként jelentkezik a vevőkészülékek zajcsökkentő hatásának kihasználása. A vétel minőségének növelésére a vevőoldalon lehet valamit tenni, kedvezőbb paraméterű vevőkészülék áramkörökkel, mint a kiszajú erősítők, kiszajú lokáloszcillátorok, valamint zajküszöb csökkentő FM demodulátorok alkalmazásával. A jelen tanulmány röviden foglalkozik azokkal a lehetőségekkel, amelyeket az FM TV vevők zajküszöb csökkentő FM demodulátorai nyújtanak.

Kiindulva abból, hogy a műholdas TV vételnél a zajszint határozza meg a vételi szint alsó határát. A vételi szint alsó határán a vett hasznos RF jel már zajosan jelenik meg és az átviteli csatorna RF és KF fokozataiban további zavaró jellel vegyül. A demodulátornak ebből a sokféle zajjal vegyült jelből kell a TV képminőségének megfelelő mértékben detektálni a hasznos jelet.

Analizálva olyan FM TV vevőkészüléket - jel-zajszintek szempontjából - amely a hagyományos limiter-diszkriminátort tartalmazza, a detektálási zajküszöb környékén azt jól jellemzi a már ismert videojel-zaj, vivőjel-zaj viszony függvénye. 1.sz. ábra.

A görbén látható, hogy a limiter-diszkriminátor mintegy 12-13 dB vivőjel-zaj viszonynál kezd demodulálni. A zajos rendszerekben adott FM löket mellett szélessávban kell biztosítani nagymerekségű diszkriminátor karakterisztikát, ahol a szélessáv és a nagymerekség ellentétes követelmény, e miatt a 12-13 dB-es küszöb nem csökkenthető tovább számottevő mértékben.

Az FM TV vevőkészülékek demodulátor egységei elvileg felépíthetők szorzó-áramkörrel. A szorzó áramkörökkel az FM detektálás a zajküszöb környéken lényegesen kedvezőbb, mint a limiter diszkriminátoroknál. Ugyanis mintegy 3-5 dB-lel alacsonyabb zajküszöb mellett már indul a jeldetektálás. Ehhez kihasználva, hogy a négy negyedes szorzók egyik bemenetére nagy-

szintű koherens kapcsolójel adható és ez lesz a zaj jel szempontból a domináló. Ezzel csökkenthetők bizonyos típusú zajok. Ennek az FM detektációs módnak szélessávú vételnél korlátot jelent a koherens kapcsolójel előállítása, esetleges szinkronizálása. A szélessávú FM jelek vételére tervezett vevőknél szorzó áramkört PLL körbe kombinálva alkalmazható. A szorzó detektornak PLL-körben való kombinációjának lehetősége utat nyitott a küszöb jelek környékén való detektálás tökéletesítésére. Ezt az utat számtalan kutató egyengeti napjainkban is. Az eredmények algoritmusát láthatjuk a 2. ábrán.

Az egyes blokkok egy-egy fajta demodulátor típust jelentenek, érzékeltetve a zaj küszöb környékén a vivőjel-zaj csökkenését a limiter-diszkriminátor zaj küszöbéhez viszonyítva.

Számtalan kutató munkája nyomán igen gazdag a PLL FM demodulálás elméleti téra. Ebből adódnak olyan demodulálási elméleti összefüggések a tervezők részére, amelyekkel napjainkban a legtöbb szolgáltatású, így akár a TV korrelációs detektorok is megtervezhetők. A tervezéshez fontos ismerni az elméleti tervezési tár tartalmát, többek között a - PLL FM detektorok kis és nagyszintű jelekre való reagálás modelljeit.

- Gaus zaj-jel kevert jelek demodulálásának modellezését,
- Impulzus zaj-jel kevert jelek demodulálásának modellezését,
- Kattogó zaj /Clic/ zajok keletkezésének elméletét, és azok minimalizálásának lehetőségét,
- Belső zavaró intermoduláció küszöbének modellezését,
- Belső I, II. rendű interferenciák keletkezésének és eliminálásának modellezését.

Megállapítva, hogy az elméleti alapokra épülő demodulátor tervezet csak napjainkban lehet realizálni, miután rendelkezésre állnak a nagybonyolultságú IC-k.

A PLL demodulátor felfogható úgy mint egy ideális diszkriminátor. A kapott matematikai eredmények azt mutatják, hogy a PLL demodulátorok többet is nyújtanak, mint a limiter diszkriminátorok azzal, hogy azok egy előzetes virtuális sávszűrőt és egy utólagos aluláteresztő szűrőt tartalmaznak. Tartalmaznak továbbá egy követő szűrőt. Ezek együttesen eredményezik a 3-4 dB küszöbszint javulást.

Az FM modulált TV jelek vételére a PLL FM demodulátort tovább kellett bővíteni, figyelembe véve a TV jelek impulzus tulajdonságát, másrészt a PLL demodulátorok kattogó zaj adottságát.

A TV videó alapsávi jelek, valamint azok FM modulált jelei impulzus jellegűek. Ezek az impulzusok diszturbálnak a kattogó zaj miatt. Ennek jelenségnek modellezése során megállapítható a kattogó zaj 2π periodicitású a PLL PD miatt, ugyancsak impulzus jellegű, véletlen ismétlődési idővel és szélességgel. Ezek perturbálják a TV jelet. Egy megfelelően megválasztott követő szűrővel a perturbáció minimalizálható. A követő szűrő megoldására mutat pl-t a 3. ábra. A követő szűrő egy összetett, vezérelt aktív szűrő. A hurok erősítő erősítését MHz-ben értelmezve, 10-20 MHz között automatikusan azt változtatva pl. a kattogási zaj 1-5/percre is redukálható.

Az FM demodulálás művelete lényegesen javítható, ha a PLL demodulátorral olyan spektrális tulajdonságú jelet kell demodulálni, mint a TV jel, amely periódikus tartományokból áll, és az egymás utáni szakaszok egymással korreláltak. A TV képelemek, sorok korrelációjának függvénye $\varphi(\Delta x, \Delta y) = \exp$. és csak a helynek a függvénye.

A videó jelet FM modulációval átvive, ahol a löket Δf , a fekete és fehér szintek között. Ha a két sor közötti különbséget $b(t)$ -vel jelöljük, akkor a kimeneten a jel:

$$E/b^2(t) = 2k^2 \frac{\Delta f^2}{12} (1 - e^{-\lambda \sigma}) \approx 2T_s^2 \lambda^2 \sigma$$

σ a jel négyzet átlaga.

Meghatározva a clic zaj effektív értékét:

$$T_N^2 = E/n^2(t) = k^2 2 \cdot \int_0^{f_{\max}} \frac{\sigma^2}{C} df = \frac{2}{3} k^2 \frac{\sigma}{C} f_{\max}^3$$

C a videó jel teljesítménye.

A diszturbáció:

$$E//b(t) - m(t)/^2 = 2k^2 \frac{\Delta f^2}{12} (1 - e^{-\lambda \sigma}) + \frac{2}{3} k^2 f_{\max}^3 \frac{\sigma}{C} = 2T_s^2 (1 - \beta) + T_N^2$$

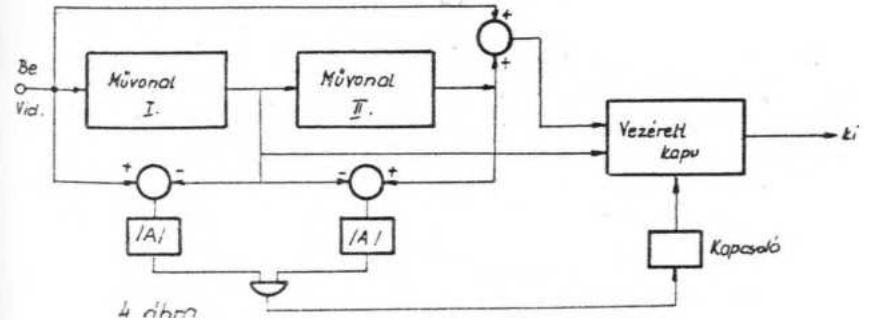
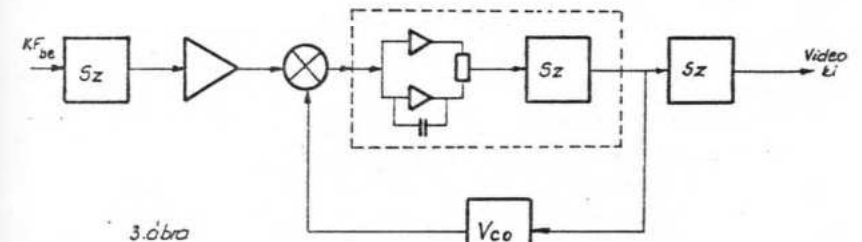
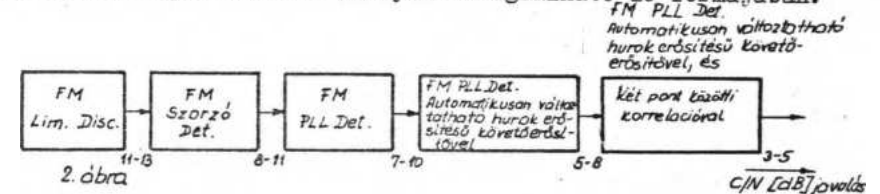
hasznos jel és a diszturbáció aránya:

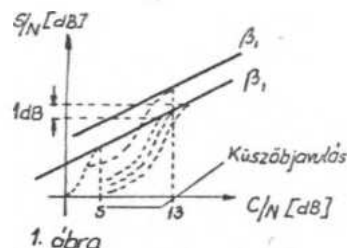
$$Q = \frac{2}{2 \frac{\Delta f^2}{12} \lambda \sigma + \frac{2}{3} f_{\max}^3 \frac{\sigma}{C}}$$

A kattogási zaj detektor jelenik meg, ezt a jelet komparálni lehet a videó jel két nagy korreláltsági értékével.

Ezt a komparálást úgy lehet megvalósítani, hogy a képmező kiválasztott két sorának megfelelő videó jelet kell összehasonlítani egymással. Erre soridő késleltetővel minden időpillanatban megkaphatjuk a pillanatnyi sor és az előző sor információ tartamát.

Az összehasonlítás algoritmusát mutatja a 4. ábra. Ezzel a megoldással mintegy 6-8 dB-lel csökkenthető a detektálási küszöb, a limiter-diszkriminátorhoz viszonyítva. Ugyanakkor a korrelációt képző áramkör könnyen integrálható IC formájában.





Nemlineáris erősítők stabilitása

Dr. Baranyi András

Nagyjelű erősítők tervezésében alapvető fontosságú a stabilitás biztosítása. Az erősítők többségében az aktív elem nemlineáris kétkapú, amelyre az ismert stabilitásfeltételek nem alkalmazhatók. Ezért a stabilitás vizsgálatára új módszert dolgoztunk ki, melyben a nemlineáris kétkapuk leírófüggvénnyel történő jellemzését használjuk fel.

Az erősítő stabilitását a kétkapú leírófüggvények deriváltjaiból és a lezáró admittanciákból meghatározható valós együtthatós polinom zérushelyeinek vizsgálatára vezetjük vissza. A stabilitásfeltételben szereplő kétkapú - paramétereket számítással vagy méréssel határozzuk meg.

Az általános stabilitásfeltételt nemlineáris transzfer karakterisztikájú, kapacitív visszacsatolással rendelkező hangolt erősítő esetre alkalmazzuk.

Kimutatjuk, hogy alapvetően kétféle instabilitás léphet fel nemlineáris erősítőkben:

- modulációs alapsávokat eredményező gerjedés
- a kimenőjel vívőfrekvenciás komponensének ugrásszerű változása, melyet a transzfer karakterisztika hiszterézise kísér.

Az elméleti eredményeket kísérleti vizsgálatokkal igazoljuk.

Hivatkozások:

- 1 Baranyi A., Ladvánszky J.: On the stability of nonlinear two-port amplifiers, Circuit Theory and Applications, Vol.12. pp. 123-131, 1984.
- 2 Baranyi A., Ladvánszky J.: Instability in nonlinear tuned amplifiers, Proc. of the Fifth International Symposium on Network Theory, Sarajevo, 1984.

Szélessávú mikrohullámu tranzisztoros teljesítményerősítők

Ladvánszky János, Novák Ernő, Szalontai Zoltán

1. Bevezetés

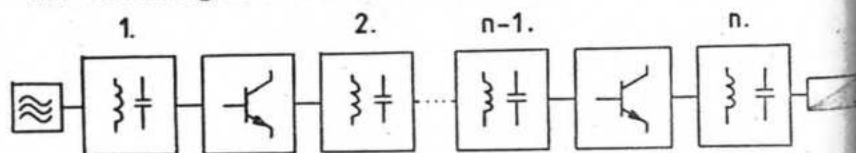
A mikrohullámu berendezések fontos építőeleme a szélessávú mikrohullámu erősítő, amely jelenleg tranzisztoros kivitelben is elkészíthető. A tranzisztorok paramétereinek számottevő frekvenciafüggése miatt a szélessávú erősítők tulajdonságait alapvetően a csatolóhálózatok határozzák meg. Kis relatív sáv szélesség $< 10\%$ esetén elterjedten alkalmazott eljárás az egy frekvencián történő csatolóhálózat-tervezés, amellyel elfogadható kiinduló elemértékeket nyerhetünk a csatolóhálózatok utólagos számítógépes optimalizálása számára. Ez a módszer azonban realizálhatósági és konvergencia-problémák miatt nagyobb sáv szélességű erősítők tervezése során nem alkalmazható.

Az ismert, szélessávú erősítők tervezésére alkalmas módszerek [1,4] többsége tetemes számítási munkát igényel. Ezért ebben a cikkben egy algoritmikusan hatékony eljárást ismertetünk [3], amely egy és többfokozatu erősítők tervezésére alkalmazható. A mérési eredmények az eljárás hatékonyságát igazolják.

A cikkben kitérünk az erősítők technológiai és konstrukciós megoldásaira is, modul konstrukcióju és integrált kivitelű erősítők bemutatásával.

2. Csatolóhálózat tervezése valós frekvenciás módszerrel

A továbbiakban az 1. ábra szerinti felépítésű visszacsatolásmentes többfokozatu erősítő tervezésével foglalkozunk, amelyben a tranzisztorokat lineárisnak és a csatolóhálózatokat veszteségmentesnek tételezzük fel.



1. ábra Többfokozatu, visszacsatolásmentes erősítő felépítése

A feladat olyan $G/\omega^2 = K_g/\omega^2$ erősítés-frekvenciamenet megvalósítása, melynek g/ω^2 alakja rögzített. K valós állandót, ω a körfrekvenciát jelöli. A K állandót a realizálhatósági korlátok figyelembevételével maximalizálnunk kell.

A vizsgált frekvenciasávban a tranzisztorok teljesítményerősítése a frekvencia növekedésével kb. 20 dB/dekád meredekséggel csökken. A csatolóhálózatokat úgy kell megtervezni, hogy a tranzisztorok teljesítményerősítés-csökkenését kompenzálják. Mivel a tranzisztorok be- és kimenőimpedanciája is frekvenciafüggő, egy csatolóhálózat megtervezése komplex generátor és terhelőimpedancia között előírt (általában g/ω^2 -től eltérő alakú) erősítéskarakterisztikájú veszteségmentes hálózat szintézisét jelenti.

Az előírt erősítésű veszteségmentes hálózatok tervezésére az irodalomban többféle megoldás található. Ezen módszerek többsége a generátor és terhelőimpedancia helyettesítő áramkörének, esetünkben a tranzisztor áramköri modelljének a meghatározását igényli, amely mikrohullámu tranzisztorok esetén nagy munka- és számítási igényű feladat [8]. Carlin és Komiek [2] az erősítő tervezését a tranzisztor áramköri modellezését elkerülve, döntően számítógépes optimalizálással határozza meg. Ezt az ún. "real frequency" módszert többfokozatu erősítőre is kiterjesztették [3]. Mivel az ismert módszerek közül Carlin módszere tűnik a gyakorlatban leginkább használhatónak, a továbbiakban ennek számítógépes implementálásáról lesz szó.

A rendelkezésre álló technológiával a mikrohullámu tartományban csak elosztott paraméterű áramköri elemeket lehet megvalósítani, érdemes ezért a tervezés során is tápvonalelemekből felépülő hálózatokat használni. Nagyban megkönnyíti a számításokat, ha a tápvonalak hosszát azonosra választjuk, hiszen ekkor a $\lambda = th(p)$ frekvenciatranszformációval analógiát teremthetünk a koncentrált paraméterű és az azonos hosszúságú tápvonalakból felépülő hálózatok között.

Az azonos hosszúságú, veszteségmentes tápvonalakból felépülő illesztőhálózatok meghatározására a következő módon alkalmazható a "valós frekvenciás módszer":

- Rögzítsük le az illesztőhálózatban található soros tápvonalak számát. Ha még az $S_{11}/2/$ reflexiós tényező számlálóját is ismerjük amely 2 valós együtthatós polinomja, akkor az illesztőhálózat teljes reflexiós mátrixa egyértelműen meghatározható.

- Az előző fokozatok és tranzisztorok reflexiós mátrixa ismeretében pedig az egész kapcsolás teljesítményerősítése kiszámítható. Célunk az, hogy úgy válaszozzuk meg a soros vonalak számát és a fent említett polinom együtthatóit, hogy a teljesítményerősítés minél jobban közelítsen meg egy előre kitűzött értéket. A feladatot egy asztali számítógépen futtatható optimalizáló program [5] segítségével oldottuk meg.

3. Mérési eredmények

A következőkben a különböző tervezési eljárásokkal készített egy- és többfokozatu erősítőket ismertettünk. Az erősítők illesztőhálózatait duroid hordozón, mikroszalagvonal felépítésben alakítottuk ki. A tápvonalak elektromos jellemzőiből a geometriai adatokat az Intézetben kifejlesztett MICROSTRIP program [6] segítségével határoztuk meg. Ez a program amellett, hogy a tápvonalak szélességi és hosszúsági adatait számítja, figyelembe veszi a különböző tápvonaldíszkontinuitások hatását is, így mód nyílik ezek kompenzálására.

Az erősítők mechanikai felépítésekor kétféle irányvonalat követtünk. Egyrészt kifejlesztettünk egy olyan konstrukciót, mely modul rendszerű, egységesített építőelemekből áll, így különféle műszaki jellemzőjű erősítők egyszerűen kialakíthatók az egyes modulok egymás után kapcsolásával [7]. Ilyen technikával készült egy vezérlőjellel kikapcsolható erősítőcsalád, mely a 2-4 GHz frekvenciasávban működik. Ennek a felépítésnek fő előnyei, hogy a részegységek külön-külön bemérhetők, továbbá meghibásodás esetén csak a hibás részegységet kell - viszonylag egyszerűen - cserélni. A bipoláris tranzisztorokkal felépített erősítők kisjellű erősítése tipikusan 20 dB, kimenőteljesítménye min. 500 mW; relatív sáv szélességük min 30%.

Szintén modul konstrukcióban készült egy kétfokozatu, 8 GHz-es FET teljesítményerősítő, melynek kisjellű erősítése sávközépen 12 dB, kimenőteljesítménye min. 900 mW, működési frekvenciasávja 7800-8300 MHz.

A másik konstrukciós irányvonal a kis méretet, kompakt felépítést eredményező integrált konstrukció. Ilyen kialakítással készült a 8 GHz-es frekvenciasávban működő teljesítményerősítő egység, mely kétfokozatu FET erősítőből áll, bemenetén PIN diódás sönt csillapító, kimenetén iránycsatoló és detektor van. Az erősítő külső jellel kikapcsolható, továbbá jelzést ad, ha a kimenőszint egy adott érték alá csökken. Az AGC-vel ellátott erősítő kimenőteljesítményének ingadozása a teljes frekvenciasávban tip. $\pm 0,5$ dB, mely a hőmérsékletváltozás hatását is magába foglalja. Az erősítő fő műszaki jellemzői: frekvenciasáv: 7,9-8,2 GHz, kimenőteljesítmény tip. 250 mW, erősítés min. 8 dB, működési hőfoktartomány $-10^{\circ}\text{C} - +65^{\circ}\text{C}$. Az erősítő mikrohullámu és egyenáramu részeit egyetlen darabból kialakított, matt alumínium doboz tartalmazza.

Irodalom

- [1] W.K.Chen: Broadband matching, Pergamon Press, 1976
- [2] Carlin, A.J., Komiek, J.J.: "A New Method of Broad-Band Equalization Applied to Microwave Amplifiers", IEEE Trans. on MTT, Feb. 1979, pp. 93-98
- [3] Yarman, B.S., Carlin, H.J.: "A Simplified "Real Frequency" Technique Applied to Broad-Band Multistage Microwave Amplifiers" IEEE Trans. on MTT, Dec. 1982, pp. 2216-2222
- [4] Szalontai Z.: "Tranzisztoros erősítő tervezése a 7-9 GHz-es frekvenciasávra", TDK dolgozat, BME, 1983.
- [5] Valtonen, Ladvánszky: Lineáris aktív áramkörök tervezése a frekvenciatartományban az AFLAC 35 számítógépprogram segítségével, Felhasználói dokumentáció, Bp. 1981, dec. 30.
- [6] Nemcsics R., Fürjes L., Krasovics M.: "MICROSTRIP", koncentrált és elosztott paraméterű hálózatok AC analízise. Felhasználói dokumentáció, TKI, 1981.
- [7] Novák E., Krasovics M.: Tranzisztoros adóvégerősítő alkalmazása mikrohullámu rádiórelé berendezésekben, TKI Intézeti Tanulmány, 1980.
- [8] Ladvánszky J., Baranyi A.: Analóg elektronikus eszközök modellparamétereinek meghatározása, 1. Országos Automatizált Műszaki Tervezési Konferencia, Bp. 1982. márc.

MIKROSZALAGVONALAS MIKROHULLÁMÚ AKTÍV ÁRAMKÖRÖK FEJLESZTÉSI EREDMÉNYEI

Tóth Tamás, Kovács Vendel, Littvay István, Mrowca Árpád,
Nemcsics Elek.

1. Bevezetés

A hetvenes évek közepén a mikrohullámú sokcsatornás FDM/FM rádiórelé berendezések fejlesztése világszerte új szakaszba lépett. A kismeghajtású áramkörök integrálásában bekövetkezett robbanásszerű fejlődés ugyanis szükségessé tette új megoldások keresését a mikrohullámú aktív áramkörök területén is. Az itt felmerülő problémák azonban lényegesen különböztek a kismeghajtású integrált áramkörök esetében megoldottaktól, főleg a nagyobb működési frekvencia és a gyakran több wattos teljesítményszint miatt. Ez az oka annak, hogy "igazi" integrált mikrohullámú áramkörök helyett a hibrid-integrált típusúak terjedtek el és nehéz általánosan érvényes tervezési módszereket, konstrukciós és technológiai megoldásokat találni a publikációkban.

Az elmúlt évtizedben megkíséreltünk - egységes szempontok alapján - olyan mikrohullámú aktív áramköröcsaládokat kialakítani, amelyek illeszkednek a kismeghajtású integrált áramkörök által meghatározott technikai színvonalhoz és lehetőséget adnak komplex áramköri egységek; lokálgenerátorok, adó-vevők, végerősítők kialakítására.

Előadásunkban ezekről az elvekről és a berendezésekben alkalmazott mikrohullámú oszcillátorok, teljesítményerősítők, felezők, sokszorozók fejlesztési eredményeiről számolunk be.

2. Célkitűzések és alapelvek.

A KTT-80/GTT-80 harmadik generációs analóg berendezéscsalád fejlesztési programja szükségessé tette új mikrohullámú lokálgenerátorok és végerősítők kidolgozását. Két megoldási lehetőség kínálkozott. Az egyik, talán könnyebb, de végsősoron költségesebb szerint; az, hogy a különböző, 8,7,6 és 4 GHz frekvenciájú áram-

köröket, egyedi tervezéssel, különböző alkatrészválasztékkal, egyedi konstrukcióban alakítjuk ki, vagy a másik; amikor egységes, lényegében frekvenciafüggetlen belső rendszerű, komplex áramköröket dolgozunk ki. Ez utóbbit választottuk; mivel az egységes felépítésben, alkatrészválasztékban és azonos mechanikai konstrukcióban rejlő előnyök a sorozatgyártás során egyértelműen megmutatkoznak. Az egységes áramköri rendszerű lokálgenerátoroknál a jelforrás egy 2 GHz-es, PLL-el kristályreferenciához szabályozott, feszültségvezérelt oszcillátor, melynek frekvenciáját sokszorozó áramkör emeli az aktuális működési sávba. Ebből csak a 4 GHz-es lokálgenerátoroknál tértünk el, ahol a VCO oszcillátor közvetlenül 4 GHz-en működik, olcsó bipoláris tranzisztorral. A végerősítők pedig osztós-sokszorozós rendszerűek, ahol a frekvenciaosztást szélessávú PLL erősítő végzi mindig ugyanarra a kb. 2 GHz-es frekvenciára, majd a jel teljesítményerősítő láncan át nagyszintű, szélessávú sokszorozóra jut és így kerül vissza, felerősítve, az eredeti frekvenciasávba.

A fenti komplex egységek egész sor mikrohullámú aktív áramkör kifejlesztését igényelték. A munka indulásakor rögzítettünk néhány alapelvet, amelyeket igyekeztünk következetesen betartani. Azonos aktív és passzív alkatrészválasztékból építkeztünk, igyekeztünk kiforrott félvezető típusokat alkalmazni. Szándékosan nem törekedtünk a csúcstípusok beszerzésére, akkor még alacsony megbízhatóságuk és magas áruk miatt, később ezt a választásunkat a megnehezült beszerzési viszonyok is igazolták. Az áramköri megoldások közül mindig a jó hatásfokot adókat választottuk ki; C osztályú teljesítményerősítő láncokat, töltéstárolós diódás sokszorozókat terveztünk. Az egységes mechanikai konstrukcióból következően a különböző frekvenciasávban működő, de ugyanazon funkciójú áramköröket azonos körvonalméretekkel, egységes technológiával készítettük el. Maximálisan kihasználva a mikroszalagvonalas kivitel előnyeit a soros és párhuzamos beállító induktívitasokat és a párhuzamos kapacitásokat később, a soros kapacitásokat is az áramköri rajzolatban alakítottuk ki. Az áramkörök bemérésére egységes mérési módszereket dolgoztunk ki, amelyek a későbbiekben lehetővé tették az áramkörök végleges helyükön való

bemérését. A beméréseknél maximálisan kihasználtuk azt a tényt, hogy a komplex áramkörökben levő VCO-k felhasználhatók voblerizálható jelforrásként is.

3. Fejlesztési eredmények

A feszültségvezérelt oszillátorok között kis-zajú közepes és nagyteljesítményű üreggel stabilizált, nagy teljesítményű lineáris és szélessávban hangolható kis- és nagyszintű típusokat dolgoztunk ki. Főbb paramétereiket az 1. Táblázatban foglaltuk össze.

Típus	Frekvenciasáv (GHz)	Kimenőszint (mW)	Merekség (MHz/V)	Berendezés
Kis-zajú hangolható	1,7 - 2,1	100/300	1	KTT-80/7,8 GHz GTT-80/6 GHz
Kis-zajú hangolható	3,6 - 4,2	20/40	4	GTT-80/4 GHz
Szélessávú	1,9 - 2,1	80/600	10	KSR-8
Szélessávú	1,350 - 1,525	30/700	21	IER 1,5

1. Táblázat

A teljesítményerősítők különböző típusainak főbb paramétereit a 2. Táblázat tartalmazza.

Típus	Frekvenciasáv (GHz)	Kimenőszint (mW)	Hatásfok (%)	Berendezés
C oszt. 2 fokozatú	1,7 - 2,1	10 W	40	KTT-80/GTT-80
C oszt. 1 fokozatú	1,350 - 1,5	2,5W	50	IER 1,5

2. Táblázat

Az injektált oszcillátoros frekvenciaosztók főbb paramétereit a 3. Táblázat mutatja.

Típus	Frekvenciasáv (GHz)	Leosztott frekv.sáv (MHz)	Kimeneti szint (mW)	Berendezés
Felező hangolható	1,7 - 2,1	60	1,6	KTT-80/7,8 GHz
Felező szélessávú	1,9 - 2,1	100	1,6	KSR-8
Felező szélessávú	1,35 - 1,525	100	1,6	IER 1,5
Negyedelő hangolható	3,4 - 4,2	40	1,6	GTT-80/4 GHz

3. Táblázat.

A frekvenciasokszorozók főbb paramétereit végül a 4. Táblázatban összegeztük.

Típus	Frekv.sáv (GHz)	P _{k1} (mW)	Hatásfok (%)	Berendezés
Kétszerező kisszintű, hangolható	3,6-4,2	5	55	GTT-80/4 GHz
Kétszerező nagyszintű, hangolható	3,6-4,2	5500	55	GTT-80/4 GHz
Háromszorozó kisszintű, hangolható	5,6-6,2	5/40	45	GTT-80/6 GHz
Háromszorozó nagyszintű, hangolható	5,6-6,2	4000	45	GTT-80/6 GHz
Négyyszerező kisszintű, hangolható	7,1-7,7	4/40	35	KTT-80/7 GHz
Négyyszerező nagyszintű, hangolható	7,1-7,7	2500	35	KTT-80/7 GHz
Négyyszerező kisszintű, hangolható	7,9-8,4	4/40	35	KTT-80/8 GHz
Négyyszerező nagyszintű, hangolható	7,9-8,4	2500	35	KTT-80/8 GHz
Négyyszerező szélessávú	8-8,3	15/100	30	KSR-8
Hatszorozó	10-11	30	25	Möhold adó

4. Táblázat.

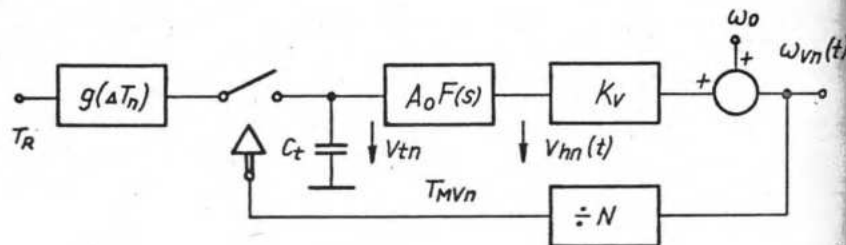
A fejlesztési munka során számos elméleti problémát is meg kellett oldanunk, amelyekről nemzetközi és hazai publikációkban korábban számoltunk be.

RÖVID ÁTKAPCSOLÁSI IDEJŰ FREKVENCIASZINTETIZÁTOROK TERVEZÉSE

Kolumbán Géza - dr. Baranyi András

A frekvenciaszintetizátorokban a mintavevő-tartó típusú fázisdetektorok egyre gyakrabban kerülnek alkalmazásra, mivel velük alacsony referencia frekvenciás periódikus zavarjel-szint [1,3], rövid frekvenciaváltási idő [2,4] és kedvező fáziszajjellemzők [3] érhetők el. A korábbi publikációk szerzői nem vizsgálták a fázisdetektor nemlinearitásának az átkapcsolási időre való hatását, valamint a hurokszűrőt tartalmazó fáziszárt hurokban kialakuló hamis lock okát. Jelen munkában Chua és Mees munkájára [6] alapozva először megmutatjuk, hogy adott frekvenciasávból való átkapcsolás esetén a mintavett jel alakjának alkalmas megválasztásával az átkapcsolási idő minimalizálható, majd az egy pólus-zérus párt megvalósító hurokszűrővel felépített PLL analízisen keresztül rámutatunk a hamis lock kialakulásának okára, közelítést adunk ezen fáziszárt hurok pull-in frekvenciasávjára.

A frekvenciaszintetizátor analízisét az 1. ábrán bemutatott modell és az [5] irodalomban ismerttetett összefüggések alapján végezzük el. Az ábrán $v_r(t)$ a mintavett, V_{tn} a C_t tartó-kondenzátoron mért, és $v_{hn}(t)$ a VCO hangoló feszültségét jelenti; T a referencia jel periódusideje, $\omega_{vn}(t)$ a kimenő frekvencia értéke, és T_{MVn} az n . periódusban mért mintavételezési idő.



1. ábra. A frekvenciaszintetizátor modellje

A fáziszárt hurok állapotát ΔT_n -nel, azaz a referencia és a mintavevő jel élei között fellépő időkülönbséggel jellemezzük. ΔT_n értéke elsőrendű PLL esetén az alábbi módon változik meg az n . és az $(n+1)$. mintavételezés között:

$$\Delta T_{n+1} = T_R \text{frac} \left\{ \frac{\Delta T_n}{T_R} + \frac{N \omega_R}{\omega_0 + A_0 K_V g(\Delta T_n)} \right\} \quad (1)$$

A kimenő frekvencia értéke a n . mintavételezési periódusban:

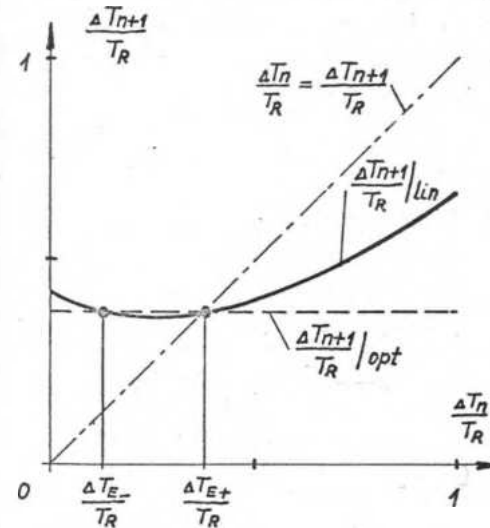
$$\omega_{vn}(t) = \omega_0 + A_0 K_V g(\Delta T_n) \quad (2)$$

A fenti összefüggésekben $g(\Delta T_n)$ a mintavett jel időfüggvénye, amelyre írható:

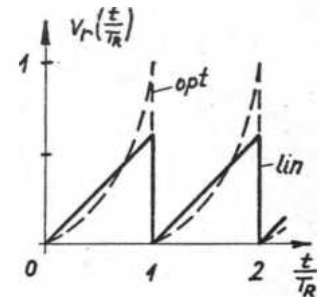
$$V_{tn} = V_r(t) \Big|_{t=\Delta T_0 + \sum_{i=0}^{n-1} T_{MV_i}} = g(\Delta T_n) \quad (3)$$

Vizsgálataink során feltesszük, hogy a PLL áramköreinek valamennyi nemlinearitását a $g(\Delta T_n)$ függvénybe transzformáltuk.

Az (1) elsőrendű nemlineáris differencia egyenlet grafikus megoldásával (2. ábra) a hurokszűrő nélküli PLL munkapontja és egy tetszőleges kezdeti állapothoz tartozó konvergencia sebessége szemléletesen meghatározható [6].



2. ábra. A fix pont és a konvergenciasebesség grafikus meghatározása lin. ill. opt. mintavett jelalak esetén



3. ábra. A mintavett jel optimális ill. lineáris időfüggvénye

Az (1) összefüggésből következik, hogy a konvergenciasebesség függ a hurokerősítés nagyságától $K_P A_0 K_V / N$ [1,2,4], az offset frekvencia értékétől ω_0 megválasztása [1], és a mintavett jel alakjától $g(\Delta T_n)$. A 2. ábrán látható, hogy ha a mintavételezés háromszög jelalakból történik (3. ábra), akkor alkalmaznunk megválasztott hurokerősítés mellett [1,2,4] a PLL ΔT_E kezdeti állapotból egy mintavételezéssel eléri állandósult

állapotát $\Delta T_E +$. A fáziszárt hurok tetszőleges kezdeti feltételek mellett egy mintavételezés alatt eléri állandósult állapotát, ha:

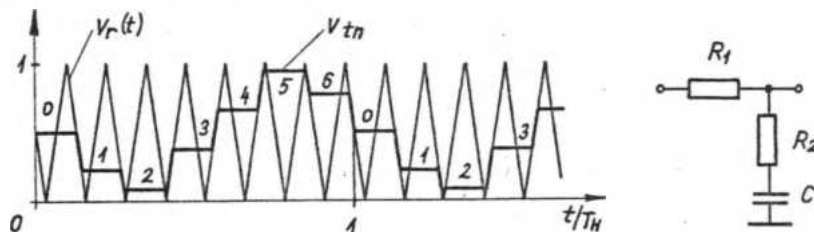
$$\Delta T_{n+1}(\Delta T_n) = \text{const} = \Delta T_E \quad (4)$$

A mintavett jel optimális alakja az (1) és (4) összefüggésekből határozható meg (3. ábra):

$$g(\Delta T_n) = \frac{N}{2Tf_R^2 A_0 K_V} \frac{1 - \frac{\omega_0}{2Tf_R} (T_R + \Delta T_E - \Delta T_n)}{T_R + \Delta T_E - \Delta T_n} \quad (5)$$

Összefoglalva az eddigieket elmondható, hogy a mintavett jel alakjának alkalmas megválasztásával elérhető, hogy tetszőleges kezdeti feltételek mellett az elsőrendű PLL állandósult állapotát egy mintavételezés alatt elérje. Egyidejűleg a fáziszárt hurok perturbációra való érzékenysége minimális lesz, a PLL a külső zavarokat (zaj, hálózati zavar) egy mintavételezés alatt kiszabályozza.

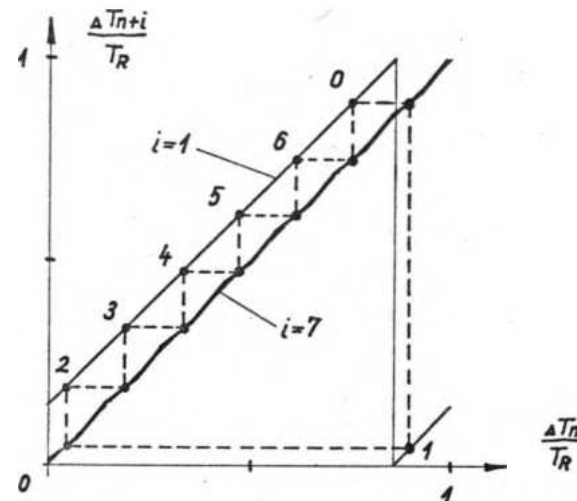
A 4. ábrán egy hamis lock állapotban lévő PLL fázisdetektoron mért jelalakjai láthatók. A hurokszűrőnek egy pólusa és zérusa van, a szűrő referencia frekvencián mért csillapítása 30 dB ($\Delta F = (R_1 + R_2)/R_2$) értékű.



4. ábra Hamis lock állapotban lévő PLL jelalakjai

A C_p tartókapacitás feszültsége periódikus lépcsőfüggvény. Belátható, hogy a hurokszűrő időállandója ($\tau = (R_1 + R_2)C$) jóval nagyobb mint a kialakult hamis lock periódusideje (T_n), akkor a hurokszűrő kondenzátorán mért feszültség időfüggése elhanyagolható. Ezért a hurokszűrő hatása leírható egy ΔF nagyságú feszültségosztással, és a C kondenzátoron fellépő DC offset feszültséggel. Így a hamis lock állapot egy ún. ekvivalens hurokkal modellezhető. Az ekvivalens hurok nem tartalmaz hurokszűrőt, a hurokerősítő átvitele $A_0/\Delta F$ értékű, és a hurok offset frekvenciája (ω_0) a hamis lock állapotban lévő PLL hurokszűrő kondenzátorán mért DC feszültségnek megfelelően meg lett változtatva. A hamis lock egy határciklus, amely az ekvivalens hurokban azért alakul ki, mert a beállítani kívánt kimenő frekvencia az ekvivalens PLL pull-in sávján kívül van. A hurokszűrő alkalmazása a fáziszárt hurok pull-in frekvenciasávját kb. a hold-in sáv ΔF -ed részére csökkenti. A pull-in sáv nagyságát a hamis lock állapotba jutás korlátozza. A 4. ábrán bemutatott hamis lock állapothoz tartozó ekvivalens hurok fix pontjai és

jelalakjai az 5. ábrán láthatók. A 4. és 5. ábrán feltüntetett számok a két ábra összetartozó pontjainak azonosítását kívánják megkönnyíteni. A modell érvényességét a mért és számított eredmények egyezése igazolja.



5. ábra Az ekvivalens hurok fix pontjai

A fentieket összefoglalva elmondható, hogy a hamis lock nem más mint egy határciklus, amelynek oka, hogy a hurokszűrő a PLL pull-in sávját a hold-in sáv kb. ΔF -ed részére csökkenti. A hurokszűrő alkalmazása esetén a PLL áramkört a gyakorlatban rendszerint befogási segédlettel kell ellátni, hogy hamis lock állapot ne tudjon kialakulni.

Irodalom:

- [1] W.F. Egan: Frequency Synthesis by Phase Lock. John Wiley and Sons, New York, 1981.
- [2] Grád J.: A mintavételező fáziszárt hurok dinamikája. Kandidátusi értekezés, Budapest, 1984.
- [3] G. Kolumbán et. al.: Design Aspects of Frequency Synthesizer Applied in Satcom SCPC Systems. YUTEL '83, Ljubljana, 1983.
- [4] G. Kolumbán: Transient Properties of High Speed Frequency Synthesizers Based on Sampled PLL. ECCTD'85, Prague, 1985.
- [5] Kolumbán G.: Mintavételező-tartó típusú fázisdetektorral felépített frekvenciaszintetizátorok transziens tulajdonságai. Mikrohullámú Szeminárium, Bp. 1985.
- [6] L.O. Chua et. al.: Synchronization and Chaos. IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. CAS-30, No.9. Sept. 1983.

AZ INDIREKT FREKVENCIASZINTÉZIS TECHNIKÁJA

Dr. Grad János

A mikrohullámu frekvencia szintetizátorok áramköri rendszereiben az indirekt frekvenciaszintézis alapvető jelentőségű. Valamely frekvencia szintetizátor fokozatot indirektnak nevezünk, ha kimenő jele nem származtatható direkt uton /pl. leosztás, sokszorozás, keverés, szűrés által/ a bemeneti jelekből. Indirekt frekvenciaszintézis a fázisszinkronizáció /PLL/ technikájával valósítható meg.

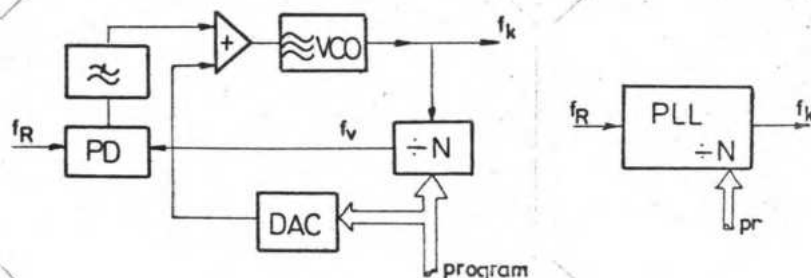
Azokat a PLL áramköröket, amelyekből a szintetizátor felépül, szintézisköröknek nevezzük. Két alapvető PLL konstrukció használható:

- szintéziskör digitális frekvenciaosztóval,
- szintéziskör kettős referenciával.

A fenti két alapkör mellett gyakran használjuk az összevonásukból származtatott szintézishurkot, ez az un.

- kettős referenciájú szintéziskör osztóval.

Szintéziskör digitális frekvenciaosztóval /1. ábra/.



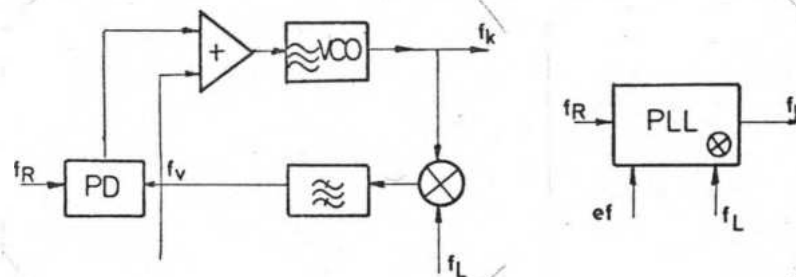
1. ábra. Szintéziskör digitális frekvenciaosztóval; áramköri elrendezés és blokk-jelölése

PLL hurokegyensúly esetén az f_R referenciafrekvencia és a hurok kimeneti f_k frekvenciája közti kapcsolat:

$$f_k = N f_R$$

A szintéziskör tehát egy f_R frekvenciának változó N számmal szorzását valósítja meg. Nem szükségszerű, de áramkörileg előnyös a VCO munkapontjának előzetes beállítása digitál-analóg átalakító /DAC/ segítségével ugyanarról a programról, ami a digitális osztót is vezérli. Ez a megoldás a hurok PD fázisdetektorának dinamikaigényét jelentősen csökkenti.

Szintéziskör kettős referenciával /2. ábra/.



2. ábra. Szintéziskör kettős referenciával; áramköri elrendezés és blokk-jelölése

Az f_k kimeneti frekvencia az f_R referenciafrekvencia és f_L keverési lokálfrekvencia mellett attól is függ, hogy milyen keverési felharmonikusnál valósul meg a hurokegyensúly. f_k m. és f_L n. felharmonikusán a hurokegyensúly $f_{k m;n}$ kimenő frekvencia mellett jön létre.

$$f_{k m;n} = \frac{1}{m} |n f_L - f_R|$$

$$m = 1, 2, 3, \dots$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

A legtöbb gyakorlati esetben alapharmonikus szintézis a feladat, miközben teljesül az $f_L > f_R$ reláció. A két alapharmonikus egyensúlyi frekvencia /tükörfrekvenciák/:

$$f_{k 1;-1} = f_L + f_R$$

$$f_{k 1;1} = f_L - f_R$$

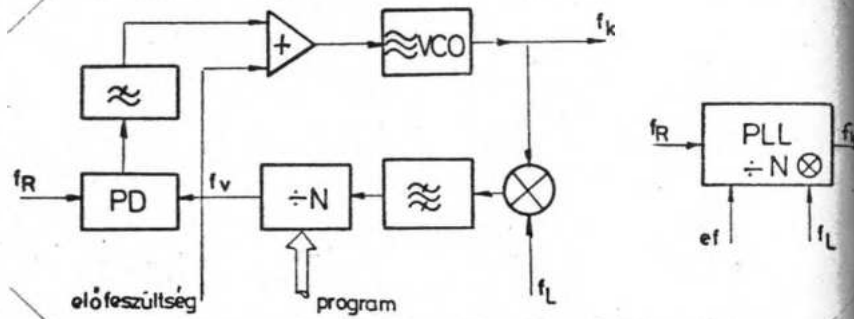
Ahhoz, hogy a hurokegyensúly a kívánt m és n számokkal jellemzett $f_{k m;n}$ frekvencián valósuljon meg, a hurok-konstrukcióban

kiegészítések szükségesek:

- A VCO-t statikus előfeszültség a működési munkapont környezetében tartja. A PLL behúzási tartományában hamis frekvencia-komponens nem lehet.

- A keverő kimenetén aluláteresztő- vagy sávszűrő a nemkívánatos produktumokat eltávolítja.

Kettős referenciájú szintéziskör osztóval /3. ábra/.

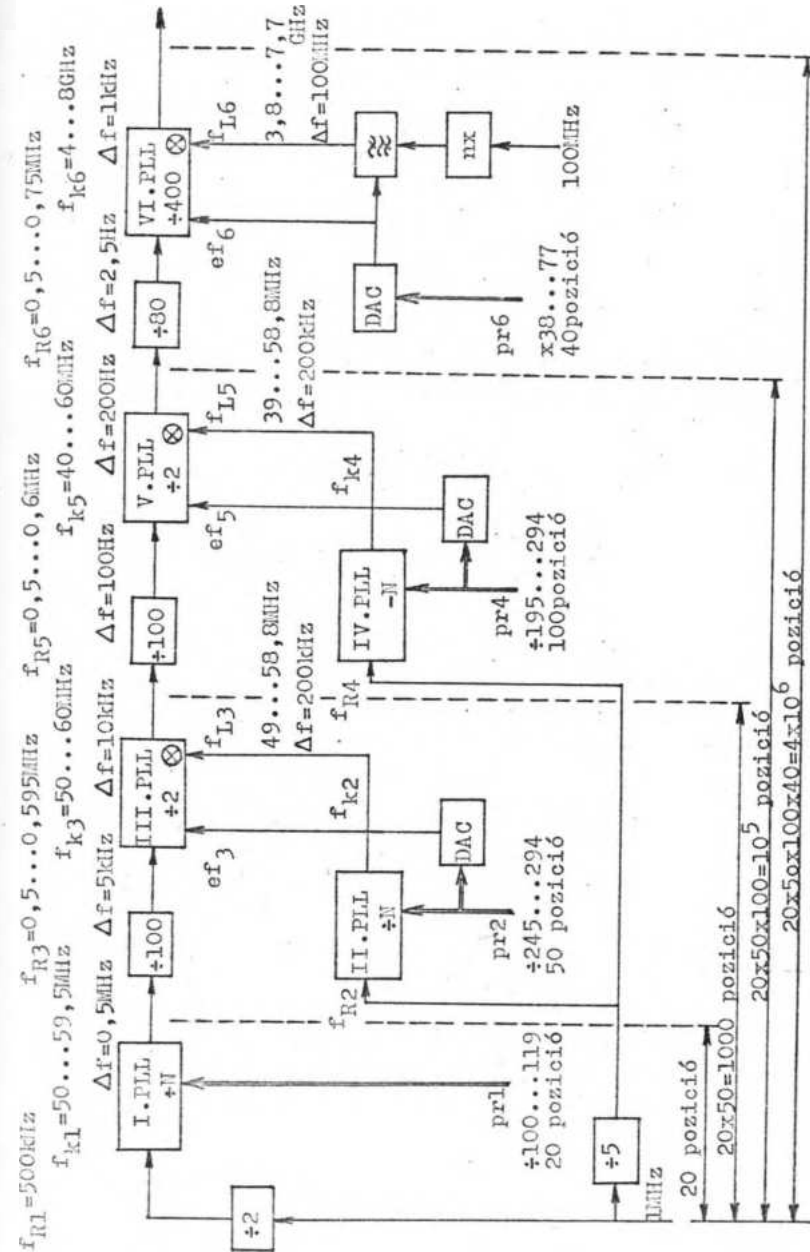


3. ábra. Kettős referenciájú szintéziskör osztóval; áramköri elrendezés és blokk-jelölése

A felharmonikus-behúzás, ill. tükrörfrekvenciás egyensúly lehetősége éppugy fennáll, mint az egyszerű kettős referenciájú PLL-nél. Emiatt a VCO beállítására most is munkaponti korrekciós egyenfeszültséget kell alkalmazni. Frekvencia szintetizátoroknál általában az $m=1$, $n=-1$ típusú egyensúlyi helyzet megvalósítása célszerű. A szokásos $f_L > N f_R$ reláció esetén:

$$f_k = f_L + N f_R$$

Szintetizátor rendszereknél az alapköröket blokk-jelölésekkel ábrázoljuk. Teljes szintetizátor rendszerre a 4. ábra bemutat egy 4-8 GHz frekvenciasávu működésre alkalmas összeállítást 1 kHz felbontással. Az elrendezés mikrohullámu végfokozatának /VI.PLL/ lokálfrekvenciája direkt szintetizátor fokozattal /sokszorozó és elektronikus hangolható szűrő/ ered. A kettős referenciájú PLL-ek valamennyien f_k 1;-1 típusú egyensúlyi frekvencián működnek.



4. ábra. Mikrohullámu frekvencia szintetizátor rendszer blokkvázlata

MIKROHULLÁMÚ SZŰRŐK FEJLESZTÉSI EREDMÉNYEI

DR. Hammer Géza, Kajdi László,
Kolumbán Gézáné, Dr. Reiter György

A mikrohullámú sokcsatornás berendezésekben felhasznált szűrőkkel szemben többféle követelményt támasztanak. Gerinchálózati berendezések szűrőinél az előírt zárósávi csillapítás megvalósítása mellett igen fontos az áteresztősávi csillapítás és a csoportfutási idő ingadozás csökkentése. Kis csatornaszámú egyszerűbb berendezéseknél az adást és a vételt összegző szűrőváltókat szintén lehetőleg kis csillapításúra, illetve egyszerű és gazdaságos felépítésűre kell kialakítani. Ez speciális felépítésű duplexerekkel valósítható meg. Ezen szempontoknak teljesítésére az elmúlt években többféle szűrőtípust dolgoztunk ki, amelyeket előadásunkban röviden ismertetünk.

A KTT-80 és GTT-80 gerinchálózati berendezések szűrői a selektivitáskövetelményekhez illeszkedő elliptikus csillapítás karakterisztikával rendelkeznek. Ezáltal lehetővé vált az áteresztősáv mintegy 30%-os megnövelése a hagyományos kialakítású szűrőhöz képest. Ez az áteresztősávi veszteségi csillapítás és futási idő ingadozás jelentős csökkenését eredményezte. A szűrőváltóban alkalmazott hatrezonátoros szűrőt az 1. ábra mutatja. Három-három rezonátor egy sorban egymás alatt helyezkedik el. Mindegyik rezonátor csatolásban van a szomszédos rezonátorokkal, vagy a szűrő be- és kimeneteivel. Ezek a csatolásokon kívül a második és ötödik rezonátor között a közös oldalfalukra helyezett nyíláson keresztül járulékos csatolást hoztunk létre, amely a kívánt csillapítás pólusokat előállította. Az egy sorban elhelyezett három-három rezonátor egymás közötti, és a szűrő csőtápvonal bemenete és koaxiális vonal kimenete közötti csatolásait induktív jellegű botokból álló bot-sorok valósítják meg. Az egymás alatti harmadik és negyedik rezonátor közötti kapcsolatot szintén a közös oldalfalukon talál-

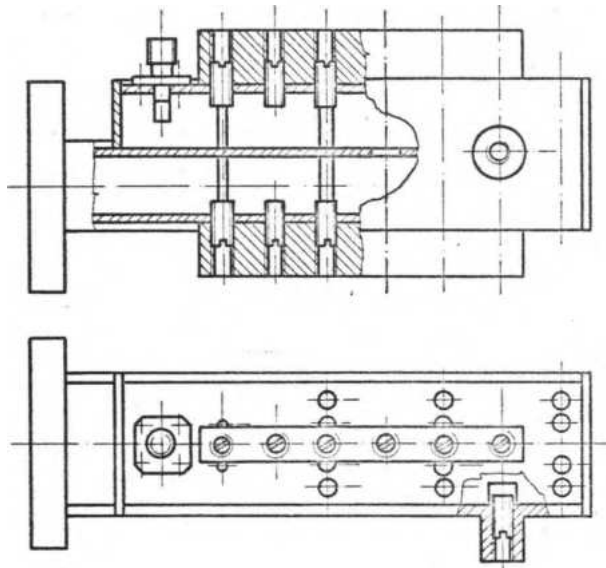
ható csatolónyílás létesíti. A szűrő tervezésére megfelelő eljárást dolgoztunk ki. Az átviteli karakterisztikák pontos beállítására kapacitív jellegű fémcsapok segítségével végezhető. A szűrőket a 4, 6, 7 és 8 GHz-es frekvenciasávú változatokban fejlesztettük ki.

Egy a 13 GHz-es sávban működő szűrő elrendezésünkénél az áteresztősávi csillapítást nagy terheletlen jósági tényezőjű keresztmetszetű hengeres TE_{011} hullámformájú üregrezonátorok részleges alkalmazásával csökkentettük. A TE_{011} hullámforma használatakor előforduló hamis áteresztősávokat gyakorlatilag úgy szüntettük meg, hogy a szűrő be- és kimeneteivel szomszédos rezonátorokat továbbra is téglalap keresztmetszetűre választottuk, és a TE_{011} hullámformájú üregrezonátorok közötti csatolónyílásokat speciális alakúra képeztük ki.

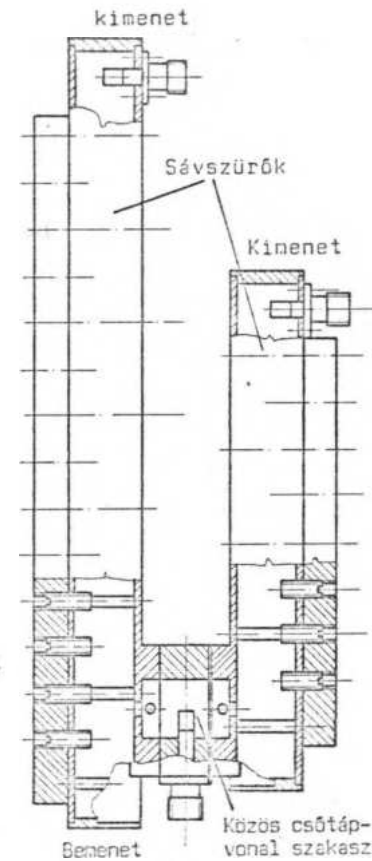
A 8 GHz-es sávú kisebb csatornkapacitású berendezések (pl. KSR) számára kidolgozott duplexer a 2. ábrán látható. A duplexer két különböző frekvenciasávot áteresztő téglalap keresztmetszetű csőtápvonal szűrőt tartalmaz. A különböző számú üregrezonátorokból kialakított sávszűrők a csőtápvonalba helyezett induktív jellegű botsorokból vannak felépítve. Mindkét sáváttersztő szűrő bemenete egy közelítőleg félhullámhosszúságú közös csőtápvonal-szakasz két különböző végéhez csatlakozik. A közös csőtápvonal-szakasz felező síkjába a csőtápvonal szakaszba benyúló szondán keresztül egy koaxiális vonalszakasz csatlakozik. A szétválasztani kívánt két frekvenciasáv jeleit tartalmazó duplexer bemenet ebben a koaxiális vonalszakaszban van kialakítva. A szétválasztott frekvenciasávok jelei a szűrők kimeneteinél jelennek meg.

Egy másik igen egyszerű duplexerelrendezés látható a 3. ábrán, mely az 1,5 GHz-es frekvenciasávban működő IER berendezésben az adó-vevő váltó feladatát látja el. A duplexer adószűrő és vevőszűrő ága egy-egy rudakból kialakított ötüreges interdigitális szűrő. A rezonátorok rezonanciafrekvenciáját a rudak

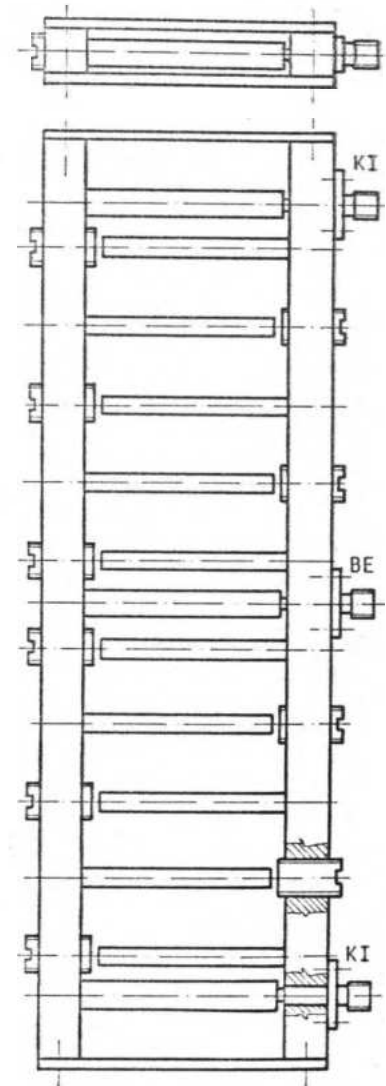
végkapacitásának hangolásával állíthatjuk be. A rezonátorok közötti csatolás ebben a változatban nem hangolható. A két szűrő közvetlen összekapcsolása egy mechanikailag egyszerű, viszonylag kisméretű diplexerkonstrukció kialakítását tette lehetővé. A közvetlen összekapcsolás további előnye, hogy elhagyható az adó-vevő váltókban szokásosan alkalmazott drága, és az 1,5 GHz-es frekvenciasávban viszonylag nagy helyigényű cirkulátor.



1. ábra
Elliptikus csillapítás karakterisztikájú sávszűrő



2. ábra
Csőtápvonal szűrőkből
kialakított diplexer



3. ábra
Interdigitális szűrőkből
kialakított diplexer

SZALAGVONALAS CIRKULÁTOROK FEJLESZTÉSE ÉS FEJLŐDÉSE

A TKI-BAN

dr. Bársony Péter

Bevezetés

A szalagtápvonalas cirkulátorok fejlesztése a Távközlési Kutató Intézetben 20 éves multra tekinthet vissza. A korábbi csőtápvonalas izolátor és cirkulátor fejlesztési eredmények, tapasztalatok alapján indulva, az Orion fejlesztési igényére kezdtünk 1965-ben 400 MHz-es szimmetrikus szalagtápvonalas cirkulátorokat fejleszteni. Ezekben az eszközökben TKI fejlesztésű $\varnothing 70 \times 5$ mm-es ferrittárcsákat használtunk és a megfelelő hőstabilitás elérésére az Alnico 5 típusú mágnesekből megvalósított mágneskörbe nagy hőfokfüggésű kompenzáló ferritet helyeztünk. A cirkulátor a 20 dB-es záróirányú pontokra vonatkoztatva 8%-os sáv szélességgel rendelkezett, nagy méretű és mintegy 1,5 kg súlyú volt. Napjainkban a szalagtápvonalas cirkulátorok ferrithordozón, mikroszalagvonalas cirkulátorként, vékonyrétegtechnikával kerülnek kialakításra, hőkompenzált ferritanyagok, nagy energiatartalmú kerámia mágnesek alkalmazásával. Az így biztosítható kis méret és súly lehetővé teszi, hogy a III. generációs integrált rendszerekben beültethető, vagy dobozott formában széleskörű alkalmazást nyerjenek különböző frekvencia tartományokban 18 GHz-ig. Az eszközök közel oktáv sáv szélességű realizációja is lehetséges.

Szimmetrikus szalagtápvonalas cirkulátorok

1965-től a hetvenes évek elejéig csak szimmetrikus szalagtápvonalas cirkulátorokat fejlesztettünk. A nemreciprok csomópontot szimmetrikus ferrittárcsa rezonátorokkal

valósítottuk meg, melyeket keskeny sávban a légszigetelésű szalagtápvonalba benyúló hangoló csavarokkal illesztettünk az 50 Ohm-os kapukhoz. Széles sávban (10%, 20% sáv szélesség) $\lambda/4$ -es transzformátor illesztést használtunk, melyet teflon szigetelésű szalagtápvonallal realizáltunk. Megkezdtük a jobb hőstabilitást és veszteségeket biztosító gránát anyagok fejlesztését, és ezek alkalmazása lehetővé tette, hogy eszközeinket külön hőkompenzáció nélkül készítsük.

A ferrittárcsa rezonátort az $n+1$ rezonáns módusok figyelembevételével tervezve a rezonátor sugarára közelítően

$$R \approx \frac{1.84}{\omega \sqrt{\mu_{eff}} \epsilon_{eff}} \quad (1)$$

adódik,

ahol R a tárcsa sugara, ω a működési körfrekvencia, μ_{eff} és ϵ_{eff} a ferrit effektív permeabilitása illetve permittivitása.

Ezen az alapon tervezve az eszközöket egy gyártmánycsaládot hoztunk létre, amely 2, 4, 6, 8 GHz-es keskeny és szélessávú eszközökből állt és a GTT-70 nagyberendezésben valamint mérési célokra került alkalmazásra. Az (1) -ből látható, hogy minél alacsonyabb a frekvencia, annál nagyobb átmérőjű ferrittárcsa szükséges és ez természetesen egyre nagyobb eszközt is jelent. Ezért a 70-es években a 2 GHz-es és az alatta lévő tartományokban kvázi koncentráltparaméteres elven fejlesztettünk cirkulátorokat, kétféle módon. Egyrészt a ferrittárcsarezonátort rezonanciafrekvenciája alatt használtunk, és ez így adódó induktív bemenőreaktanciát kapacitív fallal hangoltuk rezonanciára, más részről a ferrittárcsán létrehozott csatolt induktív rövid vonalakkal realizáltunk nemreciprok csomópontot, melyet kapacitásokkal hangoltunk rezonanciára.¹ A keskenysávú illesztést tápvonalszakaszokkal biztosítottuk. Ezzel a technikával lehetővé vált a 2 GHz-es cirkulátorok méreteinek jelentős csökkentése. Az eszközök a KTT-80, GTT-80 és egyéb, első sorban Orion rendszerekben kerültek alkalmazásra.

Mikroszalagvonalas cirkulátorok

A 70-es évek közepétől megkezdődött az integrálható cirkulátorok kutatását, fejlesztését és ma is folytatjuk ezt a munkát. Egységes gyártmánykonstrukciót kívántunk megvalósítani, így eszközeink a 4,6,7, 8, 11 GHz-es frekvenciatarományokban azonos elv szerint készültek. Gránithordozót választva ferritrezonátornak és illesztő tagoknak is, lehetővé vált, hogy mechanikai nehézségek nélkül tudjuk a lapkákat létrehozni. Alumina-gránát hordozó esetén ugyanis az alumina és ferrit pontos megmunkálása, illesztése gondokat jelent. Az illesztő szakaszon használt ferrit aluminahoz viszonyított nagyobb veszteségén a mágneses és dielektromos veszteségek csökkentését célzó anyagfejlesztésekkel igyekeztünk segíteni. Az eszközök tervezésére a szórt tereket effektív paraméterekkel figyelembevevő számítógépes tervezési eljárást dolgoztunk ki.^{2,5} Az illesztő szakaszokon bevezettük az inhomogén mágnesezést - mind a nagyság, mind az irány tekintetében - ami lehetővé tette, hogy $\lambda/4$ -es hosszban a $\lambda/4$ -es transzformátor illesztéséhez viszonyítva szélesebb sávú eszközöket realizáljunk, és elérjük a közel oktáv sávzélességet.³ Az alacsonyabb 2 GHz és ez alatti sávokban kvázi koncentráltparaméteres elven folytattuk a munkát. A ferrithordozón realizált csatolt rövid vonalak számítására egy új tervezési eljárást dolgoztunk ki.^{4,5} Az alacsonyabb frekvenciájú eszközök realizálására kidolgoztunk egy olyan új módszert, melynek segítségével egy ferrittárcsarezonátort műanyag hordozón realizált koncentrált illesztő elemekkel, a műanyag hordozó folyamatosságának megbontása nélkül csatoltuk a kimenő kapukhoz.

Eszközeinket beültethető vagy SMA csatlakozókkal szerelt változatban készítjük a modern távközlési és adatátviteli rendszerek számára. Izolátor igény esetén a cirkulátorok egyik kapuját "chip" ellenállással illesztetten lezárjuk.

Következtetések:

Az elmúlt 20 évben az elméleti és gyakorlati munka eredményeként sikerrel fejlesztettünk ki a TKI-ban műszaki paramétereiben világ színvonalon álló szalagtápvonalas cirkulátor gyártmánycsaládot, melynek célorientált fejlesztése biztosítja az eszközök széleskörű felhasználását a mikrohullámú analóg és digitális nagyberendezésekben, valamint mérési célokra.

Köszönetnyilvánítás:

Köszönetem fejezem ki a fejlesztésekben való sokéves eredményes részvételükért az elosztott paraméteres eszközöket illetően Gyúri Pál, a kvázi koncentráltparaméteres eszközöket illetően Halmai István kollegáimnak, a ferrites eszköz osztály ezen munkákba bevont kollektívájának és a kapcsolódó technológiákkal foglalkozó minden dolgozónak.

Irodalom:

1. Bársony P.: Miniature Strip-line Circulators and Isolators, 1st. International Conference on Microwave Ferrites, Smolenice 1972.
2. Bársony P.: A Method for Analysing the Constituent Resonator of Circulators, 7th Colloquium on Microwave Communication, Budapest, 1982.
3. Bársony P.: Some Effects of Inhomogeneous Biasing Field to MIC Circulators, 4th. International Conference on Microwave Ferrites, Jablonna 1978.
4. Bársony P.: A Method for Calculating Lumped Element Nonreciprocal MIC Junctions, 12th Eu MC Proc, Helsinki 1982.
5. Bársony P.: MIC Y cirkulátorok tervezése, Mikrohullámú Szeminárium, Budapest 1985.

YIG SZŰRŐK KONSTRUKCIÓS KIALAKÍTÁSÁT ÉS BEÁLLÍTÁSÁT

BEPOLYÁSOLÓ TÉNYEZŐK.

dr. Csaba István, Tóth Zoltán

A YIG hangolászú szűrők a széles sávú (oktáv, vagy nagyobb) frekvencia tartományban hangolható mikrohullámú rendszerek alapvető komponensei.

Az egyes szűrő-típusok kialakítását a működési elvből következően igen jelentősen befolyásolja többek között a polarizáló mágnes tér homogenitása és a mágneskör tulajdonságai, a szűrőbe beépített YIG gömbök paraméterei és orientálási pontossága, hurokcsatolású szűrők esetén a hurkok méretei és szabályossága, valamint a YIG gömbökben a magnetosztikus módusok gerjedési hajlama.

A YIG szűrők tervezéséhez nagy számú szakirodalom ismert [1..6] amelyben a szerzők leírják a működési elvet, hurokcsatolású szűrő esetén a hurok, ill. hurkok tervezési, modellezési lépéseit, valamint megadják a szűrő helyettesítő képét, mely nem tartalmazza a zavaró módusok hatását.

A tervezés során a kívánt tulajdonságokból kiindulva megkapjuk a legfontosabb méreteket ismert méretű és tulajdonságú YIG gömböt feltételezve.

A YIG szűrő mágnesesen hangolható elem. Elvileg lineáris kapcsolat van a hangoló áram és a sávközépi frekvencia között ($f_0 = \gamma H_{ok}$). Ez a lineáris kapcsolat ideális tulajdonságú gerjesztő mágneskör és hőfokfüggetlen orientáltságú YIG gömb esetén jön létre. Gyakorlatban azonban a mágneskörnek van hisztézise, a légrés, amelyben a YIG gömb található nem teljesen homogén, mivel a mágnespólok nem párhuzamosak egymással, valamint a hőfok-független orientáltsági állapotot nehéz megvalósítani. Az utóbbi tudatos elrontására is gyakran van szükség a szűrő beállítása során.

Kétkörös szűrő esetén mindkét fokozat azonos tulajdonságú legyen.

Kétszer kétkörös (két csatornás) szűrőnél igen fontos a csat-

tornák együttfutása, azaz azonos hangolási meredekségek és azok azonos hőfokfüggése.

A hangolási meredekséget a légrés nagysága befolyásolja.

Két csatorna esetén, amennyiben nem azonos a légrés a két-két YIG gömb helyén, a hangolási meredekség nem lesz azonos.

Ennek a különbségnek megfelelően kis értéken tartása a mágneskör mechanikai pontosságát eleve megszabja. Könnyen kimutatható, hogy

$$\left[\frac{\Delta f_0}{f_0} \right] = \left[\frac{\Delta l}{l} \right] \quad (1)$$

ahol Δf_0 és f_0 - a két csatorna együttfutási hibája f_0 frekvencián mérve

$\frac{\Delta l}{l}$ - a légrés relatív változása a mágnespólok között a hely függvényében.

X sávú szűrő esetén $\pm 1,2 \mu\text{m}$ -es légrés változás engedhető meg, ha a megengedett együttfutási hiba $\Delta f_0 = \pm 6 \text{ MHz}$. A légrés homogenizálása a mágnespólok forgatásával általában elérhető. Ha nem, akkor a gömbök forgatása vezethet eredményre, az egyik csatorna gömbjei nem lesznek hőfokfüggetlen orientálttságúak.

Az anizotrópia tér-giromágneses rezonanciára gyakorolt hatását a Kittel-egyenlet következő alakja írja le [7,8]

$$\omega^2 = \gamma^2 H_{ok} \left[H_{ok} + \frac{K_1}{\mu_0 M_s} (4-5 \sin^2 \theta - \frac{15}{4} \sin^2 2\theta) \right] \quad (2)$$

ahol H_{ok} - külső polarizáló mágnes tér

K_1 - elsőrendű anizotrópia konstans

μ_0 - vákuum permeabilitása, γ - giromágneses viszony, M_s - anyag telítési mágnesszettsége θ - a külső mágnes tér és a YIG egykristály [001] kristálytani tengelye által bezárt szög a (110) kristálytani síkban.

A (2) összefüggést felhasználva, valamint feltételezve, hogy a szűrő másik csatornájában beállított YIG gömbök rezonanciájára nem hat az anizotrópia tér (hőfokfüggetlen beállítás), a két csatorna közötti H_{ok} különbség a következő formában adható meg

$$K = 2 (H_{ok1} - H_{ok2}) \quad (3)$$

ahol $K = K_1 (4-5 \sin^2 \theta - 15/4 \sin^2 2\theta) / \mu_0 M_s$

$\Delta f_0 = \gamma(H_{ok1} - H_{ok2})$ összefüggéssel adható meg, vagyis finom-mechanikai pontatlanság a mágneskörben a két csatorna különböző hangolási karakterisztikájához és hőfokfüggéséhez vezet a K_1 hőfokfüggésén keresztül. A K_1 hőfokfüggése közel logaritmikus. Ennek ismeretében megadható az a hőfoktartomány, amelyen belül a két csatorna együttfutása az előírt értéken belül marad, ill. megadható a kívánt pontosság a mágneskörre.

A zavaró módusok hatását a helyettesítő képek nem írják le, viszont a tervezés során és a konstrukció kialakításakor mindenképpen figyelembe kell venni. A zavaró módusok az áteresztő sávon kívüli hamis áteresztő sávokat hoznak létre. Kíváncos, hogy szintjük legalább 20-25 dB-el alatta legyen az áteresztő sávnak kétkörös szűrő esetén. A zavaró módusok az anyagban (YIG gömb) létrejövő magnetosztatikus módusok, melyek a gömb inhomogén RF térrel (hurok) történő gerjesztése hatására jönnek létre és adnak hamis feleleteket. Két elvi lehetőség kínálkozik csökkentésükre. Minél homogénabb gerjesztést kell biztosítani, amit egyrészt konstrukciós módosításokkal, vagy párhuzamos vezetőkkel kialakított hurkokkal tudunk elérni. Ez utóbbinak kettős előnye is van a megvalósítás nehézségein kívül, um. csökken a hurkok saját induktivitása, másrészt homogénabb gerjesztést kap a YIG gömb.

Másrészt a YIG gömbök paramétereinek megfelelő megválasztásával elérhető, hogy az egyes fokozatokban létrejövő zavaró módusok ne szuperponálódjanak egymásra, hanem váljanak szét. Ennek feltétele az egyes YIG gömbök telítési mágnesezettség értékei különbözzenek egymástól.

A zavaró módusok közül a (2,1,0) és az (5,4,0)-el jelzettek kell elsősorban odafigyelni. A magnetosztatikus módusok elmélete alapján az anyagban gerjedő (2,1,0) és a homogén (1,1,0) módus távolsága a telítési mágnesezettségtől függ.

Ha a két gömb telítési mágnesezettsége nem azonos, akkor a (2,1,0) módusok szétválása a következő formában írható [7,8]:

$$\Delta f_{(210)} [\text{MHz}] = 37,3 \cdot 10^2 \Delta M_s [\text{T}] \quad (4)$$

ahol ΔM_s - a két YIG gömb telítési mágnesezettség értékének különbsége

$$\Delta f_{(540)} [\text{MHz}] = 8,48 \cdot 10^2 \Delta M_s [\text{T}] \quad (5)$$

Feltételezve, hogy a gerjedő módusok sáv szélessége ugyanakkora, mint a szűrőé, valamint hogy két módus szétválásához azok távolsága legalább sáv szélességnyi legyen, akkor a (4) és (5) egyenlet alapján számítható a szükséges M_s különbség.

A (210) módusok egymásra szuperponálódása tiszta YIG gömböknél már $\Delta M_s = (80 \div 180) \cdot 10^{-4} [\text{T}]$ különbség esetén megakadályozható. Ez tiszta YIG anyagokra mintegy 8 ÷ 10%-os M_s különbséget jelent, ami a szűrő tervezésekor nem okoz jelentős, figyelembeveendő különbségeket az egyes fokozatok között.

Az előadásban szereplő mérési eredmények igazolják a feltevések és módszerek helyességét.

Irodalom:

1. dr. Kása I.: Hurkokkal csatolt YIG hangolású mikrohullámú szűrők. TKI Közlemények 1977.2.sz.
2. P.S.Carter: Equivalent Circuit of Orthogonal-Loop-Compled Magnetic Resonance Filters... IEEE MTT-18. Febr. 1970. pp 100-105.
3. W Venator: Charting a simpler course to the design of YIG filters Electronics, March 1969. pp 118-126.
4. Tokheim, R.D.: Equivalent Circuits Aid YIG Filter Design Microwaves, 1971. Apr. pp 54-59.
5. J.A. Mezak and R.A. Parroff: Multi-Conductor Ferromagnetic Resonance Coupling Structure-US. Patent 1981. Jan.
6. Gerencsér A., dr. Kálmán L., Kusztor L., Tóth Z.: Hurkos csatolású YIG rezonátorokkal készült mikrohullámú eszközök tervezésének néhány problémája. 3. Mikrohullámú Szeminárium 1985.
7. Lux-Button: Microwave Ferrites and Ferrimagnetics Mc Graw-Hill Book Company
8. Csaba I.: Gránát egykristályok jellemző paramétereinek mérése a mikrohullámú frekvencia tartományban. TKI Közlemények 1977.2. szám.

MIKROHULLÁMU REZONÁTOROK ANALIZISE
FREKVENCIAFÜGGŐ ANYAGPARAMÉTEREK NELLETT

Hammer Géza

A mikrohullámu technikában igen sok helyen használnak különleges, /pl. nonreciprok/ tulajdonságu anyagokat. Ezek egy részénél a működés szempontjából alapvető az anyagjellemzők frekvenciafüggő viselkedése. Az alábbiakban röviden felvázoljuk, hogyan lehet általánosítani a rezonáns módusok szerinti felbontás módszerét frekvenciafüggő anyagparaméterek esetére.

A mikrohullámu rezonátor belsejében az E elektromos és H mágneses mező a Maxwell egyenleteket elégíti ki:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \underline{H} &= p \underline{\epsilon}_r(p, r) \underline{E} \\ -\operatorname{rot} \underline{E} &= p \underline{\mu}_r(p, r) \underline{H} \end{aligned} \quad r \in V \quad /1/$$

ahol p a komplex frekvencia, $\underline{\mu}_r(p)$ és $\underline{\epsilon}_r(p)$ a frekvenciafüggő permeabilitás és permittivitás tenzorok. Feltételezzük, hogy a rezonátort kitöltő anyag veszteségmentes:

$$\begin{aligned} p \underline{\epsilon}_r(p) + (-p \underline{\epsilon}_r(-p))^T &\equiv 0 \\ p \underline{\mu}_r(p) + (-p \underline{\mu}_r(-p))^T &\equiv 0 \end{aligned} \quad /2/$$

A gerjesztést az F határoló felületen az $\underline{E}_{tg}$ tangenciális elektromos mező adja:

$$\underline{E} \Big|_{t_g} = \underline{E}_{tg} \quad r \in F \quad /3/$$

Keressük az F határoló felületen a $\underline{K}$ felületi áramsűrűséget:

$$\underline{K} = n \times \underline{H} \Big|_{t_g} \quad r \in F \quad /4/$$

$\underline{E}_{tg}$ és $\underline{K}$ kapcsolatát a felületi admittancia operátorának nevezzük:

$$\underline{K} = \underline{Y}_r(p) \underline{E}_{tg} \quad /5/$$

Hasonló módon definiálhatjuk a felületi impedancia operátort is. Ekkor a gerjesztést a $\underline{K}$ felületi áramsűrűség adja.

Frekvenciafüggetlen anyagjellemzők esetében jól ismert a módusok szerinti sorfejtés módszere [1], [2], amelynek eredményeképpen $\underline{Y}_r$ felírható végtelen összeg formájában. Diszperzív anyagjellemzők esetében a Maxwell egyenletekhez kapcsolódó elliptikus peremfeladatot kell vizsgálni, mint a p komplex frekvencia függvénye. Általánosítva a Hilbert kapukra vonatkozó tételeket [3], [4] bebizonyíthatjuk, hogy $\underline{Y}_r/p$ pozitív reális operátor.

Definiáljuk a $p=j\omega$ frekvenciatengely Ω_e elliptikus tartományát az alábbiakkal

$$\begin{aligned} a./ \quad & j\omega \underline{\epsilon}_r(j\omega, r), j\omega \underline{\mu}_r(j\omega, r) \text{ és inverzeik analitikusak} \\ b./ \quad & \eta_e^T(\omega \underline{\epsilon}_r(j\omega, r)) \eta_e \neq 0 \quad \forall \eta_e; |\eta_e|=1 \\ & \eta_\mu^T(\omega \underline{\mu}_r(j\omega, r)) \eta_\mu \neq 0 \quad \forall \eta_\mu; |\eta_\mu|=1 \end{aligned} \quad /6/$$

Az Ω_e elliptikus frekvenciatartomány azért fontos, mivel e tartományban a felületi admittancia operátorának csak diszkrét frekvenciapontokban lehetnek a szingularitásai. E Frekvenciákhoz tartoznak a rezonátor sajátrezgés állapotai, azaz a

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \underline{H}_e &= \epsilon_0(j\omega_e \underline{\epsilon}_r(j\omega_e, r)) \underline{E}_e \\ -\operatorname{rot} \underline{E}_e &= \mu_0(j\omega_e \underline{\mu}_r(j\omega_e, r)) \underline{H}_e \\ \underline{E}_e \Big|_{t_g} &= 0 \end{aligned} \quad \begin{aligned} r \in V \\ r \in F \end{aligned} \quad \begin{aligned} /7/ \\ /8/ \end{aligned}$$

homogén peremfeladat sajátmegoldásai. Az ugyanazon sajátfrekvenciához tartozó lineárisan független megoldások száma véges. A különböző sajátfrekvenciákhoz tartozó sajátmegoldások lineáris függetlenségéről azonban semmit sem mondhatunk az anyagjellemzők frekvenciafüggése miatt.

A pozitív reális operátorokra érvényes spektrál felbontás, továbbá a veszteségmentesség feltételéből mint következmény adódik:

$$Y_F(p) = Y_F'(p) + \sum_e \frac{p A_e + \omega_e B_e}{p^2 + \omega_e^2} \quad /9/$$

ahol a

$$\phi_{\pm \omega_e} = A_e \pm j B_e \quad /10/$$

operátorok véges dimenzióju frekvenciafüggetlen, nem-negatív operátorok és Y_F'/p analitikus az Ω_e elliptikus tartományban. Reciprok anyagjellemzők esetében, tehát amikor ϵ_r és μ_r szimmetrikus tenzorok, úgy B_e antimetrikus operátor zérus.

A rezonáns módusok elektromos és mágneses mezőit felhasználva, az alábbi kifejezést kapjuk a $\phi_{\pm \omega_e}$ operátorokra:

$$\phi_{\pm \omega_e} E_{\mp} = \sum_{m=1}^{N_e} \sum_{k=1}^{N_e} d_{k,m}^e (\eta \times H_{ek}) \oint (\eta \times H_{em}^*) E_{\mp} d\ell \quad /11/$$

ahol az $d_{k,m}^e$ elemekből alkotott $\bar{d}_e$ mátrix inverze

$$\bar{W}_e = \bar{d}_e^{-1} \quad /12/$$

az elektromos és mágneses mezőkkel közvetlenül kifejezhető:

$$w_{k,m}^e = \epsilon_0 \int_V (E_{ek}^* \cdot b E_{em}) dV + \mu_0 \int_V (H_{ek}^* \times H_{em}) dV \quad /13/$$

$$b = \frac{\partial}{\partial p} (p \epsilon_r(p, r)) \Big|_{p=j\omega_e}; \quad \chi = \frac{\partial}{\partial p} (p \mu_r(p, r)) \Big|_{p=j\omega_e} \quad /14/$$

Az anyagjellemzők veszteségmentességéből következik, hogy a $\bar{W}$ mátrix és ezáltal $\bar{d}$ is pozitív definit.

A /9/ felbontás természetes általánosítása a frekvenciafüggetlen anyagjellemzőkre érvényes felbontásnak. Összetevői egyszerű módon számolhatók. Ez lehetővé teszi, hogy egyes eszközök -pl. cirkulátorok - méretezésénél az eddigieknél pontosabb, az anyagparaméterek frekvenciafüggését is figyelembevevő hálózat modell álljon rendelkezésre.

IRODALOMJEGYZÉK:

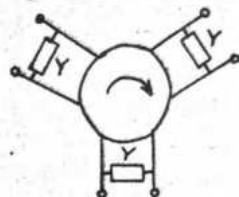
- 1., Reiter György: Kis oszillációs sáváteresztő szűrők méretezése, Kandidátusi értekezés, 1964
- 2., Hammer Géza: Mikrohullámu nonreciprok passzív áramkörök Diplomaterv, 1967
- 3., A.H. Zemanian: The Hilbert Port, SIAM J. Appl. Math. vol. 18, No 1, Jan. 1970.
- 4., G. Hammer: The Energy Relationship of Electrical and Magnetic Fields, Proc. of the Fifth Colloquium on Microwave Communication, 1974.

VESZTESÉGES CIRKULÁTOROK MODELLEZÉSE

dr. Radványiné Sárközy Klára

Az eszközmodellezés az áramkörtervezés egyik alapvető fázisa, mivel az eszközmodellek kapcsolják össze a matematikai módszerekre épülő algoritmizált tervezési eljárásokat a fizikai realizációval.

Esetünkben a mikrohullámú ferrites eszközök alaptípusának, a szimmetrikus háromkapus cirkulátornak áramköri helyettesítésként típusú modelljét tárgyaljuk. A modell az alapvető működést realizáló ideális cirkulátorból és a másodlagos effektusokat - frekvenciafügges, veszteség - képviselő három sönt-admittanciából áll./1.ábra/



1. ábra

A modellparamétereket a mikrohullámú sávban egyszerűen mérhető reflexiós jellemzőkre alapozva határozzuk meg. A modell elemeit a struktúrához legjobban illeszkedő admittancia-karakterisztikával írjuk le.

1. Az alapvető formulák bevezetése

A cirkulátormodell y^c normalizált kapuadmittancia mátrixa:

$$y^c = y^{id} + \langle y \rangle = \begin{bmatrix} y & -g & g \\ g & y & -g \\ -g & g & y \end{bmatrix} \quad (1)$$

ahol y^{id} a valós $g = G/Y_L$ normalizált cirkulátorállandóval jellemzett ideális cirkulátor admittancia mátrixa, $y = Y/Y_L$ a söntelemek normalizált admittanciája, Y_L pedig a reflexiós jellemzők mérésében alkalmazott generátor, illetve terhelés valós admittanciája.

A mért adatok és a modellparaméterek között kapcsolatot teremtő S reflexiós mátrix a y^c kapu-admittancia mátrixból meghatározható:

$$S = (U_3 - y^c)(U_3 + y^c)^{-1} \quad (2)$$

ahol U_3 a 3×3 méretű egységmátrix.

Kiinduló feltételezésünknek megfelelően az S szórási mátrix szimmetrikus cirkulátort ír le, azaz mind a bemeneti reflexiók, mind az áteresztő- és zárócsillapítások az egyes kapukra ill. kapupárookra megegyeznek:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = -[2g^2y + (g^2 + y^2 - 1)(y + 1)]/S_D \quad (3)$$

$$S_{21} = S_{32} = S_{13} = 2g(g + y + 1)/S_D \quad (4)$$

$$S_{31} = S_{12} = S_{23} = -2g(g - y - 1)/S_D \quad (5)$$

ahol $S_D = [3g^2 + (y + 1)^2](y + 1)$, a reflexiós mátrix elemeinek közös nevezője.

A reflexiós mátrix elemei mellett a továbbiakban szükségünk lesz a cirkulátor y_{in} normalizált bemeneti admittanciájának kifejezésére is, melyet akár az y^c mátrixból, akár az S_{11} bemeneti reflexióból megkaphatunk:

$$y_{in} = y + \frac{2g}{(y + 1)/g + g/(y + 1)} \quad (6)$$

2. A cirkulátor sávközépi modellezése

Tekintsük a cirkulátor sávközépi frekvenciájának azt az f_0 értéket, melyen a bemeneti reflexió és az áteresztő csillapítás értéke minimális, a zárócsillapítás pedig maximális. Válasszuk a reflexiómérés referenciasíkjaait úgy, hogy a sávközépi frekvencián valós reflexiós adatokat kapjunk, melyekre $S_{11} < 0$, $S_{21} > 0$, $S_{31} < 0$.

A fenti referencia választással a (3)-(6) egyenletek alapján a söntelem admittanciája a sávközépen valósnak adódik. A sávközépi modellezés feladata tehát a normalizált sönt-admittancia és a cirkulátorállandó értékének meghatározását jelenti a mért reflexiós adatokból a (3)-(6) egyenletek alapján. Mivel a gyakorlatban alkalmazott kisvesztességű cirkulátoroknál a bemeneti reflexió és a zárócsillapítás szoros kapcsolatban van, a zárócsillapításra vonatkozó egyenletet elhagyjuk és ezzel az y -ra és g -re vonatkozó kétismeretlenes nemlineáris egyenletrendszerre jutunk, melyben S_{11}^m és S_{21}^m a két mért reflexiós érték:

$$f_1(g, y) = S_{11}^m + [2g^2y + (g^2 + y^2 - 1)(y + 1)]/S_D = 0 \quad (7)$$

$$f_2(g, y) = S_{21}^m - 2g(g + y + 1)/S_D = 0 \quad (8)$$

Az egyenletrendszer számítógéppel Newton iterációval egyszerűen megoldható. Kisveszteségű, jól illesztett cirkulátorok esetében azonban, bizonyos elhanyagolásokkal kézi számítással is kiértékelhető, jó közelítő formulákra juthatunk.

3. A cirkulátor frekvenciafüggésének modellezése

A cirkulátor frekvenciafüggésének modellezése érdekében frekvenciafüggővé tesszük a söntelemet: $y \rightarrow y(f)$. A feladat elvileg egy frekvenciatartománybeli kétpólusszintézis, melyben a kétpólusra vonatkozó specifikáció a (3)-(6) összefüggések és a mért reflexiós adatok alapján előállítható. Az alábbiakban az általános szintéziseljárás helyett három egyszerű struktúrán végezzük el a paraméterek meghatározását: a./ veszteséges párhuzamos rezgőkör, b./ admittanciával terhelt ideális távvezeték szakasz, c./ admittanciával terhelt kaszkád távvezeték szakaszok.

Nyilvánvaló, hogy a söntelem normalizált admittanciájának a sávközépi frekvencián a valós y értéket kell mutatnia, a sávközép körül pedig szelektív tulajdonságúnak kell lennie: $y_s(f_0) = y(g)$

Az első két modellnek három szabad paramétere van, melyek közül kettőt a sávközép f_0 helye és a sávközépi admittancia meghatároz. A harmadik paraméter meghatározásához az S_{11} bemeneti reflexió sávközépi meredekségét használjuk: $[dS_{11}/df]_{f=f_0}$.

A söntadmittancia meredekségét és a mért reflexió meredekségét a (2) és (6) összefüggések deriválásával kapcsolhatjuk

$$\text{össze: } \frac{dS_{11}}{df} = \frac{dS_{11}}{dy_{10}} \cdot \frac{dy_{10}}{dy_s} \cdot \frac{dy_s}{df} \quad (10)$$

Mivel a méréshez választott referenciasikok mellett a reflexió értéke a sávközépen valós, és a cirkulátor szelektív tulajdonságú, a reflexiós tényező meredeksége helyett a reflexiós tényező fázisának meredekségét használhatjuk:

$$\frac{dS_{11}}{df} \Big|_{f=f_0} = j \frac{d(\operatorname{Im} S_{11})}{df} \Big|_{f=f_0} = j S_{11} \frac{d\varphi_{11}}{df} \Big|_{f=f_0} \quad (11)$$

mivel $\operatorname{Im}(S_{11}(f_0)) = 0$ és $\frac{d(\operatorname{Re} S_{11})}{df} \Big|_{f=f_0} = 0$

A (2) és (6) összefüggésekből a dS_{11}/dy_{10} és dy_{10}/dy_s deriváltakra a következő összefüggéseket kapjuk:

$$\frac{dS_{11}}{dy_{10}} = -\frac{2}{(1+y_{10})^2} ; \quad \frac{dy_{10}}{dy_s} = 1 - \frac{1}{2} \left[1 - \left(\frac{g}{y_{stH}} \right)^2 \right] \left[\frac{y_{10} - y_s}{g} \right]^2 \quad (12)$$

melyek minden eleme a sávközépi modellezés eredményeként ismert, azaz rendelkezésünkre áll a mért sávközépi reflexió fázisának, valamint a söntelem admittanciájának meredeksége között fennálló kapcsolat:

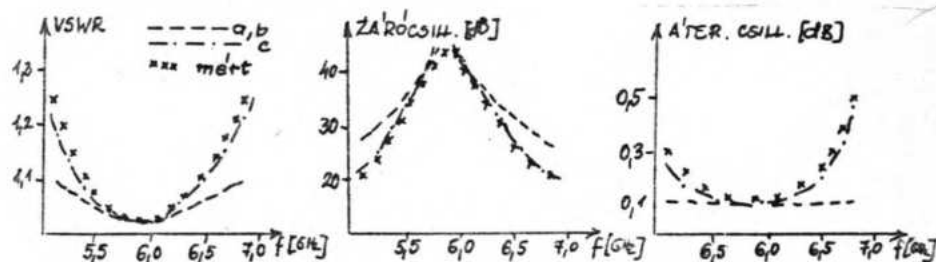
$$\frac{d\varphi_{11}}{df} \Big|_{f=f_0} = j Q \frac{d\varphi_{11}}{df} \Big|_{f=f_0} ; \quad Q = \frac{S_{11}}{\frac{dS_{11}}{dy_{10}} \cdot \frac{dy_{10}}{dy_s}} \quad (13)$$

Az így bevezetett együttható független a söntelem választott realizációjától és értéke a sávközépi mérések és a modellezési eredmények alapján kiszámítható. A söntelem paramétereivel kifejezve az admittancia-meredekséget újabb paraméter meghatározására alkalmas összefüggésre jutunk.

4. Modellezés és mintapélda

A modellezést mindhárom esetre elvégeztük. A veszteséges párhuzamos rezgőkör és az ideális negyedhullámú, valós admittanciával terhelt távvezeték szakasz három szabad paraméterével szemben a kaszkád távvezeték szakaszok esetén a modell sáv szélessége az aránnyal befolyásolható anélkül, hogy a sávközépi viselkedés változna.

Az ismertetett elméleti megfontolásokkal egy 5,1-6,8 GHz-es sávban működő cirkulátor modellezését végeztük el. Míg a rezgőkörös és az egytávvezetékes modell kb. 10 %-os relatív sáv szélességben megfelelő, a kaszkád távvezetékes modell a nemideális cirkulátorok viselkedését ennél nagyobb, mintegy 20 %-os relatív sáv szélességben jól modellezi. /2. ábra/



2. ábra

Ref.lásd: K.S.Radványi: Circuit Model for Nonideal Circulators, Proc.of VI. ICOMF, Várna, 1982.

EGY SPEKTRÁLISAN HATEKONY MODULÁCIÓS MÓDSZER NAGYSEBESÉGE

ADATÁTVITELRE

dr. HANZÓ LAJOS

1. BEVEZETÉS

A napjainkban szakadatlanul növekvő adatátviteli igény kielégítése érdekében célszerű a meglévő távbeszélő hálózat egyre hatékonyabb kihasználása. Ezt célozza a dolgozatban vizsgált orthogonálismultiplex adatátviteli eljárás is, amit a technológia mai szintjén a hagyományos eljárásoknál kisebb ráfordítás árán (ld. 1. táblázat) [1], s jobb sávhasználtság kihasználással ér el. Az eljárás döntő erénye a hagyományos digitális eljárásokkal való összevetésben, hogy hagyományos rendszertechnikák digitálisba átváltott elemeként optimálása, s a részoptimumokból kialakult rendszer megvalósítása helyett a rendszertechnikai feladat megfogalmazásától indul ki az optimálással. Így a rendelkezésre álló sávhasználtság kihasználtsága tart a Nyquist szerinti 2 Bd/Hz elméleti maximumhoz [1], azaz spektrálisan igen hatékony.

9600 bps ort. mpx modem		9600 bps QAM modem	
összead./sec	szorz./sec	összead./sec	szorz./sec
140 000	60 000	600 000	600 000

1. táblázat: 9600 bps hagyományos QAM és orthogonálismultiplex modem számításigényének összevetése

2. AZ ORTHOGONÁLISMULTIPLIX ELJÁRAS ALAPELVE ÉS REALIZÁLÁSA

Az eljárás lényege első közelítésben az, hogy a forrás és nyelő közötti - adóból, csatornából és vevőből álló - összeköttetést, azaz esetünkben a teljes frekvenciasávot sok párhuzamos rész-összeköttetésre, azaz keskenysávú alcsatornára bontjuk fel. Ezek átviteli sebessége természetesen az eredetienek az alcsatornák számának megfelelő töredéke. Az így frekvenciamultiplex elven működő átviteli rendszert az 1. ábrán láthatjuk, ahol a vevőoldali döntés után az alcsatornák jelét ismét egyetlen adatfolyammá egyesítjük.

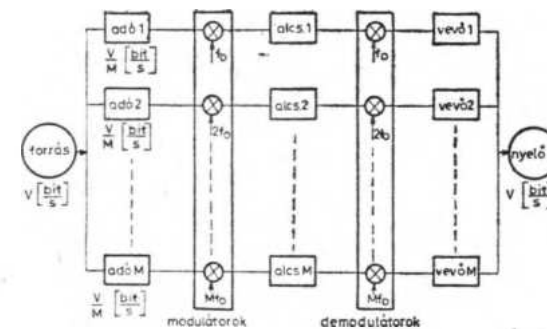
A realizálás rendszertechnikája az alábbi, bizonyítás nélkül közölt, de a későbbiekben plauzibilissé tett főtételén alapszik [1].

Tétel:

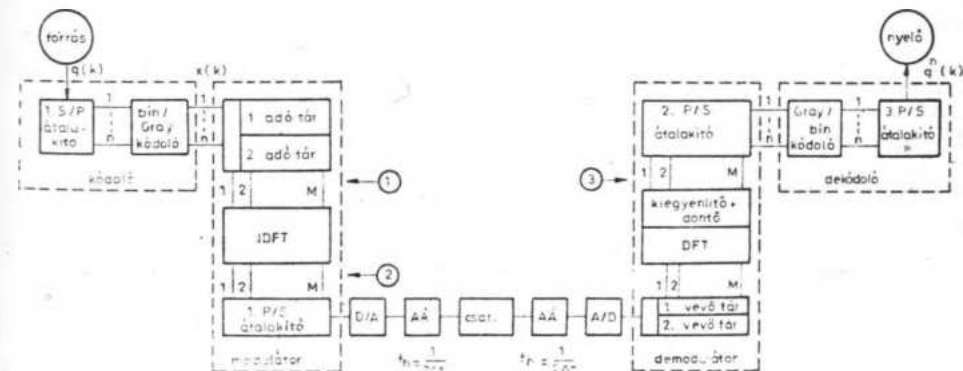
Az egyes alcsatornáknál külön-külön végzett QAM/PSK moduláció ill. demoduláció ekvivalens az azok összességén egy lépésben végzett IDFT-vel ill. DFT-vel (Diszkrét ill. Inverz Diszkrét Fourier Transzformációval).

Mivel a tétel értelmében az egyes alcsatornák komplex QAM/PSK modulátorai és demodulátorai napjainkban igen célszerűen valósít-

hatók meg IDFT és DFT segítségével, a forráskódoló kimenetén megjelenő $x(k)$ komplex adósorozat mintáinak véges elemszámu halmazát úgy fogjuk fel, mint egy konjugált komplex értelemben szimmetrikus, diszkrét vonalakkól álló spektrum egyik felét. Ekkor a véges számu mintából álló vonalas spektrum IDFT-je (moduláció) után nyert időfüggvény (modulált jel) valós lesz. Az eljárás tömbvázlata a kvalitatív áttekintéshez szükséges mélységben a 2. ábrán látható.



1. ábra Az orthogonálismultiplex eljárás alapelve



2. ábra Az eljárásra épülő modem rendszertechnikája

A szemléletesség kedvéért vizsgáljuk meg a rendszertechnika néhány jellegzetes jelformáját a 2. ábrán nyilakkal jelzett pontokon. A 3. ábrán látható függvények egy konjugált komplex értelemben szimmetrikus spektrumként felfogott információs blokk átvitelét szemléltetik az eljárást szimuláló program segítségével a távbeszélő és adatátviteli gyakorlatban ismert M 1020-as referenciaáramkörön. Az első függvény az átvendő, 4 szintűvé kódolt információt (adóspektrumot) ábrázolja, a 2. az IDFT után kapott, s hozzá tartozó időfüggvényt, azaz a modulált jelet, a 3. a vett döntött spektrumot, azaz a demodulált jelet, a 4. pedig az adott spektrumvonalak és a vett, még döntés előtt álló spektrumvonalak különbségét mutatja. A spektrumban a csatorna áteresztőszávján kívüli tartományt nem használjuk adatátvitelre, hiszen még így is látható, hogy a nagyobb lineáris torzítású sávszéleken a hiba nagyobb, mint a sávközepén. A szaggatott vonallal jelzett helyeken emiatt hibás döntést is hoztunk.

3. MODULACIO IDFT-VEL

Annak érdekében, hogy a moduláció itteni elvét, azaz főtételünket plauzibilissé tegyük, induljunk ki szinkron QAM rendszerekből, amelyeknél a modulált jel az alábbi alakban írható fel:

$$m(t) = \operatorname{Re} (a(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}), \quad (1)$$

ahol $a(t)$ az információhordozó ekvivalens alapsávi jel, f_0 pedig a vivőfrekvencia. A frekvenciamultiplex eljárásnál a modulált jel a 0. modulációs ütemben az alcsatornák $m_{0l}(t)$ modulált jeleinek összege:

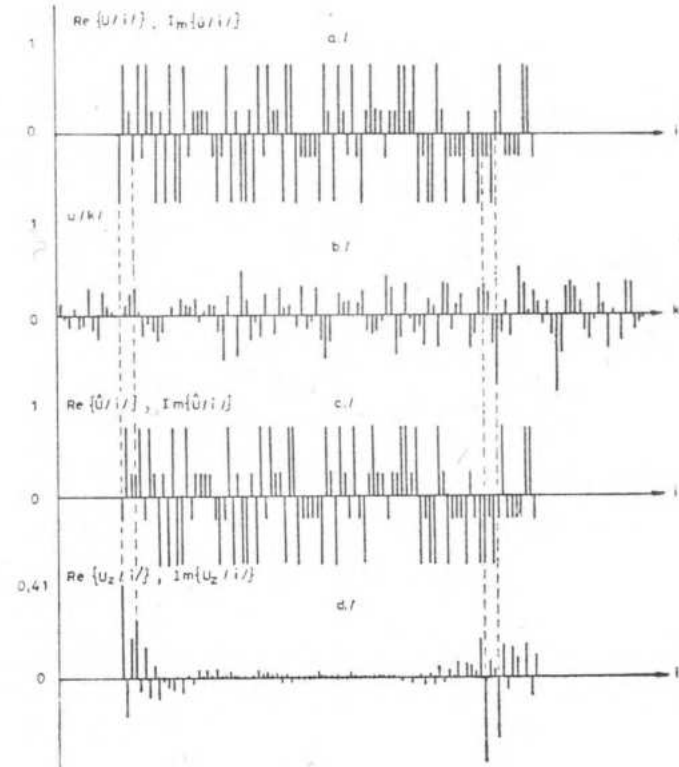
$$m_0(t) = \sum_{l=1}^M m_{0l}(t), \quad (2)$$

ahol M az alcsatornák száma. Az IDFT-vel való feldolgozás miatt $t = k \cdot \Delta t$ -t bevezetve:

$$m_0(k \Delta t) = \sum_{l=-M}^M C_l \cdot e^{j \frac{2\pi}{M} \cdot l \cdot k} \quad (3)$$

$k=0, 1, \dots, (M-1),$

ami az IDFT egyik reprezentációja, s $C_0 = 0$, 1 az alcsatornák indexe és C_l az $a(t)$ alapsávi jel függvénye. Itt a $\operatorname{Re}()$ képzést azért hagyháttuk el, mert a Fourier transzformáció értelmében a $C_l = C_l^*$ feltétel tartásával biztosítjuk, hogy a modulált jel valós legyen. Plauzibilissé tettük tehát néhány lépésben, hogy eljárásunknál a modulált jel képezhető IDFT-vel, ha pedig az alcsatornák száma kettő egészszámu hatványa, akkor IFFT segítségével.



3. ábra A rendszertechnika karakterisztikus jelalakjai egy információs blokk átvitelekor M 1020-as referenciaáramkörön
a/ adott spektrum
b/ adott időfüggvény
c/ vett, döntött spektrum
d/ a vett, döntés előtti spektrum és adott spektrum különbsége

4. IRODALOM

- [1] Hanzó Lajos: Az orthogonális multiplex adatátviteli eljárás rendszertechnikai vizsgálata és viselkedése nem ideális átviteli közegben, Egyetemi doktori értekezés, Bp. 1983.

ÁTVITELI JELLEMZŐK SZÁRMAZTATÁSA —
FUTÁSIDÓ- VAGY FÁZISKARAKTERISZTIKÁIBÓL?

dr. Henk Tamás

A TKI Jubileumi Konferenciája módot ad általános lineáris átviteli problémák átgondolására:

- mekkora az átvitel torzítása és késleltetése, továbbá modulált jelátvitel esetén mekkora az átvitel fázistolása
- a fenti átviteli jellemzőket a futásidő- vagy a fáziskarakterisztikából származtassuk-e, ha a rendszerspecifikáció, szűrőapproximáció és a méréstechnika szempontjait mérlegeljük.

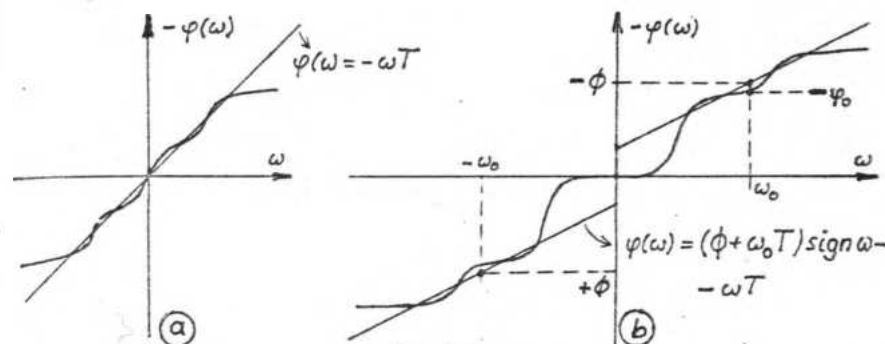
1. Átviteli jellemzők: torzítás, késleltetés, fázistolás

Lineáris hálózat átvitelét a

$$H(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \quad /1/$$

átviteli függvény írja le a frekvenciatartományban. Az ideális átvitel megkívánja az áteresztőtartománybeli lineáris fázist /1. ábra/. Ez a követelmény koncentráltparaméterű hálózatokkal csak közelítően elégíthető ki /1. ábra/. Elosztott paraméterű és mintavételes hálózatokkal az áteresztőtartománybeli lineáris fáziskarakterisztika pontosan megvalósítható, de a foksza nagy mértékben csökkenthető, ha a lineáris fáziskarakterisztikát csak közelítjük [3]. A szűrőtervezés során az elegendően kis fázistorzítás elegendően nagy foksza választást, azaz elegendően nagy késleltetés választást kíván. Aluláteresztő esetben tehát a jel eltorzul és késleltetést szenved. De mit tekintünk egy torzított jel T késleltetésének?

A kérdésre számos önkényes és gerjesztésfüggő válasz adható. Mondhatjuk azt, hogy a késleltetést a jel csúcsa vagy az $u_{be}(t)$ és $u_{ki}(t)$ korrelációs függvényének maximum helye határozza meg. Elterjedt fogalom a csoportfutásidő, amely eredeti formájában keskenysávu jelek átvitelére vonatkozik:



1. ábra.

Az ideális átvitel által megkívánt illetve a koncentrált paraméterű hálózattal realizálható fáziskarakterisztikák aluláteresztő /a/ [1] és sávszűrő /b/ esetben [3].

$$u_{be}(t) = \alpha(t) e^{j\omega_0 t}, \quad /2/$$

ahol ω_0 a vivőfrekvencia és $\alpha(t)$ keskenysávu AM-et jelöl. Jól ismert, hogy a válaszfüggvény ilyenkor az

$$u_{ki}(t) = \alpha(t - \tau_0) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \quad /3/$$

formában írható [1], ahol a hálózat ϕ fázistolását a φ_0 vivőfrekvenciás fázistolás, a hálózat T késleltetését a τ_0 csoportfutásidő /továbbiakban futásidő/ helyettesíti:

$$\varphi_0 = \varphi(\omega_0) \quad , \quad \tau_0 = \tau(\omega_0) = - \left. \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad /4/$$

és a vivő környezetében

$$\varphi(\omega) \approx \varphi_0 - (\omega - \omega_0) \tau_0 \quad /5/$$

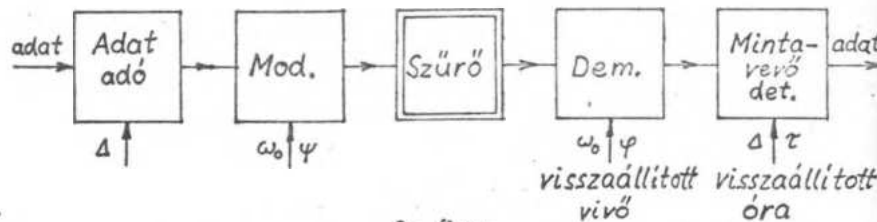
A késleltetés és fázistolás problémájára akkor kapunk megnyugtató választ, ha

- konkrét jelátviteli feladatokat vizsgálunk
- a kitűzött jelátviteli feladathoz az átvitel minőségét jellemző mértéket rendelünk
- a mértéket a késleltetés és a fázistolás szerint optimáljuk, így megkapjuk az átvitel torzítását, késleltetését és fázistolását.

A fenti eljárást a koherens és szinkron PSK adatátvitel példá-

ján mutatjuk be [2]. A szűrő rendszerbefoglalását a 2. ábrán tüntettük fel, ahol Δ az ütemidő. Kérdés, hogy a koherens vételt biztosító visszaállított vivő φ fázisát, valamint a szinkron adatátvitelt biztosító visszaállított órajel τ késleltetését hogyan kell megválasztani úgy, hogy a mintavett jel $\varepsilon^2(\tau, \varphi)$ négyzetes átlaghibája minimális legyen? Megmutatható, hogy kis torzítások esetén az ε^2 négyzetes átlaghiba a τ késleltetésnek és a φ fázistolásnak kvadrátikus függvénye:

$$\varepsilon^2(\tau, \varphi) = \varepsilon_0^2 + \left(\frac{\tau - T}{\Delta}\right)^2 \cdot \lambda + (\varphi - \phi)^2, \quad /6/$$



2. ábra.

Koherens és szinkron PSK adatátvitel vázlata.

ahol ε_0 a minimális négyzetes átlaghiba, azaz a szűrő torzítása, T az optimális késleltetés azaz a szűrő késleltetése, λ a késleltetés-hiba érzékenységi tényezője és ϕ az optimális fázistolás, azaz a szűrő fázistolása. Az ε_0 , T , λ és ϕ paraméterek a szűrő $S(j\omega + j\omega_0)$ ekvivalens aluláteresztő karakterisztikáiból közvetlenül számíthatók [2].

2. Választás a futásidő- és fáziskarakterisztika között

Ha a $\varphi(\omega)$ fáziskarakterisztika meredek a nagy késleltetés miatt, akkor a $\varphi(\omega)$ kezelése nehézkes, mert

- a számított vagy mért $\varphi(\omega)$ -ban külön foglalkozni kell a 2π fázisugrások feloldásával
- az ideális ferde egyeneshez képest nehéz meglátni, hogy mekkora a fázishiba
- a nagy fázisértékek mérési vagy számítási hibája nagyobb lehet, mint a szűrő fázishibája.

A szűrők T késleltetése és a sávszűrők ϕ fázistolása általában tetszőleges lehet, hiszen pl. adatátvitel esetén az óravisszaállító késleltetését ill. a vivővisszaállító fázistolását kell a szűrő késleltetéséhez ill. fázistolásához igazítani.

A fentiek értelmében nem a $\varphi(\omega)$ fáziskarakterisztikát, hanem a $\Delta\varphi(\omega)$ fázishiba karakterisztikát tartjuk jellemzőnek, amelyet sávszűrő esetén az ω_0 -al alapsávba tölt ekvivalens aluláteresztő karakterisztikára írunk fel:

$$\Delta\varphi(\omega) = \varphi(\omega) - \phi + \omega T, \quad /7/$$

$$\Delta\varphi_0 = \Delta\varphi(0) = \varphi_0 - \phi, \quad /8/$$

ahol $\varphi_0 = \phi = k\pi/2$, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ és $\Delta\varphi_0=0$ aluláteresztő szűrő esetén. Tekintsük a $\tau(\omega)$ futásidő és $\Delta\tau(\omega)$ futásidőingadozás karakterisztikákat:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}, \quad \Delta\tau(\omega) = -\frac{d\Delta\varphi(\omega)}{d\omega} = \tau(\omega) - T. \quad /9/$$

Aluláteresztő esetben a $\Delta\varphi(\omega)$ és $\Delta\tau(\omega)$, sávszűrő esetben $\Delta\varphi(\omega)$ és $\Delta\varphi_0, \Delta\tau(\omega)$ kölcsönösen egyértelműen meghatározzák egymást, ilyen értelemben mindegy, hogy a $\Delta\varphi(\omega)$ vagy a $\Delta\tau(\omega)$ karakterisztikát ismerjük-e.

Az ε_0^2 kifejezése [2] alkalmas arra, hogy a rendszerspecifikációt az amplitúdóhiba és fázishiba toleranciasémájának formájában fogalmazzuk meg. A fázishiba ingadozása tehát jellemző a szűrő torzítására. Adott $\Delta\hat{\varphi}$ ingadozás mellett azonban a $\Delta\tau(\omega)$ -ra nem adható toleranciaséma, a $\Delta\hat{\tau}$ értéke tetszőlegesen nagy lehet. A $\Delta\hat{\tau}$ futásidő ingadozás tehát nem jellemző a szűrő torzítására [2]. Ezt a tényt hangsúlyozza az [5] irodalom is, amelynek ellenpéldája a [4] könyv alapján is ellenőrizhető.

Megjegyezzük még, hogy a $\Delta\hat{\tau}$ értéke egyébként is csak a sávzélességgel együtt informatív, míg a $\Delta\hat{\varphi}$ értéke önmagában is értékelhető. Ha például 4PSK adatátvitel esetén $\Delta\hat{\varphi}=1^\circ$, akkor tudjuk, hogy ez az érték a $360^\circ/4=90^\circ$ mellett elhanyagolható.

A szűrőapproximáció elvégezhető akár adott $\Delta\hat{\varphi}$ -ra, akár adott $\Delta\hat{\tau}$ -ra. A $\Delta\hat{\varphi}$ approximációja azonban lényegesen egyszerűbb [3].

A $\Delta\tau(\omega)$ mérése egyszerűbb, mint a $\Delta\varphi(\omega)$ mérése, ezért ha-

gyománosan a $\Delta\tau(\omega)$ mérése és specifikálása terjedt el [5]. A mai technológiai színvonal mellett azonban már nem okoz gondot a $\Delta\varphi(\omega)$ mérése sem. Ezért az újabb műszerek már a $\Delta\varphi(\omega)$, $\Delta\tau(\omega)$ -t egyaránt vagy csak a $\Delta\varphi(\omega)$ -t mérik a fenti specifikációs szempontok miatt.

A $\Delta\tau(\omega)$ -nak hagyományos /Nyquist/ mérés technikája a /2,3/-as egyenleteken alapul. Az ω_0 frekvenciával végighaladunk a teljes frekvenciatartományon, miközben az $\alpha(t)$ keskenysávu AM változatlan. Az ω_0 frekvenciát szakaszosan felváltja egy tetszőlegesen megválasztható ω_r referencia frekvencia, és így $\Delta\tau(\omega_0) = \tau(\omega_0) - \tau(\omega_r)$ közvetlenül leolvasható.

A Wandel-Goltermann cég ma is ilyen műszereket gyárt és a $\Delta\varphi(\omega)$ karakterisztikát a $\Delta\tau(\omega)$ mikroprocesszoros integrálásával állítja elő.

A Hewlett-Packard cég a fordított utat járja: a Network Analyzer először a $\Delta\varphi(\omega)$ -t méri, majd ebből számítja mikroprocesszoros deriválással a $\Delta\tau(\omega)$ -t. A $\Delta\varphi(\omega)$ méréséhez tetszőlegesen beállítható elektronikusan előállított $\varphi_r(\omega) = \omega T$ referencia késleltetés szükséges, amely PLL áramkörrel valósítható meg [6]. Ismeretes ugyanis, hogy a másodrendű PLL hurok fázishibája arányos a frekvenciahibával [7]:

$$\Delta\varphi = \Delta\omega T, \quad /10/$$

ahol az arányossági tényezőt rögtön T-vel jelöltük. A /10/ egyenlet $n \times 360^\circ$ tartományban érvényes, ha a hurok n arányu frekvenciaosztót tartalmaz.

Köszönetnyilvánítás

Köszönet illeti dr. Baranyi András és Hinsenkamp Lászlót a szakmai beszélgetésekért és dr. Sárkány Tamást a rendelkezésre bocsátott irodalmakért.

Irodalom

- [1] Simonyi K.: Elméleti villamosság, Tankönyvkiadó, Budapest, 1967, 3.4.e. és 3.18.d. pontok
- [2] Henk T.: PSK adatátvitel szűrőinek tervezése négyzetes átlaghibára, Híradástechnika, XXXV. évf. 5. szám, 193-201 old. 1984 május
- [3] Henk T.: Szűrőapproximáció interpolációs eljárásokkal, Kandidátusi értekezés, Budapest, 1984.
- [4] Lucky, R.W. - Salz, J. - Weldon, E.J.: Adatátvitel, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973, 4.2.2. pont
- [5] Gommlich, H. - Vogel, S.: Verzerrungsmessungen - wichtige Aufgabe in der Übertragungstechnik, Elektronik 8, S. 110-118, 1982
- [6] Vifian, H.: A new principle for measuring electrical length and deviation from linear phase, Proc. of the 6th European Microwave Conference 14-17th Sept 1976, Rome, Italy, pp 200-204.
- [7] Gardner, F.M.: Phase Lock Techniques, Wiley, 1979

DÖNTÉSVISSZACSATOLT ADATÁTVITELI KIEGYENLÍTŐ KONVERGENCIA FELTÉTELEI

Kósa Zsuzsanna

Közép és nagysebességű / 4800bps-től / adatátviteli modemekben széles körben alkalmaznak automatikus kiegyenlítő, azaz szabályozott karakterisztikájú digitális szűrőt, a csatornában keletkező jelátlapolódás megszüntetésére a vevőoldalon.

A demodulátor után elhelyezett kiegyenlítő alapsávbán, a demodulátor előtt elhelyezett kiegyenlítő vivősávbán működik. Felépítésük szerint a kiegyenlítők lehetnek lineárisak vagy rekurzívok. Az adaptív / minden lépésnél szabályozó/ lineáris kiegyenlítőt döntésirányításnak nevezik. A rekurzív kiegyenlítők egyik speciális, lineárisan is leírható esete a döntésvisszacsatolt kiegyenlítő. Ennek lényege, hogy az n. kiegyenlített jel előállításához a már döntött adatjelekből képzett referencia jeleket használják fel. Döntésvisszacsatolt vivősávi kiegyenlítő mutat az 1. ábra. Az ábra jelölései a következők:

R_n = az n. mintavételnél érkezett jel / a kiegyenlítő bemeneti jele /,

C_1 = a kiegyenlítő i. együtthatója / az előreccsatoló részben /,

Q_n = kiegyenlített vivősávi jel az n. pillanatban,

Y_n = demodulált alapsávi jel,

$\hat{A}_n$ = döntött adat a vevőoldalon / A_n = a küldött adat az adóoldalon /,

Q_n = az n. döntött adatból képzett referenciajel a vivősávbán,

ω_0 = a vivő körfrekvenciája,

$\hat{\psi}_n$ = a vivő feltételezett fázistolása / ψ_n = a vivő tényleges fázisa /,

j = imaginárius szám, exp / / = exponenciális függvény,

D_j = a kiegyenlítő együtthatója j. / a visszacsatolóban /

$$\epsilon = \langle | \underline{C}^* R_n + \underline{D}^* Q_{n-1} / \exp / -j\omega_0 nT - j\hat{\psi}_n / - A_n |^2 \rangle \quad /2/$$

ahol * komplex konjugált transzponáltat jelöl vektorok esetében. A fenti kifejezést bővebben kifejtve kapjuk a négyzetes-átlag hiba hosszú de sok következtetésre alkalmas adó egyenletét.

$$\begin{aligned} \epsilon = & \langle \underline{C}^* R_n \underline{R}_n^* \underline{C} + \underline{D}^* \hat{Q}_{n-1} \hat{Q}_{n-1}^* \underline{D} + \underline{C}^* R_n \hat{Q}_{n-1}^* \underline{D} + \underline{D}^* \hat{Q}_{n-1} R_n^* \underline{C} + A_n^* A_n - \\ & - \underline{C}^* R_n A_n^* \exp / -j\omega_0 nT - j\hat{\psi}_n / - R_n^* \underline{C} A_n \exp / j\omega_0 nT + j\hat{\psi}_n / - \\ & - \underline{D}^* \hat{Q}_{n-1} A_n^* \exp / -j\omega_0 nT - j\hat{\psi}_n / - \hat{Q}_{n-1}^* \underline{D} A_n \exp / j\omega_0 nT + j\hat{\psi}_n / \rangle \quad /3/ \end{aligned}$$

Mivel a várható értékképzés lineáris művelet, a kifejezés tagjainak várható értékét külön kiszámíthatjuk. A küldött adatsorozatról feltételezzük, hogy korrelálatlan és energiája egységnyi.

$$\langle A_{n+i} A_{n+j}^* \rangle = 1, \text{ ha } i=j \text{ és } 0, \text{ ha } i \neq j \quad /4/$$

A döntő áramkörrel feltételezzük, hogy a döntött adatok között is fennáll ez a korrelálatlanság, valamint a küldött és döntött adatok közt.

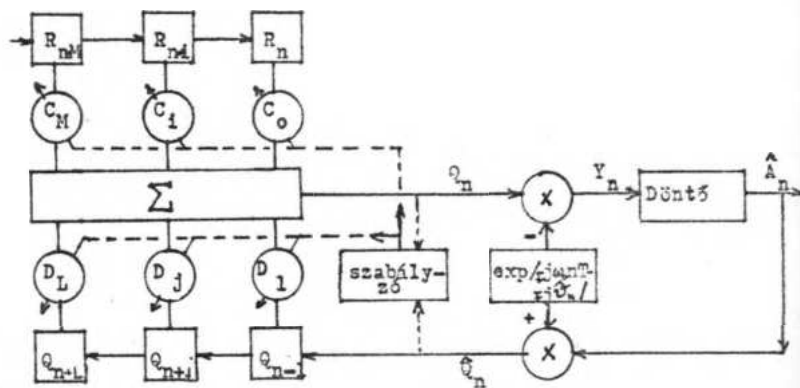
$$\langle \hat{A}_{n+i} \hat{A}_{n+j}^* \rangle = 1, \text{ ha } i=j \text{ és } 0, \text{ ha } i \neq j \quad /5/$$

$$\langle A_{n+i} \hat{A}_{n+j}^* \rangle = 1, \text{ ha } i=j \text{ és } 0, \text{ ha } i \neq j \quad /6/$$

A /6/ képlet szerinti kereszt korrelálatlanságot a vivősávbán értelmezve és a referencia képzés képletét alkalmazva egyszerűsödik a /3/-as egyenlet, ha a kiegyenlítő beállítását konstansoknak vesszük.

$$\begin{aligned} \epsilon = & \langle \underline{C}^* R_n \underline{R}_n^* \underline{C} + \underline{D}^* Q_{n-1} Q_{n-1}^* \underline{D} + \underline{C}^* R_n Q_{n-1}^* \underline{D} + \underline{D}^* Q_{n-1} R_n^* \underline{C} + \langle A_n A_n^* \rangle - \\ & - \underline{C}^* R_n A_n^* \exp / -j\omega_0 nT - j\hat{\psi}_n / - \langle R_n^* A_n \exp / j\omega_0 nT + j\hat{\psi}_n / \rangle \underline{C} \rangle \quad /7/ \end{aligned}$$

Ebből a képletből a csatorna súlyfüggvényének ismeretében /vagy feltételezve azt/ megadható az optimális beállítás és a minimális ϵ .



1. ábra

Döntésvisszacsatolt vivősávi kiegyenlítő

Az ábrán leírt kiegyenlítővel kapcsolatban a következő kérdésekre keressük a választ:

- Adott / vagy feltételezett / csatornára milyen az optimális beállítás és az elérhető minimális négyzetes-átlag hiba?
- Gradiens algoritmussal szabályozva mi várható az n. lépésben?
- A szabályzási lépések nagyságára milyen konvergencia feltételek írhatók fel a csatornaparaméterek függvényében?
- Zaj, véges számábrázolás milyen hatással van a kiegyenlítő konvergencia feltételeire?

A gradiens szabályozás célfüggvényét, a négyzetes-átlag hibát felírhatjuk az ábra jelölései alapján.

$$\epsilon = \langle |Y_n - A_n|^2 \rangle \quad \text{ahol } \langle \rangle \text{ várható érték képzést jelöl.} \quad /1/$$

A jelsorozatokot és a kiegyenlítő beállításait egy-egy vektorba foglalva felírható ϵ ezek függvényében is.

Az előbbi /7/ képletben még további egyszerűsítéseket és jelöléseket vezessünk be.

$\langle R_n R_n^H \rangle = \alpha$ a szakirodalomból ismert csatorna korrelációs mátrix /8/

$\langle Q_{n-1} Q_{n-1}^H \rangle = I$ egységmátrix az /5/ feltételezés alapján

$\langle R_n Q_{n-1}^H \rangle = \beta$ visszacsatoló mátrix /keresztkorreláció / /9/

$\langle R_n A_n^H \exp(-j\omega_0 nT - j\hat{\theta}_n) \rangle = X$ a szakirodalomban vivősávi súlyfüggvény /10/

Ezen jelölésekkel a négyzetes-átlag hiba képlete egészen egyszerű lesz.

$$\epsilon = C^H C + D^H D + 1 + \frac{C^H}{\beta} D + \frac{D^H}{\beta} C - \frac{C^H}{\beta} X - \frac{X^H}{\beta} C \quad /11/$$

Optimális beállításban a célfüggvény C és D szerinti gradiense 0,

tehát az optimális beállítás és az elérhető minimális négyzetes-átlag hiba a következő. /12/

$$C_{opt} = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{\beta}{\beta^2} \right)^{-1} X, \quad D_{opt} = \frac{1}{\beta} C_{opt}, \quad \epsilon_{min} = 1 - \frac{X^H}{\alpha \beta^2} X$$

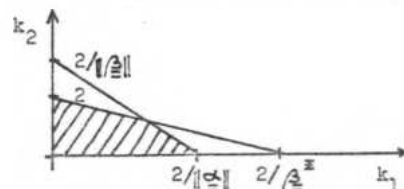
A szabályzás a célfüggvény gradiense szerint történik:

$$C_{n+1} = C_n \pm k_1 \text{grad} |C_n| \epsilon_n$$

$$D_{n+1} = D_n \pm k_2 \text{grad} |D_n| \epsilon_n \quad /13/$$

A konvergencia általános feltétele, hogy a négyzetes-átlaghiba minden lépésben csökkenjen /legalább várható értékben/. Az eddigi jelölések felhasználásával a k_1, k_2 szabályzási lépésmagyságra megadható egy elégséges konvergencia tartomány, amelyben bármely kezdeti beállításból indulva beáll a kiegyenlítő. /lásd a 2. ábrát /

Az ábrán $\| \cdot \|$ mátrix sornormát jelöl: $\|B\| = \max_i \sum_j |B_{ij}|$ /14/



2. ábra

k_1, k_2 szabályzó konstansok
konvergencia tartománya

JELZÉSTECHNIKA

AZ INTEGRÁLT SZOLGÁLTATÁSÚ DIGITÁLIS HÁLÓZATBAN

Blum Endre

1. Bevezetés

A digitális átviteli rendszerek bevezetése a meglévő távbeszélő hálózatba újszerű jelzésátviteli problémákat vetett fel, amelyek megoldása PCM jelzés multiplexerek kifejlesztését eredményezte. Lényegében ugyanezek a berendezések, valamint az általánosan elfogadott, 64 kbit/s-os ellenirányú interfész alkalmazhatók a digitális központ és a meglévő hálózat együttműködésének szervezésénél is.

A tárolt program vezérlésű /TPV/ digitális központok együttműködése vetette fel a közös csatornás jelzésátvitel alkalmazásának gondolatát és a távközlési processzorok együttműködésének eszközeként specifikálja a CCITT a 7-es sz. jelzésrendszer szolgáltatásait.

Az integrált szolgáltatású digitális hálózat /ISDN/ digitális összeköttetéseket nyújt a felhasználónak az előfizető-hálózat típusu interfészek között. Az ISDN ezen új megfogalmazásának fő célkitűzése az, hogy néhány felhasználó-hálózat típusu interfész segítségével gazdaságos alkalmazási lehetőséget nyújt különféle felhasználók, berendezések és konfigurációk számára. A CCITT 7-es sz. jelzésrendszere az ISDN alkalmazás irányában fejlődött tovább és a felhasználó-hálózat típusu interfészhez specifikálták a digitális csatlakozás jelzésrendszerét. Az ISDN jelzéstechika minden funkciója és szolgáltatása az OSI 7-rétegű architektúrára épül.

2. Jelzéstechikai feladatok

A jelzéstechika elemei: az előfizető-központ, a központon belüli és a központ-központ közötti jelzésátvitel. A távbeszélő készülék változatlansága miatt az előfizető-központ közötti jelzés az egyenáramú hurokjelzésre korlátozódott. Ujabban, az ISDN terminálok specifikálásakor ez a jelzés ismét napirendre került. A szolgáltatási követelmények fejlődésével különféle, csatornához rendelt jelzésrendszerek alakultak ki. A közös csatornás jelzésátvitelt

üzenetváltás alakjában bonyolítják le és azt a távközlési csatornáknak, amelyre az üzenet vonatkozik, címkézéssel azonosítják. A PCM multiplex átvitel egységesen a PCM keret 16. csatornaidőrését tartja fenn mind csatornaidőrését tartja fenn mind csatornához rendelt, mind közös csatornás jelzésátvitel céljaira.

A Távközlési Kutató Intézet a primer PCM átviteli rendszer kifejlesztésével párhuzamosan jelzésmultiplexer csatládot dolgozott ki [1], majd a közös csatornás jelzés egyszerűsített megoldását alkalmazta a PRS típusú digitális kapcsolórendszerben [2].

A CCITT 7-es sz. jelzésrendszere a közös MTP Üzenettovábbító részre és a különféle UP Felhasználói Részekre való funkcionális felbontáson alapszik [3]. Az Üzenettovábbító Rész szállítórendszert képez, amely a jelzésüzenetek megbízható átvitelét biztosítja az együttműködő felhasználói részek között. A Felhasználói Rész adott típusú felhasználás funkcióit és szolgáltatásait foglalja magában. Elsődlegesen a 7-es sz. jelzésrendszerben a telefon és adatfelhasználás folyamatait és üzeneteit specifikálták. Ujabban a jelzésrendszer ISDN-felhasználói résszel, Üzenetviteli és fenn tartási Felhasználói Résszel, valamint az alközponti együttműködés szolgáltatásaival bővült. Így ma a 7-es sz. jelzésrendszer bővített funkcionális felbontását definiálják /1. ábra/. Az alapfelbontást szintelven definiálták. Az SCCP Jelzésösszeköttetés Vezérlő Rész az üzenet továbbítási szolgáltatást külső felhasználók számára is hozzáférhetővé teszi.

3. Az ISDN jelzéstechika elemei

Az ISDN ugyanazon hálózatban beszéd- és nembeszéd-típusú szolgáltatásokat nyújt és a szolgáltatások integrálását többcélú, felhasználó-hálózat csatlakozások, valamint többcélú hordozó szolgáltatások útján valósítja meg. Az ISDN-ben továbbított üzenetek két csoportja /2. ábra/ a felhasználó-hálózat közötti jelzés és a felhasználó-felhasználó közötti jelzés. A felhasználó igénybeveheti az alaphozzáférést

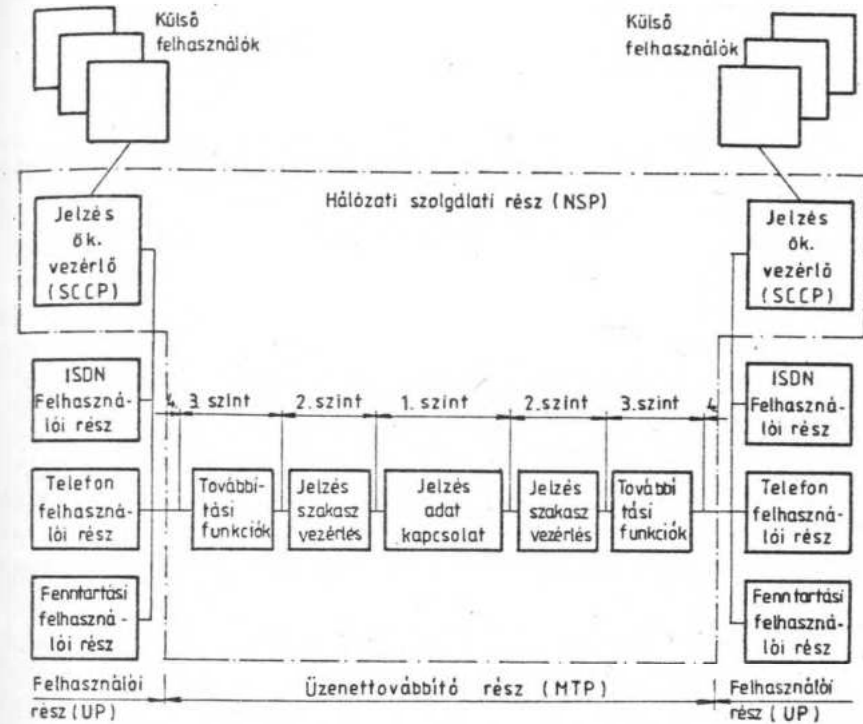
/2B+D/, ahol minden D-csatorna két B-csatorna jelzésüzeneteit hordozza és a primer multiplex hozzáférést, ahol 30 B-csatorna üzenetei koncentrálnak egyetlen D-csatornára. Utóbbi esetben alkalmazható akár a D akár az E csatorna is. Célszerű szervezésben a két változat ugyanazt a hálózati réteg protokollt alkalmazza. A IAP-D típusu, D-csatornás adatkapcsolat hozzáférési protokollt átkapcsolási szolgáltatás nélkül rendelkezhetjük az ugyanazon primer multiplex által kezelt B-csatornához, az E-csatorna viszont tartalmazhatja a 7-es sz. jelzésrendszerben lévő biztonsági és átkonfigurálási szolgáltatásokat is.

4. Záró megjegyzések

Az ISDN referenciapontok, csatornák és interfészek definiálásával, valamint a digitális csatlakozás jelzésrendszerének specifikálásával a jelzésteknika feladatai jelentősen bővültek. A szemlélet és leírás egységesítése érdekében az ISDN jelzésteknika elemei is az OSI 7-rétegű architektúra [4] társprotokolljai alapján tárgyalhatók. A korábban kidolgozott protokoll kommunikációk, a CCITT X-25 Ajánlás szerinti csomag-protokoll, a bővített 7-es jelzésrendszer, valamint a digitális csatlakozás jelzésrendszere [5] színopszis modellek felvázolásával illeszthetők az egységes felépítéshez.

5. Hivatkozások

- [1] Blum, E.: The design and applications of PCM signalling multiplexers. BUDAVOX Review, 1979. No.2.
- [2] Blum, E. - Hutter, O.: Microcomputers in a distributed digital switching system. Conf. of uP Appl. Budapest, 1983.
- [3] Blum, E.: Közös csatornás jelzés a digitális távbeszélő hálózatban. TKI Közlemények, 1983. No.1.
- [4] X-sorozatú Ajánlások. CCITT Piros Könyv, 1985.
- [5] I-sorozatú Ajánlások, CCITT Piros Könyv, 1985.



1. ábra. A 7-es sz. jelzésrendszer bővített funkcionális felbontása.



2. ábra Az ISDN funkcionális modellje

ANALÓG AKTIV KAPCSOLÓMÁTRIX KIPEJLESZTÉSE ÉS ALKALMAZÁSA

Bán András

Számítógépvezérelt analóg jelátviteli berendezésekben több párhuzamos jelút vezérelt kiválasztás - elágaztatás - összeköttetés funkciójára lehet szükség. A feladatot legjobban a mátrix-algebra segítségével lehet leírni. Az n számú bemenet egy N oszlopvektort, az m számú bemenet M sorvektort képez. A két vektor kapcsolatát az $M = K \cdot N$ mátrixszorzás fejezi ki, ahol K egy $m \times n$ méretű 0 és 1 elemekből álló kapcsolómátrix. Ha ennek a mátrixnak k_{ij} eleme 1 , ez azt jelenti, hogy az i . sorszámú bemenetről a k . sorszámú kimenetre jut a jel. /1. ábra/

A kapcsolómátrixot megvalósító áramkörök méretezése szempontjából fontosak a kapcsolómátrix azon funkciói, ahol az áramköröket egynél több jelút átvitelére is kell tervezni. Ezen szempontok figyelembevételével a mátrixokat a következő típusokra oszthatjuk, aszerint, hogy tartalmazzák-e a következő funkciókat:

1. Keverés.

A mátrixban soronként és oszloponként csak egy elem lehet egységnyi.

2. Elágaztatás.

A mátrixban oszloponként csak egy elem lehet egységnyi.

3. Koncentráció.

A mátrixban soronként csak egy elem lehet egységnyi.

4. Elágaztatás és Koncentráció.

Az egységnyi elem előfordulására megkötés nincs.

A mátrix k_{ij} eleme egy vezérlés hatására beiktatási csillapítását változtatni képes alkatrész vagy áramkör. Ez a gyakorlatban kiváló elektromos tulajdonsággal rendelkező, de ismert hátrányai miatt kevésbé kedvelt mechanikus, ill. többé kevésbé jó elektromos paraméterekkel rendelkező és széleskörben elterjedt elektronikus /FET, tranzisztor, dióda, stb./ elem, ill. áramkör lehet. A továbbiakban egy kevésbé használt, ún. aktív kapcsoló áramkörök alkalmazását és előnyeit fogjuk bemutatni.

A kapcsolómátrix környezete általában elválasztó erősítők használatát követeli meg ki és bemenetükön.

Ezek főbb feladatai:

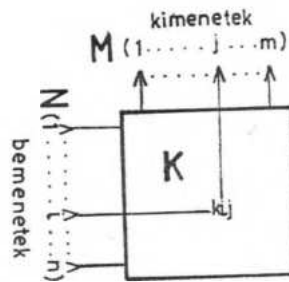
- Biztosítják a kapcsolóállástól független ki és bemenő impedanciát.
- A kapcsolók optimális lezárása és a kívánt be és kimenőimpedanciák között impedancia illesztést végeznek.
- Osztó, ill. összegző erősítésként működnek /2., 3., 4. típusoknál/.
- Kiegyenlítik a kapcsolók nyitóirányú veszteségeit.

Belátható, hogy az erősítők szükséges kimenőteljesítménye a hozzákapcsolódó jelutak számával arányosan növekszik. Ez nagyobb méretű mátrixoknál nehezen teljesíthető dinamika és teljesítmény követelményt és az erősítők rossz kihasználását eredményezi.

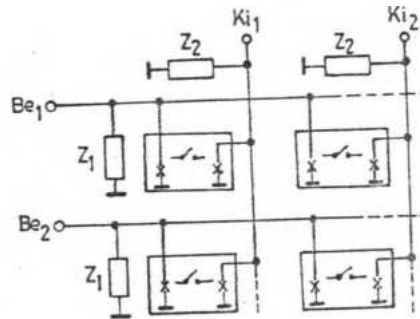
A továbbiakban ismertetett új megoldás az elválasztóerősítőket szükségtelenné teszi, mert az előbbi feladatokat maguk a mátrix kapcsolóelemei látják el. A megoldás előnye, hogy az új kapcsoló elemekkel olyan építőmodult kapunk, amelyekkel - ideális esetben - tetszőleges méretű mátrix építhető. További előny: az átviteli út minősége javulhat, mert elmaradhatnak az elválasztó erősítők.

A fenti elven működő kapcsolómátrix megvalósítási feltétele, hogy a kapcsolóelemek kapcsolási állapotuktól függetlenül extrém ki és bemenőimpedanciával rendelkezzenek. Ilyenkor a nagyimpedanciás pontok párhuzamosan, az alacsonyimpedanciások sorosan felfűzhetőek a mátrix sor, vagy oszlop összeköttetéseinél megfelelően.

A létrejött mátrix csatlakozási pontjain továbbra is extrém lezárású marad, ezért a mátrixot az előírt ki és bemenőimpedanciával megegyező külső lezáró ellenállás párhuzamos, ill. soros rákapcsolásával zárjuk le. A lezáróellenállások teljesítményvesztésének pótlására a kapcsolóelemeknek nyitott állásukban teljesítményerősítéssel kell rendelkezzenek, innen az aktív kapcsoló elnevezés. A fenti elvet szemlélteti a 2. ábra.



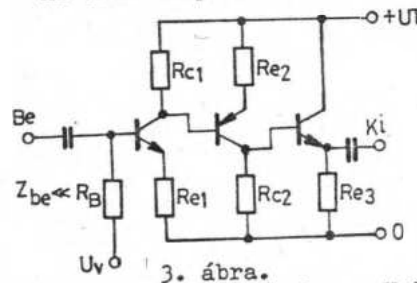
1. ábra.
A kapcsolómátrix értelmezése.



2. ábra.
2 x 2-es kapcsolómátrix.

A 2. ábra egy 2 x 2-es, 4. típusú szakadás jellegű be és kimenőimpedanciájú elemekkel megvalósított Z_1 bemenő és Z_2 kimenőimpedanciájú kapcsolómátrixot ábrázol. Ha a kapcsolómátrix 1., 2., 3. típusú, a megkötések könnyítéseket jelentenek, mivel egy bekapcsolt elemre csak kikapcsolt elemek kapcsolódnak, ez adott esetben kihasználható. A következőkben leírt 2. típusú 8 x 4-es és 7 x 16-os mátrixoknál erre látunk példát.

Az aktív kapcsolóelem működési elve a 3. ábrán látható.



3. ábra.
Aktív kapcsoló elve. Helyettesítőkép áthallás vizsgálathoz

Ha az U_v vezérlőbemenetre megfelelő vezérlőfeszültséget kapcsolunk, a kapcsolás egyháromfokozatú erősítőként működik. A bemenőimpedancia nagy, a kimenőimpedancia kicsi. A feszültségerősítés valamivel nagyobb mint kétszeres, így a bemeneten lévő párhuzamos és a kimeneten lévő soros külső 75 ohmos ellenállásokkal az eredő feszültség erősítés éppen egységnyi. Átfogó negatív visszacsatolás helyett erős helyi visszacsatolást szabad

alkalmazni, különben az áthallás megnövekedne. Ha a vezérlőfeszültség 0 V, a tranzisztorok lezárnak. A legnagyobb működési frekvencián, ahol az áthallás a legnagyobb, a tranzisztorok nagyfrekvenciás helyettesítőképéből csak a jel útjába eső átvezetési kapacitásokat vesszük figyelembe felhasználva, hogy nem folyik áram. Az áthalláscsillapítás közelítő számításához a leegyszerűsített helyettesítő áramkör a 4. ábrán látható. C_1 , C_2 , C_3 a tranzisztorok helyettesítőképéből az elhanyagolások után kapott átvezetési kapacitásainak és az áramkör szórt kapacitásainak párhuzamos eredője, R_e pedig a kimenetükön párhuzamosan kötött kapcsolók kimenőellenállásainak eredője. A felüláteresztő jellegű hálózat csillapítása a legnagyobb működési frekvencián, amely az általunk megvalósított esetben 4,5 MHz, nagyobb mint 130 dB. Nagyobb frekvencián a csillapítás növelésére első sorban a munkaellenállások csökkentésével nyílik lehetőség, de ennek a növekvő áramfelvétel szab határt.

A 8 x 4-es mátrix két rövid Európa kártyán épült meg és a további szerelési kapacitások miatt a különböző pontok közötti áthallási csillapítások 70 - 120 dB között voltak. Az amplitúdómenet ingadozása 0,5 - 4,5 MHz között 0,2 dB, a maximális kimenőszint 0 dBm/75 ohm.

Az aktív kapcsolók hibrid vékonyréteg technológiával készültek a TKI 2113. osztályán. Méretük 25,4 x 19 mm. A kapcsolókat szerelés után, bekapcsolt állapotban az R_{e1} ellenállás jusztírozásával egy erre a célra készült célműszer segítségével kell $0 \pm 0,1$ dB erősítésre beállítani.

A 300 - 560 kHz között működő 7 x 16-os kapcsolómátrixra is hasonló jó eredményeket kaptunk. A megépült egységek tartalmazzák a berendezés egységes vezérlőbuszára csatlakozó logikai áramköröket is, amelyek a kapcsolóelemeket CMOS szintekkel vezérlik. A mátrixok bemérésénél HP 80 számítógép IEC buszon keresztül vezérelte a mérést. A kapcsolómátrix vezérléséhez egy külön céláramkör épült, amely elvégezte a mátrix IEC illesztését és az adó-vevő párt a programban meghatározott sorszámu ki és bemenetre kapcsolta.

MAGNETOSZTATIKUS HULLÁMOK ALKALMAZÁSA VÉKONY-
RÉTEG YIG ESZKÖZÖKBEN.

dr. Csaba István, Gerencsér András, dr. Kálmán Lajos

Röviden ismertetjük az elmúlt tíz év kísérleti eredményeit a magnetosztatikus hullámokat (MSW) alkalmazó mikrohullámú komponensek létrehozására epitaxiális YIG filmek segítségével. (oszillátorok, késleltető vonalak, szűrők stb.)

Az ígéretesen alacsony fázisraj és a YIG gömbökkel készülő oszillátorokhoz képest egyszerűbb konstrukció elérése a 0,5-26 GHz-es sávban többféle frekvenciaszelektív elem ki-próbálására ösztönözte a témával foglalkozókat. Az MSW technika szempontjából az oszillátor frekvencia meghatározó elemével foglalkozunk részletesebben, ismertetjük a tervezés módját.

Az előadásban foglalkozunk az MSW eszközök céljára előállított YIG filmek mikrohullámú és statikus mágneses tulajdonságaival és a tulajdonságok mérés technikájával.

Ismertetjük a KFKI-ban készült YIG filmekben mért késleltetési karakterisztikákat és a különböző átalakítókon mért sugárzási ellenállás értékeket.

Világosra hoztuk a kétkapus rezonátorok mellett a keskenysávú késleltető vonalak térhóditása figyelhető meg. Az előnyös tulajdonságokon kívül sok megoldatlan probléma van még, mint pl. a szélessávban hangolható MSW eszközök hőstabilitása, a nagy beiktatási csillapítás.

Polyamatos üzemi injektációs LASER-dióda hőmérsékletstabilizálása Peltier-elem segítségével

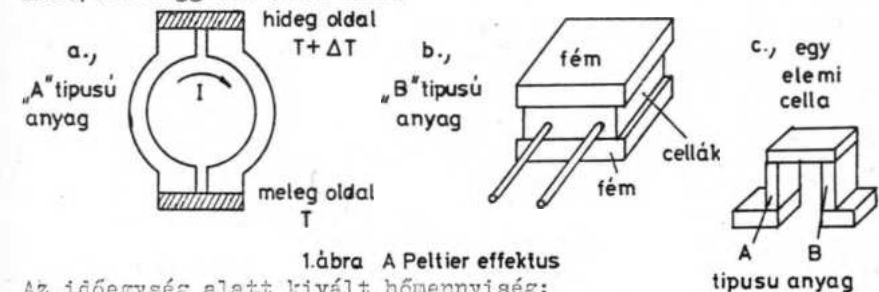
Farkas Ferenc

Bevezetés

Az utóbbi években megkülönböztetett figyelem kíséri a Peltier effektuson alapuló hűtőket, amelyekkel megoldható a félvezető eszközökben termelődő hőmennyiség elvezetése. Különösen fontos ez a félvezető LASER diódák esetén, ahol súlyos probléma a hőmérséklet emelkedése, amely csökkenti az eszköz élettartamát és befolyásolja a kibocsátott fény hullámhosszát.

A Peltier effektus

A Peltier effektus során két különböző típusu anyagból készült áramkör forrasztási pontjában hőcsere zajlik le az áramiránytól függően. /1. ábra/



1. ábra A Peltier effektus

Az időegység alatt kivált hőmennyiség:

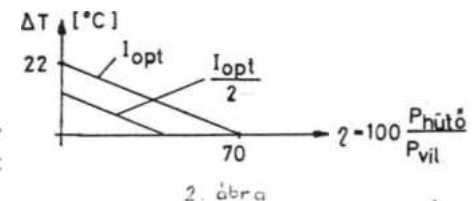
$$\frac{dQ}{dt} = \pi_{12} I \quad /1/ \text{ ahol } \pi_{12} \text{ a Peltier együttes-} \\ -1,5V$$

A gyakorlatban alkalmazott Peltier elem sorbakapcsolt elemi cellákból áll. /1.a, b ábrák/

A Peltier elem méretezése

A hűtendő LASER dióda disszipációs teljesítménye $P_0 = 0,2W$. Az eszközt $20^\circ C$ -on szeretnénk tartani még $50^\circ C$ -os környezeti hőmérséklet esetén is.

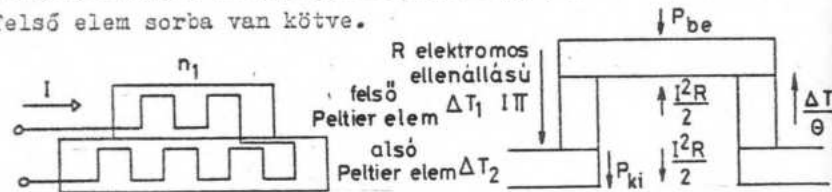
A Peltier elem jellegző görbéje alatt az elem két oldala közti hőmérsékletkülönbséget értjük a hatások



2. ábra

függvényében. /2. ábra/

Optimális átfolyó áram alatt a legnagyobb hőmérséklet különbséget előállított érték. A 2. ábra alapján látható ez az elem nem képes 50°C-os környezeti hőmérséklet esetén 20°C-on tartani a LASER diódát. Két Peltier elem egymásra helyezésével növelhető azonban a hőmérsékletkülönbség, /3.a ábra/ az alsó és felső elem sorba van kötve.



3.a ábra n_2

A kaszkád módon kapcsolt Peltier elem

3.b ábra

Az elemi cella

Egyetlen elemi cella hőátadási viszonyait a 3.b ábrán láthatjuk, n sorba kapcsolt cellára az energiamegmaradást felírva a hideg és meleg oldalra, az alábbi egyenleteket kapjuk:

$$\frac{P_{be}}{n} + \frac{1}{2} I^2 R + \frac{\Delta T}{\theta} = I \Pi \quad /2/ \text{ hideg oldal}$$

$$\frac{P_{ki}}{n} - \frac{1}{2} I^2 R + \frac{\Delta T}{\theta} = I \Pi \quad /3/ \text{ melegoldal}$$

A fenti elvek alapján a 3.a. ábra szerinti kaszkád kapcsolásnál az alábbi egyenleteket írhatjuk:

$$\frac{P_{be}}{n_1} + \frac{1}{2} I^2 R + \frac{\Delta T_1}{\theta} = I \Pi \quad /4/$$

$$\frac{P_{ki2}}{n_2} - \frac{1}{2} I^2 R + \frac{\Delta T_2}{\theta} = I \Pi \quad /5/$$

Célunk az, hogy $T_1 + T_2$ értéke a maximális legyen. Ezen cél érdekében akarjuk meghatározni az optimális $\frac{n_1}{n_2}$ arányt. Az alsó Peltier elem által leadott hő

$$P_{ki2} = P_{be} + P_{elektromos} = P_0 + \frac{I^2 R}{n_1 + n_2} = P_0 + \frac{I^2 R}{n_1} \quad /6/$$

A /4/, /5/, /6/ egyenlet alapján

$$\Delta T_1 + \Delta T_2 = \frac{\theta}{2I\Pi} - \frac{P_0}{n_1} - \frac{P_0 + I^2 R}{n_1} \quad /7/$$

Ez a függvény $n_1 = \frac{N}{1 + \sqrt{1 + \frac{I^2 R}{P_0}}}$ értéknél maximummal rendelkezik.

Igy az optimális $\frac{n_1}{n_2}$ arányra

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{P_0}{P_{ki2}}} \quad \text{kifejezést kapjuk} \quad /8/$$

A kaszkád Peltier elem hűtőbordán van elhelyezve, amelynek hőellenállása 4 °C -nál kisebb nem lehet. T_0 jelöli a környezet, T_L a LASER^w dióda, T_H a hűtőborda hőmérsékletét.

$$\theta = 220 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}, \quad \Pi = 0,15\text{V}, \quad R = 0,057 \text{ Ohm}, \quad P_0 = 0,2 \text{ W}$$

$$T_L = T_0 - \Delta T_1 - \Delta T_2 = T_H - T_0 /; \quad T_H - T_0 = T_H - T_0 = \theta \cdot P_{ki2} \quad /9/$$

/7/, /8/, /9/ egyenletek alapján számítógép segítségével a $T_0 - T_L = f / \Pi /$ függvény maximumát megkerestük és azt kaptuk, hogy

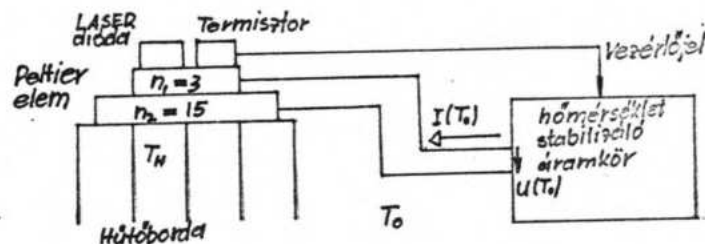
$$T_0 - T_L / \max = 37^\circ\text{C} \quad \text{ekkor} \quad /10/$$

$$n_1 = 3, \quad n_2 = 15 \quad /11/$$

Ez az elrendezés számunkra elegendő, hiszen $T_0 = 50^\circ\text{C}$ -os környezeti hőmérséklet esetén képes 20°C-on tartani a LASER diódát.

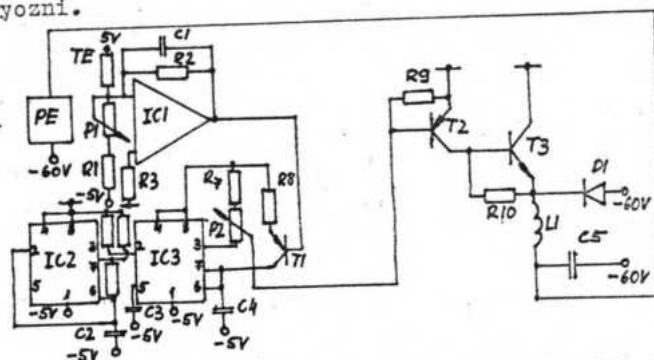
A hőmérséklet stabilizáló áramkör

A hőmérséklet stabilizáló áramkör feladata, hogy a környezeti hőmérséklet függvényében úgy szabályozza a Peltier elemen átfolyó áram erősségét, hogy a LASER dióda állandóan 20°C-on legyen. /4. ábra/



4. ábra A LASER dióda hőmérséklet stabilizálása

Az áramkör kapcsolási rajza az 5. ábrán látható. Az IC1 ki-menő feszültségével szabályozhatjuk az IC2-IC3-ból álló négy-szögjel kitöltési tényezőjét a T_1 tranzisztoron keresztül. E-zen változó kitöltési tényezőjű jel segítségével a $T_3, L_1, 5$ kapcsoló üzemi tápegység kimeneti feszültségét tudjuk szabá-lyozni.



5. ábra A hőmérséklet stabilizáló áramkör

Összefoglalás

A dolgozat a LASER dióda állandó hőmérsékleten tartásá-val foglalkozott, konkrét Peltier elem esetén. Ennél a típus-nál szükséges volt az elemek kaskád kapcsolása. Az elem né-retezését és az alkalmazott stabilizáló áramkört a leírás tar-talmazza.

Irodalom

- 1 Carlos M. Cartes: IEEE Tron Electr.Dev.Vol.ED-27,No.3. March 1980, pp.521-525
- 2 Shlomo Hava: Journal of lightwave Te. Vol.1T-2,No.2.,Apr.1980
- 3 Simonyi: Elektronfizika

NEMLINEÁRIS OSZCILLÁTOROK ÁLLANDÓSULT ÁLLAPOTU PERIODIKUS MEGOLDÁSAINAK MEGHATÁROZÁSA AZ IVHOSSZ-TRANSZFORMÁCIÓS

MÓDSZER ALKALMAZÁSAVAL

dr.Fürjes Lajos - Zoller Vilmos

Összefoglalás

Nemlineáris oszcillátorok állapotegyenleteit n -változós autonóm differenciálegyenlet-rendszerek szolgáltatják. Ilyen rendszerek periodikus megoldásainak megkeresését Aprille és Trick módszere segítségével visszavezethetjük egy n -változós fixpontprobléma megoldására.

A hálózatanalízis differenciálegyenleteinek megoldása so-rán hatékonyan alkalmazható az ivhossz-transzformációs módszer, különösen autonóm állapotegyenlet esetében.

A fenti két eljárás kombinációjával új algorimust adunk nemlineáris oszcillátorok periodikus megoldásainak meghatáro-zására.

1.Periodikus megoldás keresése

Nemlineáris oszcillátorok matematikai modelljéül az

$$\dot{x} = f(x) \quad /1/$$

alku nemlineáris autonóm differenciálegyenlet-rendszerek szolgálnak [1]. Ilyen egyenletre keresünk olyan ξ kezdeti fel-tételt, melyre a megoldás valamilyen előre nem ismert τ peri-odussal periodikus lesz.

Legyen $\varphi: \mathbb{R} \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ az /1/ egyenlethez tartozó fo-lyam, azaz olyan megoldásfüggvény, melyre

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t}(t, \xi) = f[\varphi(t, \xi)] \text{ és } \varphi(0, \xi) = \xi. \quad /2/$$

Definiáljuk valamilyen rögzített t -re a $\varphi_t: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ függvényt az alábbi módon:

$$\varphi_t(\xi) := \varphi(t, \xi). \quad /3/$$

Az, hogy az /1/ differenciálegyenletnek a ξ kezdeti fel-tételhez tartozó megoldása a τ periodusra nézve periodikus, pontosan azt jelenti, hogy a φ_τ függvénynek ξ fixpontja:

$$\varphi_\tau(\xi) = \xi. \quad /4/$$

Ha ezt a fixpontproblémát a kontrakciós leképezés módszeré-

vel oldjuk meg, a klasszikus módszert kapjuk vissza, ahol az állapotegyenletet addig integráljuk, ameddig a tranziens komponens lecseng. Ez a módszer már igen egyszerű egyenletek esetében is nagyon számításgényes lehet [ld. pl. [2]].

Aprille és Trick javasolta az alábbi, jóval hatékonyabb módszert [3]:

Oldjuk meg a /4/ fixpontproblémát Newton-Raphson iterációval:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{j+1} &= \mathbf{z}_j - [\mathbf{I} - \mathbf{D}\varphi_r(\mathbf{z}_j)]^{-1} [\mathbf{z}_j - \varphi_r(\mathbf{z}_j)] = \\ &= [\mathbf{I} - (\mathbf{D}\varphi_r)(\mathbf{z}_j)]^{-1} [\varphi_r(\mathbf{z}_j) - (\mathbf{D}\varphi_r)(\mathbf{z}_j) \mathbf{z}_j], \end{aligned}$$

ahol $\mathbf{I}$ az egységmátrix, $\mathbf{D}\varphi_r$ a /3/-ban definiált φ_r függvény $\mathbf{z}$ szerinti/ deriváltja, j pedig az iterációs szám.

Problémát jelent, hogy nem ismerjük előre a τ periódus időt. Felvehetjük ezt is a független változók közé, de akkor már $n+1$ változónk van n egyenletre. Aprille és Trick javasolja azt a trükköt, hogy mivel a rendszer túl van határozva /számunkra mindegy, hogy egy periodikus pályán melyik $\mathbf{z}$ pontot kapjuk meg/, hagyjuk minden egyes lépésben változatlanul azt $\mathbf{z}^k$ koordinátát, melyre $f^k[\varphi(\tau_j, \mathbf{z}_j)]$ abszolút értékben a legnagyobb. Így a τ -nak mint új változónak a hozzávételével kapott új $n \times n$ -es egyenletrendszer Jacobi-mátrixa invertálható lesz, s a fenti módszer alkalmazható.

2. Ivhossz-transzformáció

A [4]-ben ismertetett gondolatmenethez hasonlóan parameterezzük át az /1/ differenciálegyenletet az s új független változóra, mely most az /1/ egyenletnek az n - dimenziós térben haladó megoldásgörbéjének ivhossza:

$$S := \int_0^t \left\| \frac{\partial \varphi}{\partial t'}(t', \mathbf{z}) \right\| dt' = \int_0^t \left\| f[\varphi(t', \mathbf{z})] \right\| dt', \quad /5/$$

ahol $\|\cdot\|$ az n - dimenziós l_2 normák valamelyike. Ez esetben /1/ az alábbi alakot veszi fel:

$$\mathbf{x}' = f(\mathbf{x}) / \left\| f(\mathbf{x}) \right\|, \quad /6/$$

ahol $'$ az s szerinti differenciálást jelenti.

Bz az egyenlet numerikusan könnyebben kezelhető mint /1/. Jobboldalának normája azonosan 1; deriváltja könnyen számítható,

tó, és a derivált normájára korlátok adhatók [5].

3. Ivhossztranszformáció alkalmazása periodikus megoldás keresésére

Az Aprille - Trick - módszer alkalmazásakor az algoritmus minden lépésében az /1/ -re vonatkozó kezdetiérték problémát kell megoldanunk. Ha áttérünk /6/-ra, mely szebb numerikus tulajdonságokkal rendelkezik, az ivhossz-módszer előnye hatványozódik.

Az [1]-ben vázolt módszer nem ad semmiféle garanciát arra nézve, hogy az $f^k[\varphi(\tau_j, \mathbf{z}_j)]$ koordináták, melyek közül a legnagyobbikhoz tartozó $\mathbf{z}^k$ -t minden lépésben változatlanul hagyjuk/ nem kezdenek el egyszerre radikálisan csökkenni. Ha viszont /6/ -ra térünk át, azonnal látjuk, hogy az

$f^k[\Psi(\tau_j, \mathbf{z}_j)] / \left\| f[\Psi(\tau_j, \mathbf{z}_j)] \right\|$ koordináták legnagyobbikának abszolút értéke nem lehet kisebb $1/n$ -nél. /Itt Ψ a /6/-hoz tartozó folyam, τ pedig a periódus ivhossza az n dimenziós térben.

Ha numerikusan akarjuk számítani a fixpont-iteráció Jacobi - mátrixát, $\frac{\partial \Psi}{\partial \mathbf{z}}$ -t, az [5] -ben vázolt numerikus tulajdonságok jól használhatók.

A fentiek alapján perspektivikusnak látszik az Aprille - Trick - módszer alábbi módosított változatának alkalmazása:

Először is áttérünk az ivhosszra paraméterezett /6/ egyenletre. Ezt minden iterációs lépésben megoldjuk a $[\mathbf{0}, \tau_j]$ intervallumon. Ezután könnyen kiválaszthatjuk az elhagyandó f^k koordinátát. Kiszámoljuk a fixpont - iteráció Jacobi - mátrixát. A Newton - Raphson - módszer segítségével kiválasztjuk a következő τ_{j+1} és $\mathbf{z}_{j+1}$ értéket. Ha az iteráció konvergál, megkapjuk $\mathbf{z}$ -t. A τ periódusidőt a τ periodushosszból /5/ megfordításával, a

$$\tau = \int_0^{\tau} \frac{d\tau'}{\left\| f[\Psi(\tau', \mathbf{z})] \right\|}$$

integrálással számíthatjuk.

Irodalom

- [1] L.O.Chua and P.M.Lin, Computer-aided Analysis of Electronic Circuits, Prentice - Hall, 1975.
- [2] T.J.Aprille and T.N.Trick, Proc. IEEE 60/1972/,108-114.
- [3] T.J.Aprille and T.N.Trick, IEEE Trans, CT-19/1971/, 354-360.
- [4] F.Adorján and V.Zoller, Proc. 1983 IEEE ISCAS, 881-883.
- [5] Zoller V., TKI Közlemények XXIX/1984/,3-4.sz.,149-163.

A 140 Mbit/s sebességű 16 QAM modulációs módot alkalmazó adatátviteli rendszer alapsávi jelkezelése.

Gönczi Kornélia, dr. Ványai Péter

Bevezetés

Igen nagy sebességű és nagy kapacitású adatátviteli rendszerekben elterjedten alkalmazzák a 16 QAM modulációs módszert. Alkalmazását a hatékony sáv szélesség kihasználás indokolja. A forrásból érkező digitális alapsávi jel esetünkben 140 Mbit/sec sebességű. Az analóg rendszer bizonytalanságaiból eredő hibákat a digitális alapsávi jelkezelés hivatott mérsékelni vagy teljesen eltüntetni.

Alapvetően az alapsávi jelkezelés két lényeges részével foglalkozunk az előadásban. Az egyik lényeges pont az, hogy a KF rendszer okozta fázisbizonytalanságot differenciális kódolás alkalmazásával szűrjük ki. Másrészt pedig e differenciális kódolás és egyéb jelkezelési műveletek által előídeázható hibasokszorozást a minimálisra csökkentjük. E két jelkezelési műveletre mutatunk be egy lehetséges megoldást az előadásban.

A 16 QAM fázisábrája

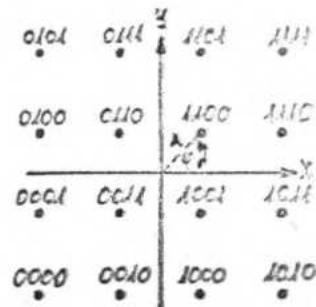
Ha $a^x(t)$, $b^x(t)$, $c^x(t)$, $d^x(t)$ jelenti a moduláló (+1, -1) értékkészletű jelet és ω_0 a vevő körfrekvenciája úgy a modulált jel a következőképpen alakul:

$$U(t) = (2a^x + c^x)^2 + (2b^x + d^x)^2 \cdot \cos(\omega_0 t - \arctg \frac{2b^x + d^x}{2a^x + c^x})$$

Ha az a^x , b^x , c^x , d^x (+1, -1) értékkészlettel rendelkező jelek helyébe beírjuk az eredeti $a(t)$, $b(t)$, $c(t)$, $d(t)$ TTL szintű megfelelő csatornajeleket így az 1. ábrán megtekinthetjük a 16 QAM fázisábráját.

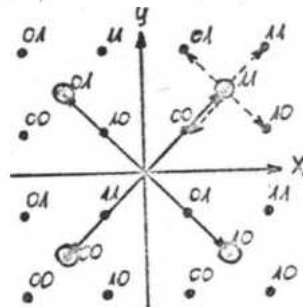
A differenciális kódolás

A 16 QAM egy fontos tulajdonságához jutunk, ha vektoriálisan tekintjük a modulációt. Lényege az, hogy az $a(t)$ és $b(t)$ csatornák



1. ábra
16 QAM fázis-
ábrája

részvételével megalkotott QPSK modulációra egy fele akkora amplitudójú és a $c(t)$, $d(t)$ csatornák részvételével működő QPSK-t ültetünk rá. A fentiek szemléltetésére tekintsük meg a 2. ábrát. Ebből kiderül, hogy azt hogy a fázispont mely negyedben helyezkedik el az $a(t)$ és $b(t)$ csatornák, a negyeden belüli helyzetet pedig a $c(t)$ és $d(t)$ csatornák határozzák meg.



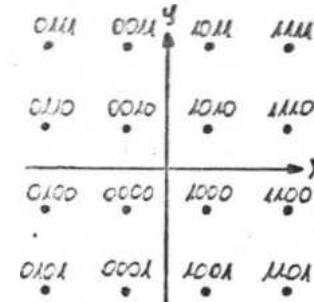
2. ábra
16 QAM vektorábrája

Ha most a demodulációt és az ehhez szükséges vlvóvisszaállítást nézzük, akkor igaz az, hogy a KF rendszer vlvóvisszaállítója, amely az x tengely által jelképezett referenciajelet adja csak a négy főkoordináta irány valamelyikét tudja helyreállítani tehát fázisbizonytalanságot hordoz. Annak érdekében, hogy ezt kiküszöböljük a digitális alapsávi jelet differenciálisan kódoljuk. A fenti vektoriális szemlélet is magyarázza, hogy a differenciális kódolást az $a(t)$, $b(t)$ és $c(t)$, $d(t)$ csatornapárokra külön-külön moduló 4 értelemben végezzük el.

A Gray kódolás

A differenciális kódoló hibasokszorozó képességgel rendelkezik, vagyis 1 vonali hiba többszöröse jelenik meg a vett jelben. E kellemetlen tulajdonság mérséklésére Gray-kódolást alkalmaztunk.

A Gray-kódolás elvégzése különféle módokon és csatornaelrendezésben végezhetjük el. Szempont lehet pl. az, hogy a szomszédos fázisállapotok kódban is szomszédosak legyenek, ezt mutatja a 3. ábra.



3. ábra
Kódok szomszédossága

Vizsgálataink szerint található olyan kódrendezés amelynek esetén 1,5-szeres javulás érhető el a hibaarányban.

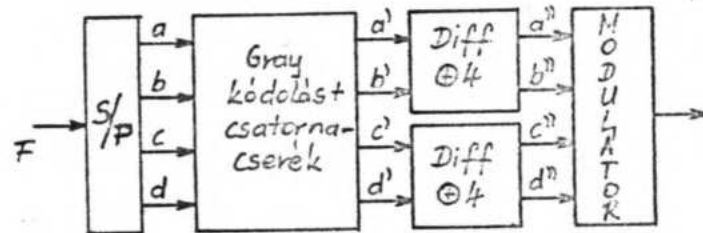
A megépített digitális alapsávi rendszer

Az alapsávi jelkezelés fenti két fontos műveletét megvalósító áramköröket 34 Mbit/sec sebességen megépítettük és a KF rendszerrel együtt kipróbáltuk. Az elkészült áramkörök a következők voltak: kódoló, digitális fázisbizonytalanság - szimulátor, regenerátor, dekódoló.

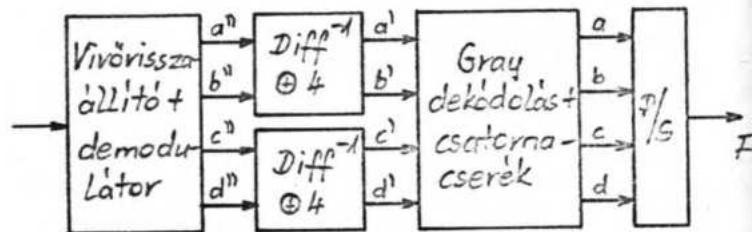
A kódoló dekódoló tömbvázlata a 4. és 5. ábrán tekinthető meg. Az áramköröket Schottky TTL integrált áramköri elemekkel valósítottuk meg.

Számítógépes szimuláció

A megépítendő digitális alapsávi jelkezelő rendszert és a KF rendszer fázisbizonytalanságát HP9845-ös kismámítógépen szimuláltuk és a minimális hibaarányt szolgáltató rendszert megkerestük.



4. ábra
Kódoló



5. ábra
Dekódoló

A CASSEGRAIN ANTENNA-FEJLESZTÉS EREDMÉNYEI

A TKI ANTENNA-OSZTÁLYÁN

Gránásy József, Vadász Ferenc

A Cassegrain antenna - mely a hasonló nevű és azonos elv alapján működő kéttükörös távcsőből származtatható - definíció szerűen egy forgásparaboloid tükörből, mint főreflektorból, forgási hiperboloidból, mint segédreflektorból és primer sugárzóból áll. Ha ezt a rendszert adóantennaként használjuk, a primer sugárzó, mely leggyakrabban valamilyen tölcser, a hiperboloid tükört világítja meg. Ez a megvilágítást leképezi a paraboloidra, mely ezek után - a hiperboloid által okozott takarástól eltekintve - éppen olyan hullámfrontot hoz létre, mintha a primer sugárzóval közvetlenül előlről, fókuszpontjából világítottuk volna meg. Adott forgásparaboloid esetén ehhez a közvetlen megvilágításhoz - azonos megvilágítási függvény mellett - természetesen más kialakítású primer sugárzóra volna szükség, hiszen a paraboloid széle sokkal nagyobb szög alatt látszik a fókuszából nézve, mint a hiperboloid széle annak fókuszából. Az antennák "melléknyaláb-jainak" kedvezően alacsony szinten való tartása miatt /irányítottság/ az antenna széle felé csökkenő megvilágítást szoktak alkalmazni. Ez a csökkenés a gyakorlatban 10 dB körül szokott lenni. Ez a követelmény az általunk kizárólagosan használt $f/D=0,25$ jellemzőjű paraboloidok esetében, ahol a fókuszpont a nyílásfelület síkjában van, azt jelenti, hogy közvetlen megvilágítás esetén a primer sugárzó 10dB-es pont-

jainak 180 fokra kéne lenniük egymástól. /Az f/D a fókusztávolság és az átmérő viszonyát jelenti./ Ez közönséges tölcésrugsugárzókkal nem valósítható meg, hiszen egy nyitott tápvonalvégnak van kb. ilyen karakterisztikája, ez azonban nem használható a szabad térhez való illesztetlensége /nagy reflexiója/ miatt. Cassegrain rendszerben azonban jól használható a fenti geometriájú paraboloid. Ebben a választásban tulajdonképpen az FMV által már régen gyártott 1,5 és 3 méter átmérőjű antennák méreteit vettük át. Az általunk kifejlesztett antennák azonban korszerű műanyag technológiával készülnek, ami jelentős javulást eredményezett az alumínium antennákhoz képest mind alak-, mind mérettűrés tekintetében.

A technológiai változtatáson kívül a méretválasztékot is jelentősen bővítettük. Hat paraboloidunk átmérője növekvő sorrendben: 0,25; 0,35; 0,5; 1; 1,5 és 3 méter. A legnagyobb, a 3 méteres osztott kivitelben is megrendelhető, a szélek felhajtása lehetővé teszi a közönséges tehergépkocsin történő szállítást. A jelenleg tervezés alatt álló 4 m-es antenna szintén hasonló kivitelű lesz. Antennáink és azok műanyag alkatrészei a Gépipari Technológiai Intézetben készülnek. A műanyag technológia főbb lépései a következők: az igen pontos és nagy felületi simaságú műanyag szerszámra speciális szórópisztollyal olvasztott önötvözetet porlasztanak. A megdermedt fémrétegre viszik fel több rétegben az üvegszövet erősítésű műgyanta anyagot. A kisebb átmérőjű /1 méterig/ paraboloidok felfogása és egyben a tápfej központos megvezetése az üvegszövetbe rétegezett alumínium "agy" segítségével történik. A nagyobb antennák felfogására három rögzítési pont

szolgál, melyekhez ugyanakkor egy ún. lapháromszög is rögzíthető, mely lehetővé teszi a tápfejet megvezető agy felerősítését.

A hiperboloid tükör, mely külső, domború oldalán fémezett, hasonló módon készül. Ugyancsak üvegszövetből készül az a tartókúp, mely a hiperboloiddal és a primer sugárzóval együtt a "tápfejet" alkotja.

A primer sugárzó a lineárisan polarizált antennáknál kúpos, vagy piramidális tölcser. A kúpos tölcserék méretezésénél olyan kompromisszumra kell törekedni, hogy a vízszintes és függőleges iránykarakterisztika lehetőleg hasonló legyen. Ez megfelelő méretezéssel elérhető. A körtápvonalban folytatózó tölcserhez kör-négyszög átmenetet kell csatlakoztatni a koaxiális csatlakoztathatóság miatt, másrészt a megfelelő keresztpolarizációs csillapítás elérésére. A koaxiális átmenettel együtt ez már három egymáshoz csatlakoztatandó darabot jelent. Ennek a felépítésnek a lényeges egyszerűsítését és jelentős súlycsökkenést értünk el a KSR berendezés antennáinál az alábbi változtatásokkal. A tölcser, a kör-négyszög átmenet és a coax csatlakozást lehetővé tevő rész egyetlen darabból készül alumíniumból precíziós öntéssel. Ugyancsak a körülményes felépítés kiváltására az utóbbi években piramidális tölcserrel kialakított antennákat terveztünk pl. a 18-26 ill. a 26-40 GHz-es frekvenciasávokra. A piramidális primer sugárzók nagyobb méret esetén a mérő etalonokhoz hasonlóan sárgaréz lemezekből keményforrasztással készülhetnek, esetleg alumíniumból forrasztással, vagy hegesztéssel. A kis méretűek galvanoplasztikával készülnek vörösrézről.

A Cassegrain antennák legújabb változata az, amely az ún. körpolarizált tölcseért tartalmazza primer sugárzóként. Egyelőre 1,5 és 3 méteres antennában valósult meg 4, 7, és 12 GHz körüli keskeny frekvenciasávokban. Felépítése teljesen megegyezik a korábbi Cassegrain rendszerekével, de körpolarizált adás-vételt tesz lehetővé lényegesen jobb apertúrahatásfokkal, vagyis azonos paraboloid méret mellett nagyobb nyereséggel, mint amit a szélessávú körpolarizált antennákkal el lehetett érni.

A posztereken láthatók a legkülönbözőbb Cassegrain antenna változatok, alkatrészek, komplett tápfejek fényképei és az egyes antennatípusok főbb elektromos paraméterei /nyereség, feszültség-állóhullámarány, iránykarakterisztika/.

Szélessávú mikrohullámú antennák kutatás-

fejlesztési problémái

Papp Tamás, Ocsovai Károly

A poszteren az osztályunkon elkészített és alkalmazott mikrohullámú, szélessávú, irányított, körpolarizált antennacsatlád kerül rövid ismertetésre.

Szélessávú, irányított, körpolarizált antenna úgy alakítható ki, ha alkalmas tükröző felületet körös polarizációjú orrsugárzóval világítunk meg. Erre a feladatra a logaritmikus spirál antennák orrsugárzó változatát, a kúpos log-spirál antennát, valamint a reflektorüregbe helyezett archimédesi sikspirál antennát használjuk.

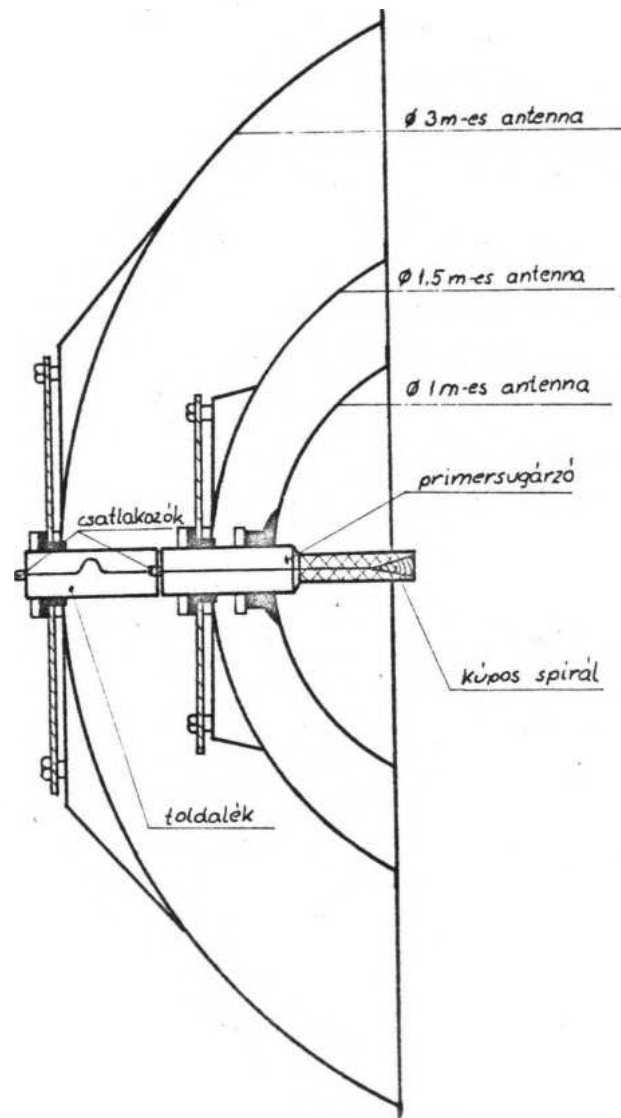
Ezekkel a sugárzókkal az 500 MHz-től 18GHz-ig terjedő frekvenciasávot tudjuk átfogni. Az általunk kifejlesztett kúpos log-spirál antennák működési tartománya; 800 MHz - 4 GHz-ig, 1,5 GHz - 12 GHz-ig és 4 GHz - 18 GHz-ig, a sikspirál antennák működési tartománya 500 MHz - 2,4 GHz-ig és 2 GHz - 15GHz-ig terjed.

Ezeket az antennákat 0,25-ös F/D-jű 0,5m-es, 1m-es, 1,5m-es és 3m-es paraboloid tükrökbe helyezzük, mint primersugárzókat.

A paraboloid tükrökben lévő tápfej-befogó rész mind a négy méretnél megegyezik, ezért a sugárzók sugárzási centrumának elmozdulását figyelembe véve tetszőlegesen cserélhetők egymással. /1. ábra/

Az 1-es táblázatban összefoglaltuk az egyes antennatípusok lényeges üzemi paramétereit.

1. ábra



1. táblázat

Apertúraátmérő /m/	Frekvenciasáv /GHz/ kúposp. síksp.	3 dB-es pontok távolsága /fok/	Nyereség /dB/
0,5	4-18 -	11-2,4	22,5-36
1	0,5-2,4 0,8-4 1,5-12 2-15 4-18	48-18 28-5,6 14-1,8 12-1,5 5,8-1,2	10-24 15-29 20-39 23-40 29-42
1,5	0,5-2,4 0,8-4 1,5-12 2-15 4-18	30-6 19-3,6 10-1,2 7,2-1 3,6-0,8	14-28 18,5-33 24-42,5 26,5-44 32,5-46
3	0,5-2,4 0,8-4 1,5-12 2-15 4-18	14,4-3,2 9-1,8 5-0,6 3,2-0,5 1,7-0,4	20-34 25-39 30-48 32,5-50 39,5-52

TV JEL KORRELÁTORRAL KIEGÉSZÍTETT PLL
DETEKTOROK REALIZÁLÁSI ÉS MÉRÉSI ERED-
MÉNYEINEK ISMERTETÉSE

Schwenner Sándor tud.segédmunkatárs

Az előadás röviden foglalkozik a megtervezett és megépített kombinált PLL detektorok mérési, vizsgálati eredményeinek ismertetésével.

Kapcsolódva Nemes László elméleti összefoglaló előadásához, a megtervezett és megépített egyszerű PLL detektorral az irodalomból ismert 3-4 dB zajküszöb javulás, abban az esetben volt elérhető, ha a PD munkaponti beállítása legalább 12 dB-es IP-os. Az aktív szűrő erősítőre, az IP 35-40 dB. Mérések azt mutatták, hogy ha ezek a paraméterek nem biztosíthatók, akkor a javulás nem adódik. A fenti IP követelményekhez a "0" dBm-es bemenő szintre van szükség.

A PLL detektorok realizálásánál a másik alapvető nehézséget az alkalmazott VCO-nak a +20 MHz-es sávban a 0,2 %-os linearitásának biztosítása jelentette.

A kísérleti detektorokban megvizsgáltuk mind a varikap hangozású, mind pedig a Relaxációs áramköröket. A mérések során azt találtuk, hogy amennyiben a kívánt lineáris tartomány sávja +5 MHz-cel lecsökkent, az adódó intermodulációs zajhatására már elveszett a nyerhető zajküszöb.

A PLL körben az aktív szűrő vezérlését 2 db 64 μ s késleltető művonallal képezett sor-sor korrelátor jele biztosította. Ezzel az elrendezéssel ugyancsak sikerült biztosítani a 2-3 dB zaj-küszöb javulást.

Az előadás során részleteiben ismerhetjük meg a kidolgozott áramkör elvi felépítését.

BERENDEZÉS-ORIENTÁLT ANALÓG INTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖK

Somogyi Antal, Járeb Ottmár

Bevezetés

Az integrált áramköri tervezési metodikák között - főleg kisebb sorozatu áramkörök rutinszerű tervezésére - igen elterjedt a berendezésorientált áramkörökön alapuló tervezés. Ennek két fő fajtája az ún. /standard/ cellás és az ULA /mátrixos, array/ típusu áramkörök. Ezek a metodikák az áramkörtervezés és a gyártás lényeges egyszerűsítését teszik lehetővé. Az ULA alapú digitális áramkörök tervezésére a TKI-ban az elmúlt években kidolgozásra került egy egységes számítógépes tervezőrendszer [1].

A digitális áramkörök mellett változatlanul nagy igény van analóg funkciójú áramkörök IC realizálására. E cikkben egy fontos analóg áramkörosztály, a kapcsolt kapacitású /SC/ integrált áramkörök "berendezésorientált" tervezésének kérdéseit foglaljuk össze, és ismertetjük az ezt támogató számítógépes rendszer főbb vonásait az áramkörtervező és a CAD rendszer tervezője szempontjából.

SC elemek berendezésorientált áramkörökhöz

A MOS technológiának és a diszkrét idejű jelfeldolgozás elméletének jelenlegi fejlettsége nagy bonyolultságu, analóg funkciókat is megvalósító integrált áramkörök tervezését teszi lehetővé. Az SC technikával megvalósítható elemekből napjainkban már bő választék áll a tervezők rendelkezésére. Ezen elemek univerzális felhasználhatósága nagy mértékben alkalmassá teszi az SC technikát analóg, berendezésorientált áramkörök létrehozására.

Az SC technika mindmáig legfontosabb alkalmazási területe a szűrőfunkciók megvalósítása. Az SC hálózatokra jellemző nagyfokú modularitás jelenleg itt érvényesül a legjobban. Az alapelemként használható másodfokú alaptagokkal minden klasszikus szűrőfunkció /aluláteresztő, felüláteresztő, aluláteresztő elliptikus, felüláteresztő elliptikus, sáváteresztő, mindent átteresztő és lyukszűrő/ megvalósítható anélkül, hogy az alaptag strukturáját és elemértékeit megváltoztatnánk. A szűrők átviteli karakterisztikája f_0, Q / széles határok között egyszerűen változtatható az alaptagok megfelelő felhasználásával, ezek összekapcsolásával és az áramkör által használt órajel változtatásával. Az SC szűrők tulajdonságaiból látható az is, hogy ezzel a technikával programozható szűrők is előállíthatók. Az alaptagok kaszkád kapcsolásával akár tizenkettő foku szűrők is létrehozhatók egyetlen chipen úgy, hogy még kiegészítő elemek elhelyezésére is van mód.

A MOS technológiával további analóg funkciókat megvalósító SC áramkörök is előállíthatók viszonylag jó minőségben. Például az említett szűrőáramkörök mellett lehetőség van ugyanazon a chipen különböző erősítők, órajelgenerátorok, oszcillátorok, TTL illesztő áramkörök, bemeneti mintavevő és tartó és buffer áramkörök létrehozására is. Természetesen ezek az elemek szűrők nélkül, önállóan, esetleg egyéb alapelemekkel kombinálva is megjelenhetnek egy-egy berendezésorientált áramkörben. További alapelemként lehet felhasználni az SC modulátorokat, demodulátorokat, komparátorokat, limitereket, feszültségvezérelt oszcillátorokat, AD és DA konvertereket stb.

Ezen SC alapelemek széleskörűen felhasználhatók bonyolult, analóg funkciókat megvalósító SC áramkörök tervezéséhez. Az így előállított berendezésorientált áramköröknek számos kedvező tulajdonságuk van. A kis méretek miatt egyetlen chipen komplex áramkörök hozhatók létre, amelyek nagyon pontosan valósítják meg az elméletileg előírt átviteli karakterisztikát, kicsi a teljesítményigényük, a hőmérsékletfüggés és a feszültségfüggés elhanyagolhatóan kicsi. További elő-

nyük a nagyfokú modularitás és az egyes modulok egyszerű hangolhatósága.

A berendezésorientált áramkörök tervezése

A megfelelő alapelemek megtervezésére számos tervezési módszer ismeretes /pl: kaszkád szintézis, csatolt biquad szintézis, LDI létraszintézis stb./, ezek jelentős része számítógépre vihető eljárás. A tervezés segítésére átfogó analízismódszerek, analízisprogramok születtek, amelyek már nemcsak az ideális hálózatok kezelésére alkalmasak, hanem képesek a valóságos körülmények figyelembevételére is.

Ezek a módszerek az alapelemek megtervezésén kívül a végleges áramkör kialakításánál is jelentős segítséget nyújthatnak a tervezőnek. Ma már lehetőség van a veszteséges SC hálózatok átfogó analízisére, az áramkörök optimalizálására, a dinamika-tartomány maximalizálására, zajanalízisre és tolerancia számítások elvégzésére is.

Az SC áramkörök tervezését támogató tervezőrendszer

A számítógépes tervezőrendszer /CAD-rendszer/ feladata a kívánt áramköri funkciónak cella, illetve mátrix típusu alapáramkörön való realizálása, illetve ennek támogatása a specifikációtól a gyártásdokumentáció előállításáig. A rendszer felépítése tükrözi a tervezés fő feladatát, a funkcionális tervezés fázisát /a kapcsolási rajz meghatározása elemértékkel együtt/, valamint a konstrukciós tervezés fázisát /építőelemek elrendezése és összehuzalozása a chipen/. A tervezés részfeladatai egy egységes központi adattárra támaszkodnak. Ennek szerepe igen lényeges, mert ez tartalmazza többek között az alapáramkör /IC/ adatait, a különböző funkcionális és konstrukciós modelleket, és ez biztosítja a rendszer elemei közötti összhangot is. A következőkben megvizsgáljuk a tervezés két fő fázisát. Mindkét fázisban beszélhetünk félautomatikus tervezésről.

a./ A funkcionális tervezés során a félautomatikus tervezés a tervező által felvett áramköri számítógépes szimulációját jelenti. Az automatikus tervezés pedig az áramköri specifi-

kációból kiinduló szintézisprogramokat feltételez. Míg digitális funkciójú berendezésorientált áramkörök "direkt" szintézise jórészt megoldatlan, az analóg áramkörök tervezésében viszonylag fontos feladatosztályokra /pl.szűrőkre/ ilyen módszerek beépíthetők a rendszerbe.

Az áramkörtípus terv specifikáció szerinti működését szimulációs programmal vizsgálhatjuk. SC áramkörök szimulációjára mind a PRISCprogram [2], mind a [3] -ban ismertetett analízismódszer alkalmas. A PRISCprogram z-tartománybeli átviteli függvények szimbolikus meghatározását végzi. A [3] szerinti idő- és frekvenciatartománybeli analízismódszer lényeges vonása, hogy veszteséges hálózatok egységes kezelésére is alkalmas.

b./ A konstrukciós tervezés fázisában a szintézis az IC-n történő elrendezés és huzalozás automatikus generálását jelenti. Az ezt végző algoritmus kidolgozásánál figyelembe kell venni az alapáramkör felépítését. Megjegyezzük, hogy magának az alapáramkörnek a tervezésekor szempontként szerepel az alapstruktúra gépi huzalozhatóságának mértéke is [4]. Félautomatikus tervezés esetén a tervezőrendszer feladata a layout hibátlanosságának és a kapcsolási rajzzal való egyenértékűségének ellenőrzése.

A fenti funkcionális és konstrukciós tervezési feladatok azok, amelyek egy berendezésorientált SC áramkör tervezésekor fellépnek, és amelyek részét képezik a rendszernek /a szintézis jellegű funkciók opcionálisak/.

A rendszerben automatikusan generált /és így "hivatalból helyes"/ vagy a rendszer által ellenőrzött és a tervező által jóváhagyott végső terv alapján a tervezőrendszer előállítja a szükséges gyártásdokumentációkat, amely a gyártó rendszer felé való egységes csatlakoztatást biztosítja.

Összefoglalás

A dolgozatban SC hálózatok építőelemeivel, tervezési kérdéseivel, és az ezt támogató számítógépes rendszer főbb vonásaival foglalkoztunk. Ezek alapján megállapíthatjuk, hogy a diszkrét idejű jelfeldolgozás elméletére és a mikroelektronikai tervezési módszerekre támaszkodva lehetőség van berendezésorientált SC áramkörök tervezésére és alkalmazására.

Irodalom

1. Sosaurszki Péter: CASCAD: ULA tervezés az AUTER rendszerben, TKI Jubileumi Ülésszak kiadványa, Bp.1985.
2. E.Simonyi, J.Semegi, B.Márkus, "An Example of the Symbolic Switched Capacitor Filter Analysis with Program PRISC, Proc. ECCTD, The Hague, Aug.1981, pp.1080-1081.
3. L.Tóth, E.Simonyi, "Analysis of Multi-Phase Switched Capacitor Filters", Proc.ISCAS, Montreal 1984.
4. P.I.Jennings, S.L.Hurst, A.McDonald, "A Highly Routable ULM Gate Array and its Automated Customization, IEEE Trans. CAD-3, Jan.1984., pp.27-40.

MIKROHULLÁMÚ és URH SZINTETIZÁLT JELFORRÁSOK

Vály László, Makausz András, Gyenes Imre, Tóth Tamás

A korszerű mikrohullámú berendezések többségében kristálypontosságú (10^{-5} - 10^{-6}) jelforrásokra van szükség. Ezeket alkalmazzák pl. szélessávú FDM - FM berendezésekben. Itt a jó frekvenciastabilitás mellett követelmény az igen alacsony saját zaj. Kiskapacitású mobil berendezéseknél szükség van átkapcsolható frekvenciájú jelforrásokra is. Ezek speciális változatai a kiterjesztett spektrumú berendezésekben alkalmazott jelforrások, amelyek különleges jellemzője, hogy a frekvenciaváltást igen rövid idő alatt kell végrehajtani. Más feladatoknál, pl. méréseknél szükség van olyan jelforrásokra, amelyek nagyon finom frekvenciaszterben léptethetők egy viszonylag széles mikrohullámú frekvenciasávban. A felsorolt igen eltérő követelményeket megvalósító különböző áramkörökben közös, hogy a kimenő jelet szolgáltató jelforrás frekvenciájának stabilizálását fáziszárt hurok (PLL) biztosítja.

A KIT-80/GIT-80 nagykapacitású analóg FDM-FM berendezésekben alkalmazott lokálgenerátor blokkvázlata az 1. ábrán látható. A sokszorozó kiszajú meghajtójelét üreggel stabilizált 2 GHz-es feszültségvezérelt oszcillátor (VCO) biztosítja. A fázisdetektor frekvenciáját olyan kicsire választottuk, hogy ez az átvinni kívánt szolgálati Sáv alatt legyen. Így a fázisdetektoron lévő jeleknek a VCO bemenetére jutó komponensei az összeköttetést nem zavarják. Mivel a lokálgenerátorok fix frekvenciás alkalmazásra készültek, az alacsony fázisdetektor frekvencia miatti hosszabb beállási időnek nincs jelentősége.

Kiskapacitású mobil berendezéseknél alkalmazzuk a fenti rendszer egy továbbfejlesztett változatát, amelynél követelmény a különféle működési frekvenciákra történő átállás (2. ábra). A szélessávú áthangolhatóság érdekében elhagytuk az üreges VCO-t, helyette szélessávú varaktoros VCO-t alkalmazunk. Ezt egyszerű felépítésű D/A konverter állítja a kívánt frekvencia közelébe, ahonnan a PLL viszonylag gyorsan képes befogni. Itt alkalmazzuk

először az ú.n. integrált konstrukciót [1].

Frekvenciaváltós digitális berendezésekben alkalmazható a 3. ábra szerinti szintetizátor. Ez a 8 GHz-es frekvenciasávban egy 500 kHz-es frekvenciaszter 256 frekvenciája közül bármely kettő között 2 msec-nál gyorsabban kapcsol át. A rendszer ugyanazokat a mikrohullámú áramköröket tartalmazza, mint az előző megoldás, a különbség a szabályozó rendszerben van. A gyors kapcsolás érdekében a fázisdetektor referenciafrekvenciáját arra a lehető legnagyobb értékre választottuk, amit a beépített fix osztók és a kétmódusú előosztó még lehetővé tettek. A gyors frekvenciaváltást segíti elő a kapcsolt fázisdetektor is, amelynél az átkapcsolás ideje alatt egy gyors működésű, de zajos fázisdetektor üzemel, a frekvenciaváltás megtörténte után pedig egy kis zajú, de lassú működésű.

Kiterjesztett spektrumú berendezésekben igen gyors kapcsolási idejű szintetizátorok szükségesek. A 4. ábrán látható többhurokos szintetizátor rendszer 150 MHz közül 20 kHz-es lépésközzel 512 frekvenciát szintetizál, átkapcsolási ideje, bármely két frekvencia között legfeljebb 60 μ sec. A rendszer közös, 1 MHz-es referenciajelet használ, ez a kimeneten a jelhez képest kb. -40 dB-es szinten jelenik meg.

Igen finom frekvenciafelbontású, moduláris felépítésű, szélessávú mikrohullámú frekvenciaszintetizátor blokkvázlata látható az 5. ábrán.

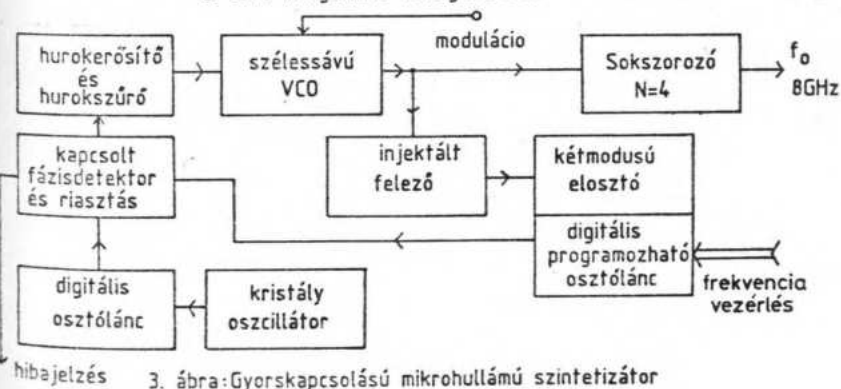
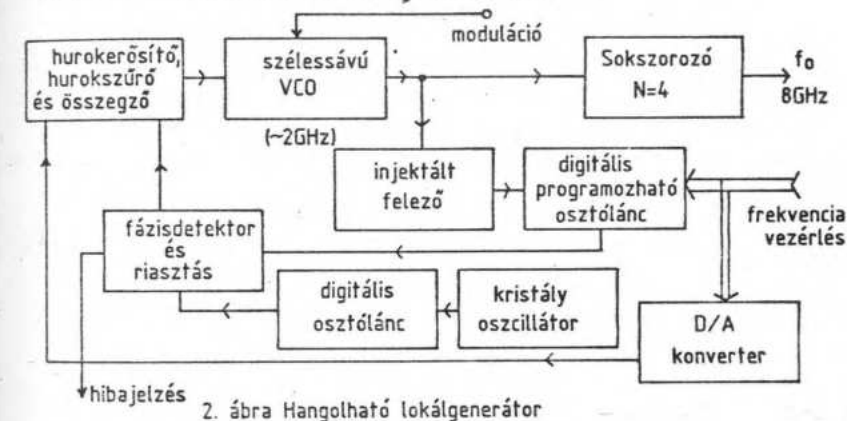
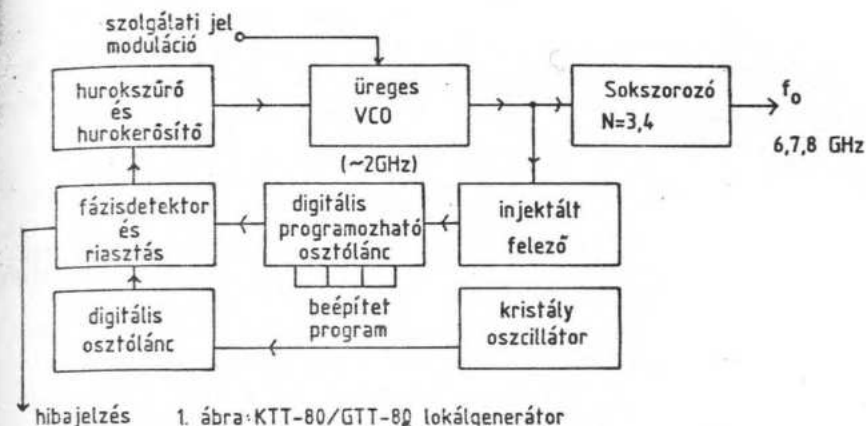
A D/A konverter a YIG oszcillátort a szintetizálni kívánt frekvencia olyan környezetébe vezérli, ahonnan a keverő a fésűgenerátorral, és a keverőt követő szűrő éppen a szabályozáshoz használt keverési terméket választja ki. A referencia szintetizátor f_r frekvenciájának kismértékű változtatásával a kimenő frekvencia is csak kicsit változik, így ennek hangolásával lehetőség van a kimenő frekvencia finom (pl. 100 kHz-es) hangolására. A rendszernél alkalmazott frekvenciaterv az alapja az univerzális felépítésnek. Ez teszi lehetővé, hogy a mikrohullámú jelforrást tartalmazó fiók cseréjével, az 1-13 GHz-es sáv bármelyik rész-

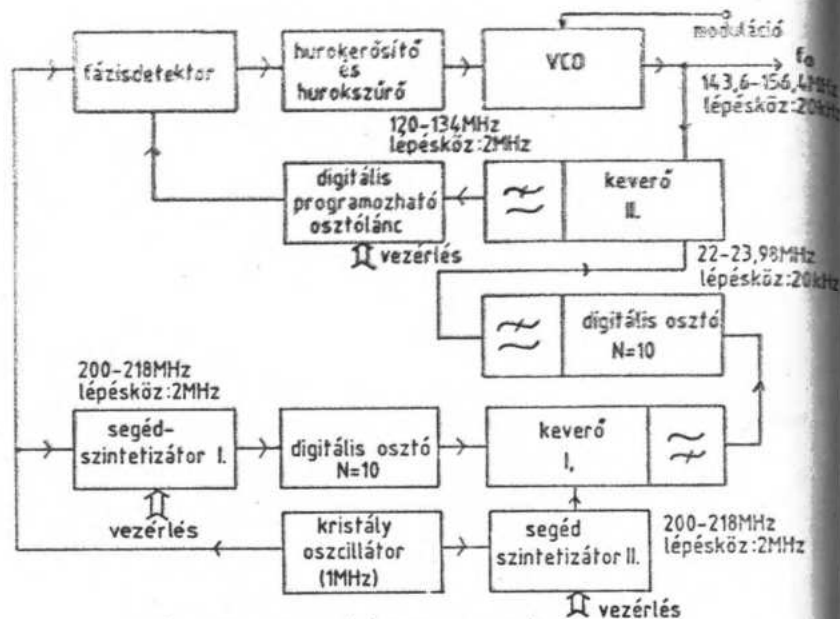
sávjában működő szintetizált jelforrást készíthessünk. A példaként megvalósított, 7 - 9 GHz sávú fiókkal működő generátor több, mint 20 000 frekvenciát képes szintetizálni [2].

A fenti áramkörökön végzett mérések igazolták ezek sokoldalú felhasználhatóságát. Az alkalmazott új megoldások olyan kedvező műszaki-gazdasági paraméterekkel rendelkező egységek elkészítését tették lehetővé, amelyek korábban gazdaságosan megvalósíthatatlannak tűntek.

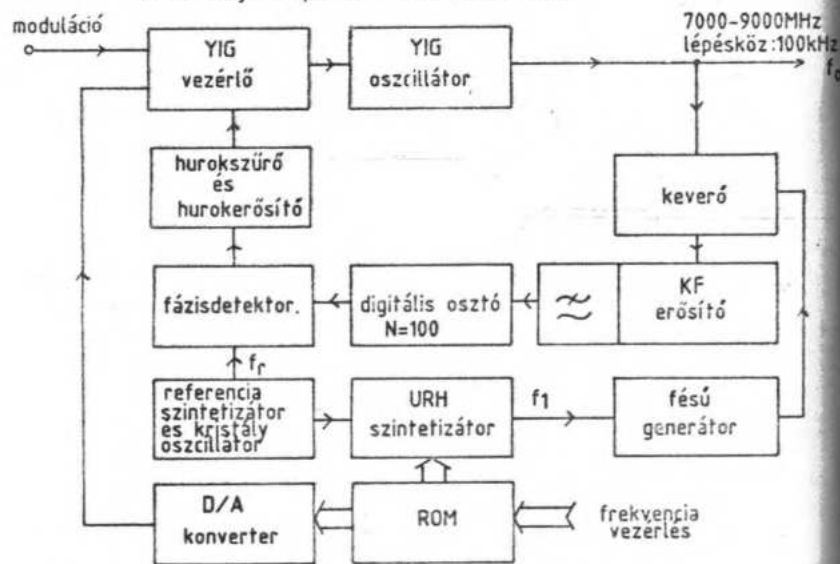
Irodalom:

- [1] Tóth T., Makusz A., Vály L.: Integrált mikrohullámú adó-vevő egységek (ugyanezen kiadványban)
- [2] L.Vály, T.Tóth: High Resolution Broadband Microwave Synthesizer
AUTOTESTCON'85, New York, October 22-24, 1985
(megjelenés alatt)





4. ábra: Gyorskapcsolású URH szintetizátor



5. ábra: Finomraszterű mikrohullámú szintetizátor

DIGITÁLIS KONFERENCIA ÁRAMKÖR MEGVALÓSÍTÁSA A PRS-BEN

Varga Tamás

1. Bevezetés

A digitális technika elterjedése mindinkább lehetővé és szükségessé teszi a beszédminták és jelzések digitális formában történő kezelését. A beszéd digitális megjelenésének egyik leggyakoribb alakja a PCM. Az európai PCM berendezések többségében a CCITT "A" nemlineáris kvantálási karakterisztikát használják beszédkódolásra. Széles körben elterjedt 1-tokos KODEK-áramkörök léteznek, melyek a kompresszió, kvantálás és kódolás műveletét önállóan elvégzik. /1. ábra/

Két előfizető közötti kommunikációt a PCM minták periodikus továbbítása jelenti tér és időkapcsolók felhasználásával. Kettőnél több beszélgető valós idejű kapcsolatának biztosításához további hardver illetve szoftver funkciók megvalósítása szükséges. 3 résztvevő esetén kézenfekvőnek látszik az analóg technikában már bevált lineáris összegzés módszerének digitális úton való elvégzése. Az analóg jelösszeadás költséges, és igen megnöveli a kvantálási torzítást.

Az ismertetésre kerülő konferencia-áramkör 3 résztvevő valós idejű beszédkapcsolatát biztosítja azzal a megkötéssel, hogy a 3.-ik belépő csak kezelő lehet.

2. Konferencia áramkör a PRS-ben

A PRS-ben megvalósított konferencia áramkör maximálisan két, egymástól független konferencia-kapcsolat létrehozására alkalmas a szervizvonalnak erre a célra kialakított 3-3 időrészen keresztül:

kezelő által hívott előfizető: A1 ill. A2
 másik előfizető: B1 ill. B2
 kezelő: C1 ill. C2

A 3 résztvevő kölcsönös kapcsolatának biztosítása a CCITT által is javasolt 13 bites lineárisított kód 2-es komplementjének összegzése útján történik úgy, hogy mindegyik résztvevő megkapja a másik kettő lineárisított beszédmintájának összegét 8 bites PCM kód formájában. /3. ábra/

A beszédminták összegzése több részfeladat megoldását teszi szükségessé:

A szervizvonalon érkező PCM minták / $\overline{ABCDEFHI}$ / "előjel+abszolút érték"-re alakítás után párhuzamos formában kerülnek tárolásra. Az aktuális minta kiolvasása után történik a 13 bites linearizált kód 2-es komplementis képzése, majd összegzése. Tulcsordulás elvileg közönséges kétirányú beszédátvitel esetén is jelentkezhet, azonban a beszéd statisztikai jellemzőit tekintve / a beszélők jelszintjének 98%-a a -15dBm0, un. "közepes beszélő hosszú idejű átlagszintje" körül elhelyezkedő 12dB szélességű tartományba esik; beszédaktivitás=0,25 //2.ábra/, illetve az egyes torzításoknak a beszéd-érthetőségre gyakorolt hatását figyelembe véve, még két beszéd lineáris összegzésekor jelentkező csúcslevágás sem jelent különösebb minőségromlást az érthetőségben, így indokolt ez esetben a legnagyobb abszolút értékű minta kiadása. N>3 résztvevő esetén azonban már szükség lehet igényesebb eljárások kidolgozására a túlvezérlés valószínűségének csökkentésére. /csillapítótag beiktatása, beszédfelismerési módszerek/.

Az eredmény inverz 2-es komplementis képzése után a komprimált 8 bites PCM kódszavak kerülnek kiadásra az illető résztvevő szerviz-időrésebe, ahonnan a kapcsolómező kapcsolja a megfelelő vonal PCM csatorna-időrésebe.

Mivel a konferencia-időréseket kizárólagosan ez az áramkör használja, így nem igényel a hardver semmiféle felkapcsolási illetve lekapcsolási információt, működése folyamatos.

A konkrét megvalósítást illetően többféle lehetőség kínálkozik. Kezdeti időszakban a linearizálást illetve a visszaalakítást célszerű EPROM-mal megvalósítani, így a módosítások egyszerűen elvégezhetők. Véglegesítés után a fenti transzformáció megoldható kombinációs logikai hálózattal is. A vezérlőjelek előállítására egyrészt az alapórajel /2MHz/ leosztásával, másrészt PROM-ban tárolt mikroprogram segítségével történik. Ez utóbbi szükség esetén szintén kiváltható kombinációs logikai hálózattal. A többi hardver funkció aritmetikai logikai elemekkel megvalósíthatók.

3. Megjegyzések

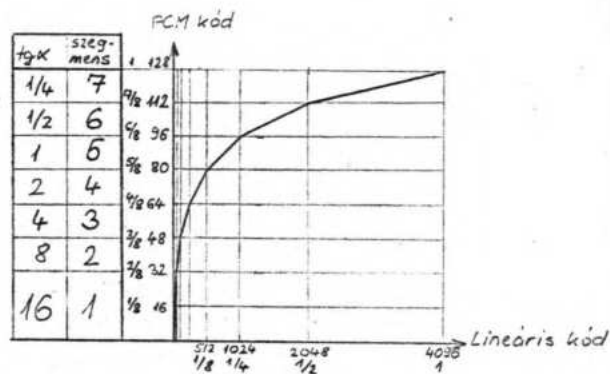
Az ismertetett módszer a 64 kbit/s-os PCM beszédcsatornára épül. További kiegészítésre, illetve új eljárások kidolgozására van szükség más kódoláson alapuló beszédátvitel alkalmazása esetén. /egyéb hullámforma kódolások: differenciális kódolás, adaptív-, prediktív kódolás; illetve forráskódolás: csatornavokódóes eljárás/

A 64 kbit/s-os redundáns beszéd kódolás lehetővé teszi egyes funkcionális egységek egyszerűsítését anélkül, hogy a beszéd-érthetőségben jelentős romlást észlelnénk. Így például a 2-es komplementis képzés helyett - negatív szám esetén - elegendő egyszerű invertálást végezni, illetve 13 bites lineáris kód helyett 10-11 bites lineáris kódot használni.

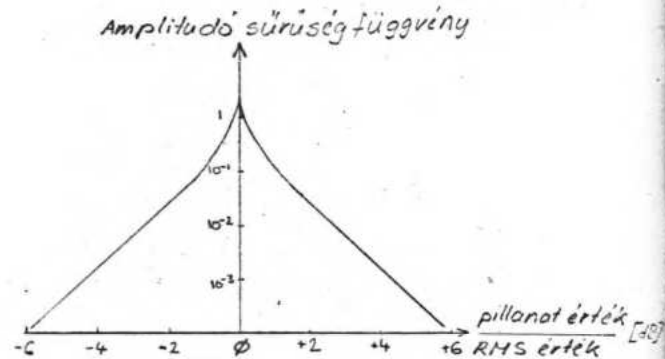
A beszéd 64 kbit/s-os PCM kódolás redundanciájából adódóan szükség esetén lehetséges kis sebességű jelzés-, illetve adatátvitel az egyes felhasználók között.

Az ISDN stratégiai tervezés beszédén kívül egyéb információk /kép, adat, stb./, az eddigieknél kisebb sáv szélességen történő átvitelét teszik szükségessé. /2 Mbit/s/ Felmerül tehát a videokonferencia megvalósításának reális igénye, elsősorban hivatali felhasználás céljára, megtakarítva ezzel az utazás és munkaidő-kiesés költségeinek jelentős részét.

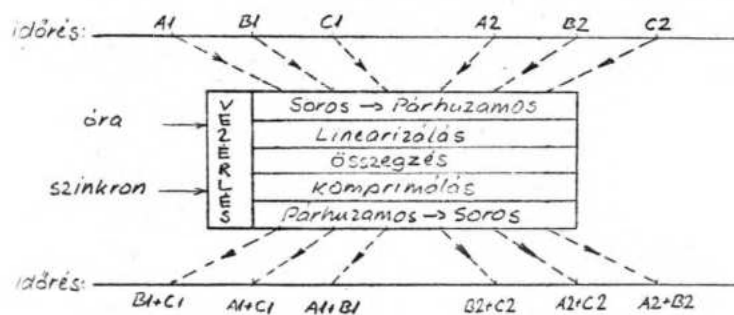
Mindenekelőtt azonban hatékony, digitális úton megvalósított, több-résztvevős konferencia-kapcsolat megoldásainak olyan továbbfejleszthető kidolgozása szükséges, amely biztosítja a CCITT által javasolt ISDN koncepciókhoz való optimális illeszkedést.



1. ábra: Törtvonalas A karakterisztika



2. ábra: Beszédhullám pillanatnyi amplitúdójának eloszlása



3. ábra: Konferencia működés szemléltetése

JELFELDOLGOZÁS

A TMS JELFELDOLGOZÓ PROCESSZOR ÉS ALKALMAZÁSAI

Dobrovits Andor, Zsoldosné Ámon Klára, Dr. Simonyi Ernő

1. Bevezetés

A digitális jelfeldolgozás céljára az elmúlt években a világ legkülönbözőbb nagy cégei, a legkülönbözőbb ki- és bemeneti jellemzőkkel, sebességekkel működő jelfeldolgozó mikroprocesszorokat fejlesztettek ki. Ezek műszaki jellemzőiket, belső struktúrájukat tekintve sem voltak egységesek, így felhasználási lehetőségeik is feladatorientáltak ill. korlátozottak voltak. A 70-es évek korai szakaszához hasonlíthatóan - amikor is a 8008, majd a 8 bites általános felhasználású 8080-as mikroprocesszor megjelent a világpiacra - 1982-ben a jelfeldolgozó processzorok piacán is megjelent az első igazán általános felhasználást biztosító termék, amely nagy sebességgel, 32 bites aritmetikájával képes a digitális jelfeldolgozás nagy pontosságot és számítási mennyiséget igénylő feladatait nagy sebességgel elvégezni.

2. A TMS 320 processzor

Ezt a processzort 32 bites beépített gyors aritmetikája, speciálisan kialakított - a konvencionális Harvard struktúra módosításából származtatott - belső adat és program busz struktúrája egyedülállóan alkalmassá teszi arra, hogy nagysebességű, számolásigényes feladatokat megoldjon. 20 MHz-es kristályoszcillátora az utasítások 90%-ának 200nsec alatti végrehajtására teszi alkalmassá. Ki- és bemenetein a chip 16 bites digitális adatokat fogad és szolgáltat, de a belső aritmetika 32 bites, amely a számítások pontosságának a biztosítékát adja. Az aritmetika 2-es komplementes számábrázolású, amely BOOLE logikai műveletek elvégzésére is alkalmas, lehetővé téve ezzel azt, hogy a TMS 320 vezérlő funkciókat is ellásson. A beépített 16 bites hardware szorzó szorzási és akkumulálási ideje 400nsec. 3 kbyte-os maszkprogramozott belső memóriája kívülről további 5 kbyte-tal bővíthető. Adat RAM területe 288 byte /144 szó x 16 bit/. 16 bites adat és program busza meg-

cserélhető, így az adat és program mezők cserélhetőek, ami a memóriaterületek optimális kihasználását segítik elő.

3. Alkalmazási lehetőségek

A TMS 320 tehát nem egyfajta speciális digitális jelfeldolgozó processzor, sokkal inkább egy általánosan használható 1 chipes mikroprocesszor, egy nagyon gyors és hatékony ALU-val és szorzóval felfegyverezve. Ez adja azt a lehetőséget, hogy a digitális jelfeldolgozás legkülönbözőbb feladatainak elvégzésére alkalmas. Alkalmazási területei a beszéd-feldolgozás, képfeldolgozás, spektrumanalízis, korreláció számítás, digitális szűrők, nagy sebességű modemektől a háztartási robotokig terjed. Ezen alkalmazásokból az előadás keretében egy nagysebességű digitális modemet és egy FFT bázisú spektrum analízátort ismertettünk, mint felhasználási lehetőséget.

4. Digitális modem

A TMS 320 egychipes mikroprocesszor programozhatóan alkalmas fázis vagy frekvenciamodulált szinkron jel előállításra és demodulálásra. A vivőfrekvencia és a bitsebesség valamennyi használatos alacsony és nagysebességű modemmel kompatibilisen választható. Az 1. ábra bemutat egy tárolt programmal vezérelhető általános modem hardverstruktúrát, amely különböző modulációs formákra és sebességekre egyaránt alkalmas, TMS 320-al. A digitális jelfeldolgozást nem csupán az olcsóbb megvalósítás, hanem az átvitel adaptív jellege is indokolja. A modem a 300-3300 Hz közötti sávban üzemelő telefoncsatornán működik, amelynek amplitúdó-karakterisztikája közel sem egyenletes. A modem tervező legnagyobb problémáját a csoportfutás idő okozza, amely 0 és 2,5 msec között változik az adott frekvenciasávban. 2400 bit/sec átvitelkor a változó csoportfutás elkeni az impulzusokat. Ezt az "intersymbol interference" néven ismert problémát adaptív kiegyenlítéssel lehet kompenzálni. Az adaptív jelleget, amelyet a különböző telefonvonalak minőségi jellemzőinek eltérő volta indokol, pl. egy beiktatott FIR szűrővel lehet megoldani, ahol a szűrő konstansok b_k/n szisztematikusan felfrissítődnek. Az n -ik időpillanatban a k -ik szűrőkonstans b_k/n -el jelölve az adaptív kiegyenlítő

kimenete

$$y/n/ = \sum_{k=0}^M b_k/n/ \cdot x/n-k/$$

Az $n+1$ időpillanatban a szűrőkonstans

$$b_k/n+1/ = b_k/n/ + 2/\mu \cdot x^*/n-k/ \cdot e/n/k=0,1,...M$$

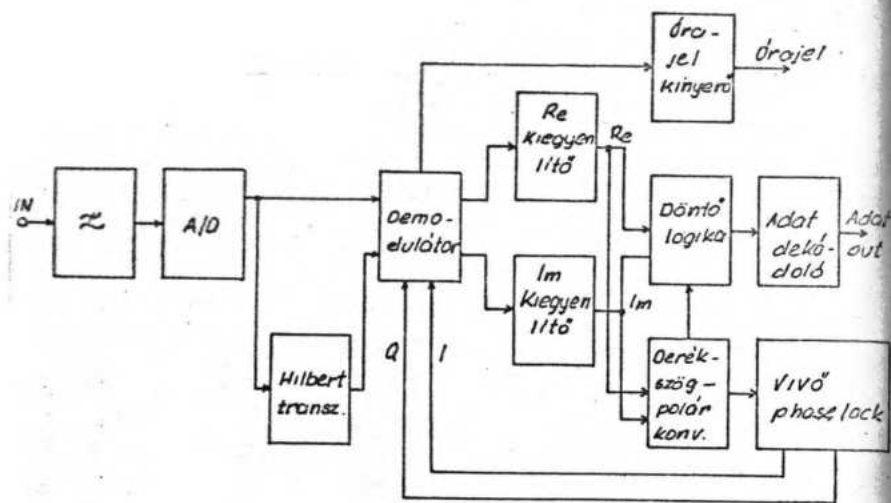
ahol $*$ a komplex konjugáltat, $e/n/$ pedig az aktuális és a kívánt $y/n/$ közti különbséget jelenti. μ az adaptálás lépésközeinek mértéke.

A fázismodulált /PSK/ vivő demodulálása és elkülönítése Hilbert transzformátorral történik. Ennek digitális megvalósítása viszonylag egyszerű. A Re reális és Im imaginárius részből az arctg vagy a fázisszög meghatározását a döntő logika végzi. A Hilbert transzformálást és a kiegyenlítést FIR szűrő valósítja meg. A TMS320-al egy 50 pontos FIR szűrő algoritmus 20 μ sec alatt fut le.

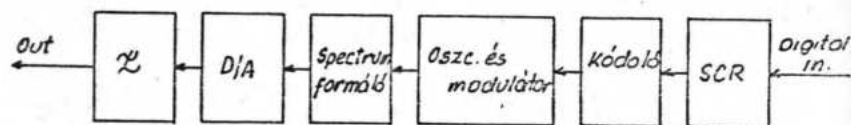
5. FFT bázisú spektrum analízátor

Zajos környezetben egy digitális spektrum analízátor finomabb frekvenciafelbontást, nagyobb dinamikát, jobb gyárthatóságot, kisebb fizikai méretet biztosít. A TMS 320 mikroprocesszor az általános felhasználás flexibilitását hatékony jelfeldolgozó processzállással egészíti ki s így különösen alkalmas FFT algoritmusok megvalósítására.

A 2. ábrán egy tipikus real-time spektrum analízátor blokkvázlata látható. Az analóg-digitális átalakítást követő buffer táruk után a súlyozó szorzó az ablakozást valósítja meg. Az FFT processzort követő négyzetreemelő és összegző blokk közvetlenül az analóg spektrum előállítást biztosító D/A konvertert hajtja meg. A TMS 320 288 byte-os RAM-ja elegendő helyet biztosít egy 64 komplex pontból álló FFT tárolására. Nagyobb FFT külső adatmemóriával valósítható meg. Tipikus megvalósítási lehetőségként megemlíthető egy 64 pontos komplex FFT-re épülő spektrumanalízis 2 TMS 320 és 5 kbyte külső memória felhasználásával - 700 μ sec keretidővel ill. 40 kHz mintavételei frekvenciával.

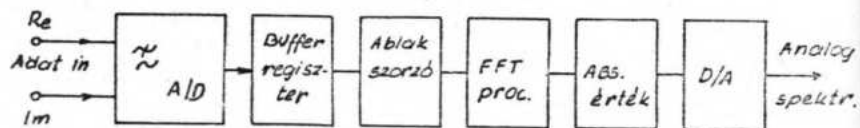


1. ábra



2. ábra

1. ábra.



2. ábra.

IDŐMULTIPLEXELT FIR SZŰRŐK

Péterné Kiss Márta, Korzsinek Károly

Az elektronika felhasználásának egyik fő iránya napjainkban a jelfeldolgozás.

A feladatok jelentős hányada szorzási, tárolási és összevonási műveleteken alapul.

Az egyik fő probléma a sebesség, így a különböző realizálási módok a műveletvégzési ill. tárolási igények csökkentésére és a műveletek ötletes vezérlésére törekednek.

A digitális eszközök fejlődése nyomán felgyorsult a digitális jelfeldolgozás, - mely terület gyakorlatában legjelentősebb helyen a digitális szűrést említhetjük.

A digitális szűrőket véges idejű /FIR/ és végtelen impulzusválaszu /IIR/ szűrők osztályába soroljuk.

A digitális szűrők leíró egyenletének elemi operációi áramkörileg megvalósíthatók, és ezen egyenletek az illető osztályra jellemző realizálási technikát is jelentenek.

A FIR rendszerek alapösszefüggését nemrekurzívnak is nevezik, mert a kimenet független az előző időpillanat kimeneti értékétől. A nemrekurzív rendszerek mentesek a visszacsatolás problémáitól.

Az IIR rendszerek alapösszefüggését rekurzívnak nevezzük, mert a kimenet meghatározásakor a korábbi minták visszacsatolására is szükség van. A visszacsatolás átviteli, realizálási és bemérési problémák forrása ugyan, de nagymértékben javítja a rendszer műszaki jellemzőit.

A FIR szűrők sok esetben mégis előnyösebb megoldást kínálnak, mint az alternatív IIR realizációk, a következő okok miatt:

- 1./ A FIR szűrők lineáris fázismenete könnyen megvalósítható
- 2./ A FIR szűrők gyors konvolúcióval hatékonyan megvalósíthatók.

- 3./ A FIR szűrők döntő módon nemrekurzív struktúrák, így mindig stabilak.
- 4./ A szükséges interpolációs ill. decimálási folyamatok kevesebb műveletvégzéssel végezhetőek el, mint IIR szűrők esetében.
- 5./ A kerekítési hibák jobban kézbe tarthatók.
- 6./ A FIR szűrők tervezése nagyobb szabadságfokú, mint az IIR szűrőké.
- 7./ A gyakorlati megvalósítás is egyszerűbb, főleg a vezérlőáramkörök tekintetében.

A FIR szűrők legfőbb tervezési és realizálási problémái a következők:

- 1./ A FIR szűrők tervezése alapvetően új feladat, az analóg szűrőtervezés tapasztalatai alig használhatók. A tervezési eljárások többsége iterációs technikára épül.
- 2./ A FIR szűrők számítástechnikai igénye elég nagy.
- 3./ Nagy szelektivitású FIR szűrő approximálása nehézkes, és a realizálás bonyolult a nagy pont- és fokszám miatt.
- 4./ A FIR szűrők műveletvégzési komplexitása kb. háromszorosa az ekvivalens IIR szűrő komplexitásának.
- 5./ A FIR szűrők léptető ill. RAM tárolóigénye elég nagy az IIR megvalósításához képest.

A tervezéskor a különböző célú szűrők toleranciasémáiból indulunk ki, melyek szerint az amplitudómenet az áteresztőtartományokban az egységhez közeli értéket vesz fel megengedett ingadozással, míg a zárótartományban a zérust közelíti megengedett hibával.

A megvalósítás alapvető problémái a digitális tároló-elemek és az elvégzendő szorzások számával kapcsolatosak.

Meg kell említeni, hogy digitális szűrőt célhardware elemekből csak akkor lehet gazdaságosan megvalósítani, ha az időmultiplexelt működés biztosított, vagyis ha egyszerre több szűrő időosztásos feldolgozását el tudjuk végezni.

Az alábbiakban egy megvalósított időmultiplexelt /72 csatornás/ FIR szűrőt ismertetünk.

A szűrő egy Csebishev értelemben approximált 4 kHz-es aluláteresztő szűrő. Alapvető feladata még, hogy a bemenetére érkező 112 kHz mintavételi frekvenciájú digitális jelet 8 kHz mintavételi frekvenciájú jelre lassítsa le /14 decimálás/.

Főbb műszaki adatok:

Mintavételezési frekvencia	112 kHz
Max. bemeneti szósebesség	8,064 MHz
Csatornaszám	72
Bemeneti szóhosszuság	14 bit
Kimeneti szóhosszuság	16 bit
Áramfelvétel 5V-ról	8A

A szűrő funkcionálisan három részből áll, - a RAM-os késleltetőből, a PROM-os vektorszorzóból és az akkumulátorból. A szűrő blokkvázlata az 1. ábrán látható.

A RAM-os késleltető a 72 szűrő működéséhez szükséges szűrőnként 64x14 bites szó tárolására és rendezésére szolgál. Az adatokat 1kx8 bites MK4801 típusú RAM-ok tárolják, melyek címzését címezőszámlánc végzi. Az adatforgalom sebességét csak úgy tudjuk biztosítani, ha az adatok tárolásához szükséges RAM-mezőt kétszeresen építjük ki, így az egyik /I/ RAM mező a már beérkezett adatokat olvassa be a feldolgozó aritmetikába, míg a másik /II/ az új adatok tárolását szolgálja. Az I tömb adatainak feldolgozása után a két RAM-mátrix funkciója felcserélődik.

A FIR aritmetika funkcionálisan három részből áll, úgy mint 1 bites összeadó lánc, PROM-os vektorszorzó, összevonó áramkörök. A szűrő konstansok szimmetrikusak, így a 64 bemenő szó még a vektorszorzás előtt páronként összeadható. Ezt a funkciót látja el az 1 bites összeadó lánc oly módon, hogy az 1.-16. valamint 64.-49. számú bemenő szavakat páronként összeadja. Az így kialakult 16 bites szó címzi a hozzá tartozó két vektorszorzó tömböt.

A kiolvasott részletszorzatokat össze kell adnunk, mert a PROM-ok nem az összes részletszorzat variációt tartalmaznak. Az 1. és 2. ill. a 3. és 4. vektorszorzat összeadását végzi az első összevonó áramkör, míg ezek összegét a II. összevonó

IDŐMULTIPLEX IIR SZÜRŐK

Szilvási Mária

Az előadás a digitális jelfeldolgozó rendszerek fontos építő-elemeinek, az időmultiplex IIR szűrőknek két gyakorlati megvalósítását mutatja be.

A 24 csatornás, hetedfoku, kettes decimáló, 2 kHz-es aluláteresztő szűrő specifikációját kielégítő analóg LC szűrő építőelemeinek, az ellenállásnak, induktivitásnak, kapacitásnak diszkrét idejű elemekkel történő helyettesítése nyomán a transzformált létra hullámszűrő struktúra nyerhető. A transzformált rendszer bemeneti illetve kimeneti pontjainak definiálása után, a jelterjedési szempontok valamint a kettes decimálás figyelembevételével egy redukált fokszámu szűrő állítható elő. A bemenetek illetve kimenetek közötti kapcsolatot Z tartományban leíró, redukált fokszámu mátrixból adódik a realizálandó szűrő struktúrája, amelynek blokkvázlata az 1. ábrán látható.

Az SZ1-SZ8 blokkok a ROM-os szorzási algoritmusra épülő, egyező felépítésű aritmetikai egységeket szimbolizálják.

Az SZ1-SZ8 laptagok kimenetének N. számítási periódusbeli értéke byte-os formátumban kerül a 24 csatorna adatának eltárolására szolgáló RAM1-RAM7 memóriákba. Ezek kimeneteihez csatlakozó párhuzamos-soros átalakítók /EI/SO/ soros formátumba konvertálják az aritmetikai egység bemenetére kerülő,

viSSZACSATOLT adatokat, amelyek minden egyes kilencdimenziós ROM-os szorzó hát cim bemenetét állítják elő.

A fennmaradó 2 cim bitet /az X_n bemeneti adatokra vonatkozó/ a kettes decimálást elvégző bemeneti adatrendező két soros formátumu kimenete szolgáltatja.

A szűrő kimenetét az SZ8/nem visszacsatolt kimenetű/ aritmetikai egység generálja.

A 72 csatornás, nyolcadfoku, 2 kHz-es aluláteresztő párhuzamos rendszer struktúrája a 2. ábrán látható.

A rendszer négy, egyező felépítésű másodfoku alaptagból, és egy összegzőből áll. A gyakorlatban ezek realizálása négy, háromdimenziós, illetve egy kilencdimenziós, ROM-os szorzóval történik.

A második ábrán látható X1-X8 pontokon megjelenő valamint az Z^{-1} - el megkésleltetett bemeneti minták a kilencdimenziós, az X1-X2, X3-X4, X5-X6, X7-X8 értékek páronként az X_n mintasorozatokkal összerendelve a négy háromdimenziós ROM-os szorzó bemeneteit szolgáltatják.

A 24, illetve 72 csatornás szűrők hasonló építőelemeket tartalmaznak. A specifikáció kielégítésére választott számábrázolási pontosság, valamint a megvalósítandó csatornaszám és a mintavételezési frekvencia okozta sebességbeli követelmények indokolják mindkét szűrő számításánál a ROM-os szorzási algoritmus alkalmazását.

A hullámdigitális és a párhuzamos struktúrájú IIR rendszerben az időmultiplex feldolgozás miatt negymennyiségű adat tárolására, majd kiolvasására van szükség, amely nagysebességű, speciálisan elrendezett RAM-memóriák felhasználásával lehetséges.

A párhuzamos struktúra előnye a hullámdigitálissal szemben, hogy megvalósításához lényegesen kevesebb hardware elem szükséges, hátránya, hogy minden egyes alaptag kimenetének

tulcsordulása, illetve a nulla gerjesztésre esetlegesen elő-
álló határosszcillációja detektálható a szűrő kimenetén.
Azonos specifikációval rendelkező párhuzamos és hullámdigitá-
lis rendszer szükséges számábrázolási pontosságában számotte-
vő eltérés mutatkozik a hullámdigitális szűrő javára.

Végezetül az előadás tárgyalja a digitális szűrők bemérésének
lényegesebb fázisait.

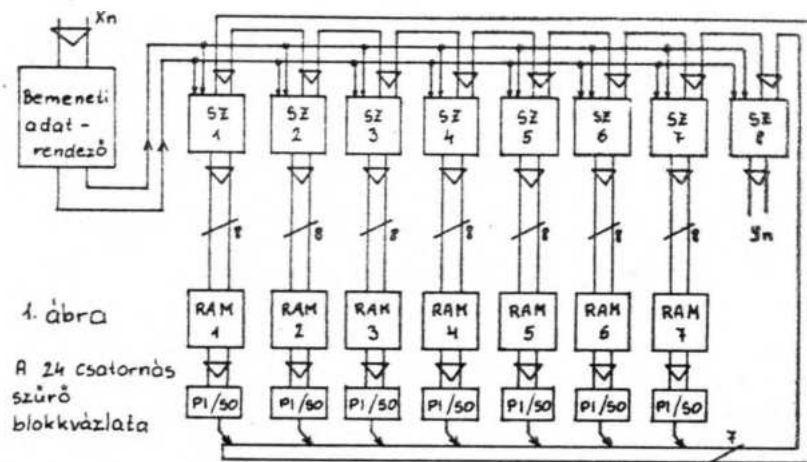
A bemérés a számítógépes szimuláció segítségével generált nyom-
követő programrendszer támogatásával, speciális mérési elrende-
zések, célműszerek és mérőeszközök segítségével lehetséges.

A bemérés alapvetően két fázisra osztható, a statikus és dina-
mikus szakaszra.

A statikus mérés során az időmultiplex szűrő minden csatornája
ugyanazt a fix bemeneti mintasorozatot kapja gerjesztésnek, és
a válaszfüggvény a nyomkövető programrendszer segítségével el-
lenőrizhető.

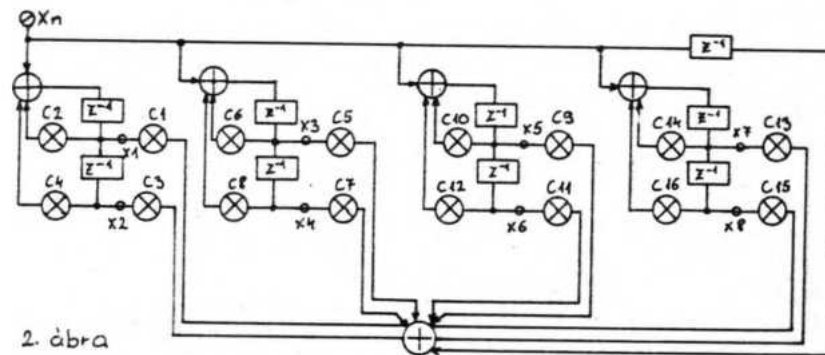
Dinamikus mérésnél a digitális szinuszmintákat előállító cél-
műszer illetve a D/A konverter csatlakozói közé helyezett i-
dőmultiplex szűrő szinuszos gerjesztésre mérhető spektruma
alapján ellenőrizhető a specifikáció kielégítése.

A 3. ábrán látható mérési elrendezésbe helyezett 72 csatornás
nyolcadfokú 2 kHz-es aluláteresztő szűrő 1 csatornájának át-
viteli karakterisztikája a 4. ábrán látható, 0-20 kHz-es frek-
venciatartományban.



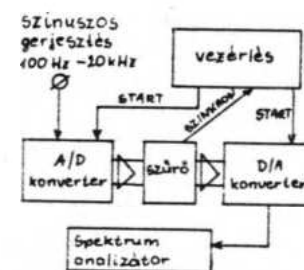
1. ábra

A 24 csatornás
szűrő
blokkvázlata

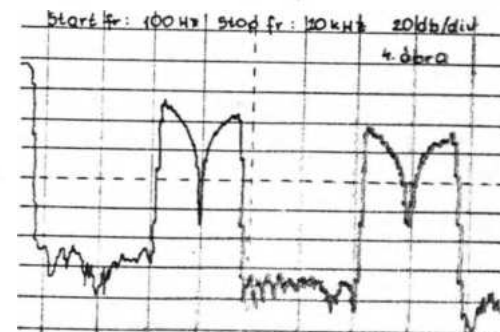


2. ábra

Nyolcadfokú párhuzamos rendszer Y_n



3. ábra Mérés elrendezés



A MOMENTÁN FOURIER TRANSZFORMÁCIÓ /MFT/

Dudás J., Stipkovits Á., Stipkovits I., Dr. Simonyi E.

A Diszkrét Fourier Transzformáció /DFT/ N darab egymást követő diszkrét időmintából $x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}$ / N darab diszkrét spektrumértéket $c_0, c_1, c_2, \dots, c_{N-1}$ / állít elő az alábbi definíciós összefüggés szerint:

$$c_k = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot n}$$

A c_k spektrumkomponenseket $0 \leq k \leq N-1$ sorindex, az x_n diszkrét időmintákat $0 \leq n \leq N-1$ oszlopindex szerint oszlopvektorokba rendezve, a definíciós egyenletet

$$\bar{C} = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{N-1} \end{bmatrix} \quad \bar{X} = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} \quad \text{oszlopvektorok között} \quad \bar{C} = \frac{1}{N} \bar{F} \cdot \bar{X}$$

mátrix szorzás is leírja, ahol $\bar{F}$ quadratikuss mátrix /Fourier mátrix/ általános eleme:

$$F(k, n) = e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot n} = w^{k \cdot n}$$

Az $\bar{F} \cdot \bar{X}$ mátrix-oszlopvektor szorzás eredménye skalárral szorzott oszlopvektorok összegeként is előállítható.

$$\bar{F} \cdot \bar{X} = \bar{F}_0 \cdot x_0 + \bar{F}_1 \cdot x_1 + \bar{F}_2 \cdot x_2 + \dots + \bar{F}_{N-1} \cdot x_{N-1}$$

$\bar{F}_n$ oszlopvektorok egy mértani sor tagjai, ahol a quotiens egy balról szorzó diagonál mátrix - w - melynek értéke:

$$\bar{w} = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & w & & \\ & & w^2 & \\ & & & \ddots \\ & & & & w^{N-1} \end{bmatrix}$$

A mértani sor első /0.indexű/ tagja az N elemű összegző vektor,

$$\bar{F}_0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

a magasabb indexű tagokra érvényes, hogy

$$\bar{F}_{n+1} = \bar{w} \cdot \bar{F}_n$$

A quotiens mátrix N-edik hatványa, mellyel az

$$\bar{F}_N = \bar{w}^N \cdot \bar{F}_0$$

elem képezhető, éppen az egységmátrix, hiszen

$$(w^{k \cdot n})^N = e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot n \cdot N} = 1$$

így: $\bar{F}_N = \bar{F}_0$ / k és n egész/

A c oszlopvektorral jellemzett DFT spektrumkép / ill. annak N-szeres szorzata/ az

$$N\bar{C} = \bar{F}_0 \cdot x_0 + \bar{F}_1 \cdot x_1 + \bar{F}_2 \cdot x_2 + \dots + \bar{F}_{N-1} \cdot x_{N-1}$$

összefüggés szerint az x regisztrátumvektor elemeivel súlyozott mértani sor összegeként állítható elő:

Ablakozza az f/t/ időfüggvényt t_1 időpillanattól az

$$f_A^i = 1(t_i - T) - 1[t_i - (T + N \cdot \Delta T)]$$

$t_{i+1} = t_i + \Delta T$ időpillanattól kezdődően pedig a

$$f_A^{i+1} = 1[t_i - (T + \Delta T)] - 1[t_i - (T + (N+1) \cdot \Delta T)]$$

egy mintavételi időtartammal ΔT / eltolts - ugyanolyan hosszúságú $T_p = N \cdot \Delta T$ / ablakfüggvény,

Az így nyert véges időtartamú függvényből mintavételezéssel az

$$\bar{X}^i = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} \quad \text{és az} \quad \bar{X}^{i+1} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix}$$

regisztrátumok állíthatók elő. A regisztrátumokat $N \cdot \Delta T$ szerint periodikussá téve a

$$\bar{C}^i = \frac{1}{N} \bar{F} \cdot \bar{X}^i \quad \text{és a} \quad \bar{C}^{i+1} = \frac{1}{N} \bar{F} \cdot \bar{X}^{i+1}$$

DFT-k képezhetők - azzal a feltételezéssel, hogy ezek egyáltalán léteznek.

Az egyes regisztrátumokra a súlyozott mértani sor összegeket felírva:

$$\bar{N}C^i = \bar{F}_0 \cdot x_0 + \bar{F}_1 \cdot x_1 + \bar{F}_2 \cdot x_2 + \dots + \bar{F}_{N-1} \cdot x_{N-1}$$

$$\bar{N}C^{i+1} = \bar{F}_0 \cdot x_1 + \bar{F}_1 \cdot x_2 + \dots + \bar{F}_{N-2} \cdot x_{N-1} + \bar{F}_{N-1} \cdot x_N$$

képezve az $\bar{N}C^{i+1} = \bar{W}^{-1} \cdot \bar{N}C^i$ különbséget, valamint az $i+1$ -edik mintával lezáruló regisztrátumhoz a $\bar{C}^{i+1}$ -edik spektrumképet rendelve az alábbi összefüggés adódik

$$\bar{N}C^{i+1} = \bar{W}^{-1} [\bar{N}C^i + \bar{F}_0 \cdot (x_{i+1} - x_{i+1-N})]$$

mely a Momentán Fourier Transzformáció - MFT - alapvető összefüggése.

Az Inverz Diszkrét Fourier Transzformáció /IDFT/

$$\bar{x} = \bar{F}^{-1} \cdot N \cdot \bar{C}$$

mátrix egyenletében az inverz Fourier mátrix általános eleme:

$$\bar{F}^{-1}(k, n) = \frac{1}{N} \cdot W^{-k \cdot n}$$

A mátrixegyenletet x_i -vel kezdődő regisztrátumra kifejtve:

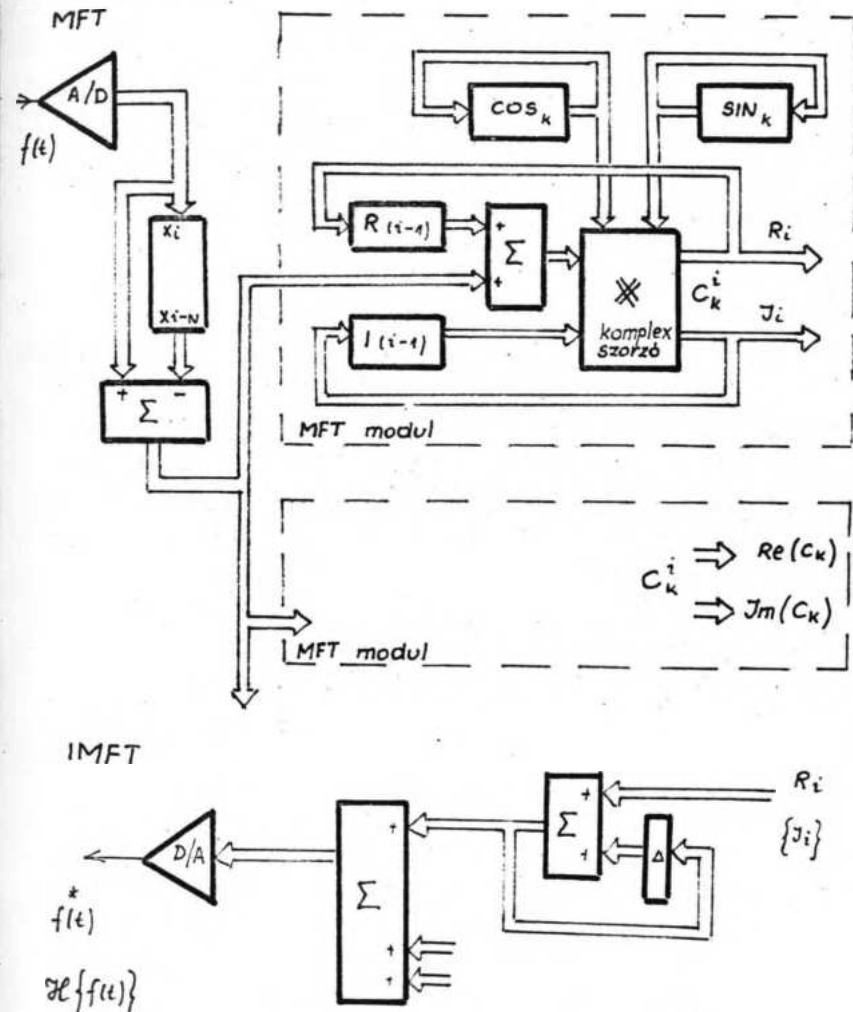
$$\begin{bmatrix} x_i \\ x_{i+1} \\ x_{i+2} \\ \vdots \\ x_{i+N-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^{-1} & W^{-2} & \dots & W^{-(N-1)} \\ 1 & W^{-2} & W^{-4} & \dots & W^{-2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{-(N-1)} & W^{-2(N-1)} & \dots & W^{-(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \cdot N \cdot \begin{bmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_{N-1} \end{bmatrix}$$

az i -edik minta egyszerű szummázással nyerhető

$$x_i = \sum_{k=0}^{N-1} C_k^i$$

Az összefüggés az Inverz Momentán Fourier Transzformáció alapvető egyenlete.

MFT környezetben az idősor visszaállításához nem szükséges komplex szorzás, mivel az $i+n$ -edik minta az $i+n$ -edik spektrumképből származtatható az alapegyenlet szummázásának megfelelően.



Az MFT és az IMFT adatfolyamata

ANALÓG DISZKRÉT IDEJŰ SPEKTRUMANALIZIS

Káldy Csaba, Őry Zsolt

1./ Bevezetés

Analóg diszkrét idejű spektrumanalízis áramköri megvalósítása a CCD /töltéscsatolt eszköz/ áramkörök [1] fejlődésével lehetővé vált.

A RETICON R5601 típusú áramköre egy tokba integrált négy maszk-programozott 512 pontos transzverzális szűrőt tartalmaz. [2] Az analóg jel spektrumát a Diszkrét Fourier Transzformáltból /DFT/ számítjuk ki. A DFT kiszámítását a Chirp-Z transzformáció, a CZT algoritmus segítségével is végezhetjük. [3] Az előadás célja bemutatni a spektrum számításának elvét és áramköri megvalósítását.

2./ A spektrum számításának elve.

A Diszkrét Fourier Transzformáció /DFT/ egyenlete:

$$F_k = \sum_{n=0}^{N-1} f_n \cdot e^{-i2\pi nk/N}$$

f_n : komplex számokból álló sorozat, mely az $n=0,1,\dots,N-1$ időpontokban van értelmezve.

F_k : f_n sorozat DFT-je

A kitevőben lévő $2nk$ faktor helyettesíthető a Bluestein-féle

$$2nk = n^2 + k^2 - (k-n)^2$$

azonossággal.

Ekkor az egyenlet:

$$F_k = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\underbrace{\left(f_n e^{-i\pi n^2/N} \right)}_{\text{előszorzás}} \underbrace{e^{i\pi (k-n)^2/N}}_{\text{utószorzás}} \right] e^{-i\pi k^2/N}$$

A fenti egyenlet, a CZT algoritmus a következő három műveletből áll:

1. Az f_n diszkrét idejű sorozatot előszorozzuk az $e^{-i\pi n^2/N}$ komplex faktorról.
2. Az előző előszorzott sorozat és az $e^{i\pi (k-n)^2/N}$ sorozat konvolúció összegét vesszük, mely egy lineáris szűrés.
3. Végül a szűrés után kapott sorozatot utószorozzuk az $e^{-i\pi k^2/N}$ faktorról.

Esetünkben fázisinformációra nincs szükség, így a teljesítményspektrum:

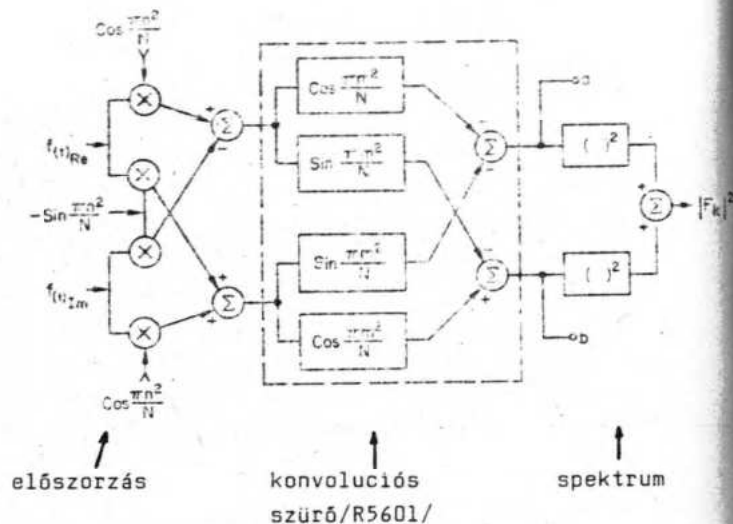
$$|F_k|^2 = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \left(f_n e^{-i\pi n^2/N} \right) e^{i\pi (k-n)^2/N} \right|^2$$

Tehát az utószorzást nem kell elvégezni.

Az áramköri megvalósításnál lényeges, hogy minden újabb bemeneti mintára egy új spektrummintát kapjunk. Ezért a CZT algoritmus folyamatos, vagy "sliding" változatával kell számolnunk:

$$|F_k^s|^2 = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \left(f_{n+k} e^{-i\pi n^2/N} \right) e^{i\pi (k-n)^2/N} \right|^2$$

A CZT algoritmus megvalósításának elvi sémáját láthatjuk az ábrán



A spektrum számításának blokk-sémája

3. Áramköri megvalósítás

Az ábrán látható CZT algoritmust egy közepes méretű NYÁK-lapon meg lehet valósítani.

Az előszorzás, mivel a bemenő jelsorozat képzetes része nulla, egyszerűvé válik. Bemeneti erősítő után egy mintavevő tartó áramkör kimenetén diszkrét idejű analóg jelet kapunk. Az előszorzást két MDAC /szorzó típusú digitálisanálóg konverter/ végzi, a sin és cos minták egy-egy 512x8 bites ROM-ban vannak.

Az így nyert két előszorzott jel a konvolúciós szűrőbe kerül. Az R5601 típusú szűrő egy 22 lábu dual-in-line tokban kapható CCD transzverzális szűrő.

Ebbe az egy tokba van integrálva a négy 512 pontos szűrő, mely kiszolgálja mind a két utat. A szűrő dinamikatartománya 60 dB, maximális mintavételi frekvencia 4 MHz. A szűrő két kimenete a négyzetre emelő áramkörbe kerül.

mely analóg szorzóból és logaritmikus erősítőből áll.

A kimenő erősítőn megkapjuk a diszkrét idejű teljesítmény spektrumot.

A spektrumanalizátor áramkör mintavételi frekvenciája max. 100 kHz. Mivel a szűrő 512 pontos, felbontóképesség 200 Hz. Számítógépes kiértékelés esetén a spektrumot A/D konverter után 512x8 bites RAM mezőben célszerű tárolni, mivel ekkor adott RAM címhez egyértelműen rendelhető frekvenciaérték.

Irodalomjegyzék:

- 1 Dr. Simonyi Ernő: Digitális szűrők, Műszaki könyvkiadó, 1984
- 2 RETICON: R5601 Quad Chirped Transversal Filter, Data Sheet, 1978
- 3 L.R. Rabiner: The Chirp Z-Transform Algorithm, IEEE Transactions Audio Electroacoust., Vol. AU-17, pp.86-92, June 1969

STABILITÁSPROBLÉMAK A DIGITÁLIS JELFELDOLGOZÁSBAN

Hinsenkamp, László

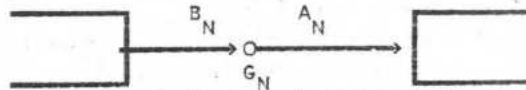
Bevezetés

A digitális jelfeldolgozó hálózatok a véges pontosságú számábrázolás miatt csak közelítőleg tekinthetők lineárisnak, ezért a lineáris hálózatokra alkalmazott stabilitáskritériumok nem biztosítják a nemlineáris effektusokkal terhelt digitális jelfeldolgozó hálózat stabilitását. Ujra kell fogalmazni a stabilitáskritériumokat [8], valamint új áramkörtervezési és vizsgálati eljárásokra van szükség a nemlineáris effektusokkal terhelt digitális jelfeldolgozó hálózat stabilitásának biztosítására. Az előadásban definiáljuk a jelfolyam hálózatok teljesítményfogalmát, és megmutatjuk, hogy hogyan fogalmazható meg a teljesítmény segítségével a nemlineáris stabilitás feltétele [2,3]. Ahhoz azonban, hogy a teljesítményfogalom célszerűen alkalmazható legyen, először megfontolásokat kell tenni az alkalmazott hálózati struktúrára [4,5,8].

Definíciók és alapfogalmak

1. Definíció

Egy jelfolyam hálózat egyszerűen csatolt, ha minden csomópontján egyetlen jel halad át. (1. ábra).



1. ábra. Egyszerűen csatolt jelfolyam hálózat egy csomópontja

Az 1. ábrán A és B az építőelemek (blokkok) ki- és bemenőjelei. Nagy betűvel a komplex amplitudót, kis betűvel az időfüggvényt jelöljük. G_N valós pozitív, konstans szám, amit a csomópont súlyának nevezünk.

2. Definíció

A pillanatnyi teljesítmény, ami az egyszerűen csatolt jelfolyam hálózat N. csomópontján áthalad:

$$P_N = a_N^2 G_N = b_N^2 G_N \quad 1$$

Egy K bementű ($k=1..K$) és L kimenetű ($l=1..L$) hálózat által disszipált pillanatnyi teljesítmény a

$$P = \sum_{k=1}^K a_k^2 G_k - \sum_{l=1}^L b_l^2 G_l \quad 2$$

kifejezéssel értelmezhető. Az átlagos teljesítmény pedig a

$$P = \sum_{k=1}^K |A_k|^2 G_k - \sum_{l=1}^L |B_l|^2 G_l \quad 3$$

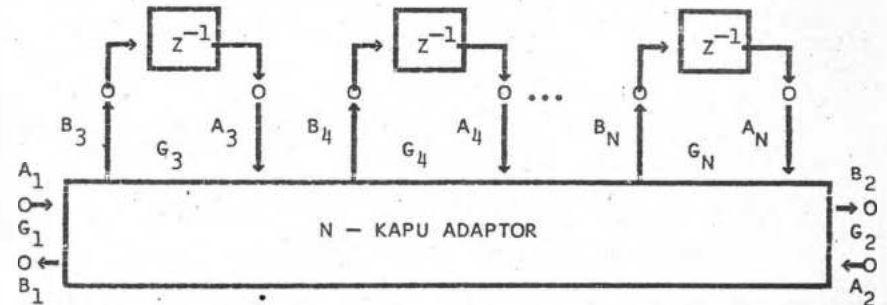
kifejezéssel.

A disszipált teljesítményre bizonyítás nélkül közöljük az alábbi tételt [2,4]:

1. Tétel

Az egyszerűen csatolt hálózat által disszipált teljesítmény egyenlő az egyes blokkok által disszipált teljesítmények összegével.

A digitális szűrők, ha kiemeljük a tároló elemeket, mindig modellezhetők egyszerű csatolási hálózatokkal (2. ábra). A ki- bemeneti jelpárok csomópontjaihoz azonos súlyt rendelünk. Az ilyen jelpárt kapunak és az ilyen csatolást kapunkénti csatolásnak nevezzük, ami az egyszerű csatolásnak egy speciális esete.



2. ábra. Digitális szűrő

Ha egy építőelemre (blokkra) teljesül, hogy:

$$P \geq 0, \quad 4.a$$

akkor azt mondjuk, hogy passzív, illetve, ha speciálisan:

$$P = 0, \quad 4.b$$

akkor azt mondjuk, hogy veszteségmentes. Az első tétel következménye a

2. Tétel

Passzív blokkokból felépített egyszerű csatolási jelfolyam hálózat passzív.

Nemlineáris stabilitás

A 2. ábra szerinti digitális szűrőben a t_m időpillanatban tárolt teljesítmény [2]:

$$P(t_m) = \sum_{v=3}^N G_v b_v^2(t_m), \quad G_v > 0, \quad 5$$

ahol b_v a v . kapu kimenőjele. A pillanatnyi tárolt teljesítmény megváltozása:

$$\Delta p(t_m) = p(t_m) - p(t_{m-1}) \quad 6$$

Mivel:

$$b_v(t_{m-1}) = a_v(t_m) \quad 7$$

ezért a tárolt teljesítmény megváltozása:

$$\Delta p(t_m) = \sum_{v=3}^N G_v [b_v^2(t_m) - a_v^2(t_m)] \quad 8$$

Az N -kapu adaptor által a t időpillanatban disszipált teljesítmény a 2. összefüggés alapján:

$$p_A(t_m) = \sum_{v=1}^N G_v [a_v^2(t_m) - b_v^2(t_m)] \quad 9$$

és a tárolt teljesítmény megváltozására a 8. és 9. összefüggés alapján írhatjuk:

$$\Delta p(t_m) = -p_A(t_m) + \sum_{v=1}^2 G_v [a_v^2(t_m) - b_v^2(t_m)] \quad 10$$

A memóriamentes N -kapu adaptorra a passzivitás fogalmát a 4.a összefüggésből a pillanatértékekre általánosíthatjuk:

$$p_A(t_m) \geq 0, \quad \forall t_m \quad 11$$

Feltételezve, hogy a bemenőjelek nullák és az N -kapu adaptor passzív, a tárolt teljesítmény megváltozására a 10. és a 11. összefüggés alapján írható:

$$\Delta p(t_m) \leq -G_1 b_1^2(t_m) - G_2 b_2^2(t_m) \leq 0 \quad 12$$

A 12. összefüggés szerint a tárolt teljesítmény minden időpillanatban negatív, azaz a 8. összefüggés alapján a tárolók bemenőjele négyzetes összege mindig kisebb, mint a kimenőjelek négyzetes összege, végső soron az N -kapu adaptor összes kimenőjele nullához tart. Az ebben az értelemben vett stabilitást a véges pontosságú számbábrázolás ellenére úgy lehet megtartani, ha kerekítés helyett abszolútérték-csonkolást végzünk, azaz b_{0v} -vel jelölve a véges pontosságú jelet:

$$|b_{0v}| < |b_v| \quad 13$$

Meg lehet mutatni, hogy a passzív hálózatok ennél bonyolultabb stabilitáskritériumoknak is elegendenek [2,5,6,8,9], valamint azt, hogy a veszteségmentes hálózatok kedvező zaj és érzékenység-tulajdonságokkal rendelkeznek. Látni kell azonban, hogy ehhez nem elegendő a blokkok passzivitása illetve veszteségmentessége, hanem a hálózat struktúrájára is megkorlátozásokat kell tenni [4].

Irodalom:

- [1] Büttner, M.: A Novel Approach to Eliminate Limit Cycles in Digital Filters with a Minimum Increase in the Quantization Noise. Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, München 1976 S. 291 - 298.
- [2] Fettweis, A.: Pseudopassivity, Sensitivity and Stability of Wave Digital Filters. IEEE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT-19, No 6 Nov. 1972. pp 668 - 673.
- [3] Fettweis, A., Meerkötter, K.: Suppression of Parasitic Oscillation in Wave Digital Filters. IEEE Trans. on Circuits and Systems. Vol. CAS-22, No 3. March. 1975. pp. 239 - 246.
- [4] Hinsenkamp L.: Digitális szűrők. Kézirat, Mérnöki Továbbképző Intézet. Megjelenés alatt.
- [5] Kiebertz, R.B, Laurence, U.B, Mina, V.K.: Control of Limit Cycles in Recursive Digital Filters by Randomized Quantization. IEEE Trans. Circuits and Systems Vol. CAS-24, June 1977. pp. 291 - 299.
- [6] Meerkötter, K.: Incremental Pseudopassivity of Wave Digital Filters. Proc. First European Signal Processing Conf., EUSIPCO-80, Lausanne, Switzerland, Sept. 16 - 19, 1980. pp. 27 - 31.
- [7] Mitra, D, Lawrence, V.B.: Controlled Rounding Arithmetics for Second-Order Direct-Form Digital Filters that Eliminate All Self-Sustained Oscillations. IEEE Trans. Circuits and Systems. Vol. CAS-28, Sept. 1981. pp. 894 - 905.
- [8] Vairavanathan P.P, Mitra, S.K.: Passivity Properties of Low-Sensitivity Digital Filter Structures. IEEE Trans. on Circuits and Systems. Vol. CAS-32, No 3 March. 1985. pp 217 - 223.
- [9] Wilson, A.N.: Some Effects of Quantization and Adder Overflow on the Forced Response of Digital Filters. BSTJ, April. 1972. pp 863 - 887.

ÁRAMKÖRTERVEZÉSI MÓDSZEREK A TÖBBDIMENZIÓS DIGITÁLIS JELFELDOLGOZÁS TERÜLETÉN

Kapitányfy Krisztina, Havasiné Zentai Edit, Rubik Péter Pálné

1. Bevezetés

A digitális jelfeldolgozás területén a figyelem az utóbbi években egyre inkább a többdimenziós rendszerek felé fordult. Mivel ezek kezelése az egydimenziós esethez képest lényegesen több adat tárolását és a számítástechnikai komplexitás megnövekedését teszi szükségessé, a többdimenziós rendszerek térhódítása alapvetően a technológia fejlődésével vált lehetségessé. A gyorsabb, olcsóbb, nagyobb integráltsági fokú áramkörök azonban nem oldottak meg minden problémát, mert bár az egydimenziós összefüggések többsége viszonylag egyszerűen általánosítható, a többdimenziós jelek feldolgozása számos, részben mind a mai napig megoldatlan kérdést vetett fel. Ezek a nehézségek döntően abból a tényből fakadnak, hogy az algebra alaptétele nem érvényes többdimenziós esetben, azaz a többdimenziós transzfer függvények nem bonthatók alacsonyabb fokszerű faktorok szorzatára.

A jelen előadásnak az a célja, hogy vázlatos áttekintést adjon a többdimenziós szűrők tervezése és megvalósítása terén elért eredményekről. A második fejezet címszavas matematikai összefoglalója után a harmadik rész FIR-, a negyedik IIR-szűrőkkel foglalkozik.

2. A többdimenziós jelfeldolgozás matematikai alapjai

Az alábbiakban helyhiány miatt csupán felsoroljuk azokat az összefüggéseket és számítástechnikai módszereket, amelyek az egydimenziós esetből közvetlenül adaptálhatók. Részletesebb tanulmányozás céljából az egydimenziós rendszerek matematikai alapjainak tekintetében az [1], a többdimenziós jelfeldolgozás vonatkozásában a [2] referenciát ajánljuk.

A többdimenziós jelfeldolgozás terén kiemelt jelentőségűek az alábbi fogalmak /ld. a fenti irodalmakban/:

- szeparábilis, véges kiterjedésű és periodikus sorozatok

- lineáris, shift-invariáns rendszerek
- többdimenziós Fourier-, diszkrét Fourier- és z-transzformált, valamint a konvolúció és a cirkuláris konvolúció /egy dimenzióból általánosítva/

Az érdekesség kedvéért megemlítjük, hogy nemcsak a többdimenziós jelfeldolgozás tekinthető úgy, mint az egydimenziós általánosítása. Ez fordítva is igaz lehet, például a több egydimenziós be-, illetve kimenettel rendelkező /pl. reziduális/ rendszerek, illetve az egydimenziós DFT dekompozíciója esetén [2], [3].

3. Többdimenziós FIR-szűrők

Annak következtében, hogy a FIR-szűrők tetszőleges dimenziószám esetén is stabilak, az egydimenziós tervezési módszerek viszonylag könnyen általánosíthatók. A különbség főként abban nyilvánul meg, hogy mivel a többdimenziós transzfer függvény általában nem hozható a konkrét áramköri megvalósítás által kívánt formára, a tervezést a későbbi realizáció ismeretében kell elvégezni. Például, ha egy kétdimenziós, $N_1 N_2$ pontos, $x(n_1, n_2)$ bemenő, $y(n_1, n_2)$ kimenő és $h(n_1, n_2)$ impulzusválasz-sorozattal jellemzett FIR-szűrőt az

$$y(n_1, n_2) = \sum_{k_1=0}^{N_1-1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} h(k_1, k_2) \cdot x(n_1 - k_1, n_2 - k_2) \quad (1)$$

összefüggés alapján kívánunk realizálni, minden kimeneti minta számításához $N_1 N_2$ szorzást és $N_1 N_2 - 1$ összeadást kell elvégezni, valamint szükség van a bemeneti minták N_2 sorának vagy N_1 oszlopának tárolására. Ha azonban ugyanezt a szűrőt a megfelelő Fourier-transzformáltak segítségével az

$$Y(\omega_1, \omega_2) = X(\omega_1, \omega_2) H(\omega_1, \omega_2) \quad (2)$$

egyenlet szerint valósítjuk meg, akkor a bemeneti jel összes, $N_1 N_2$ mintáját tárolni kell, az elvégzendő műveletek száma azonban csökken.

Természetesen a fenti klasszikus realizációk mellett többdimenziós esetre is általánosítható az ablak módszer, a frekvencia-mintavételezés és az optimális FIR-szűrő tervezés. Ezekon kívül

számos olyan eljárást publikáltak, amelyek az egydimenziós frekvenciaválaszt az $\omega=f(\omega_1, \omega_2)$ vagy az egydimenziós transzfer függvényt a $z=g(z_1, z_2)$ transzformációval kétdimenzióssá alakítják [2].

4. Többdimenziós IIR-szűrők

A többdimenziós IIR-szűrők tervezése két alapvető problémát vet fel: a rekurzív számolhatóság és a stabilitás kérdését. Tekintsük az alábbi kétdimenziós differenciaegyenletet:

$$y(n_1, n_2) = \sum_{r_1, r_2} a(r_1, r_2) x(n_1 - r_1, n_2 - r_2) - \sum_{k_1, k_2} b(k_1, k_2) y(n_1 - k_1, n_2 - k_2) \quad /3/$$

$(k_1, k_2) \neq (0, 0)$

ahol $a(r_1, r_2)$ és $b(k_1, k_2)$ az impulzusválasz-függvény együtthatói. Egy IIR-szűrő akkor rekurzíven számolható, ha létezik a kimeneti mintáknak olyan sorrendje, hogy mindegyik minta a fenti egyenletből számítható.

Az IIR-szűrők stabilitásának kérdése a többdimenziós jelfeldolgozás legkevésbé megoldott problémája. A leggyakrabban alkalmazott, ún. BIBO-kritérium /mely szerint egy stabil szűrő véges bemenetre véges kimenetet állít elő/ nem teljesen alkalmas a stabilitás megállapítására. A többi, ennél precízebb módszer vagy nem általános, vagy csak igen nehezen kezelhető. Ezért az IIR-szűrők tervezésekor vagy az algoritmusba kell viszonylag bonyolult stabilitási tesztek építeni, vagy olyan eljárásokat kell alkalmazni, amelyek egy instabil szűrőt utólag stabilá alakítanak.

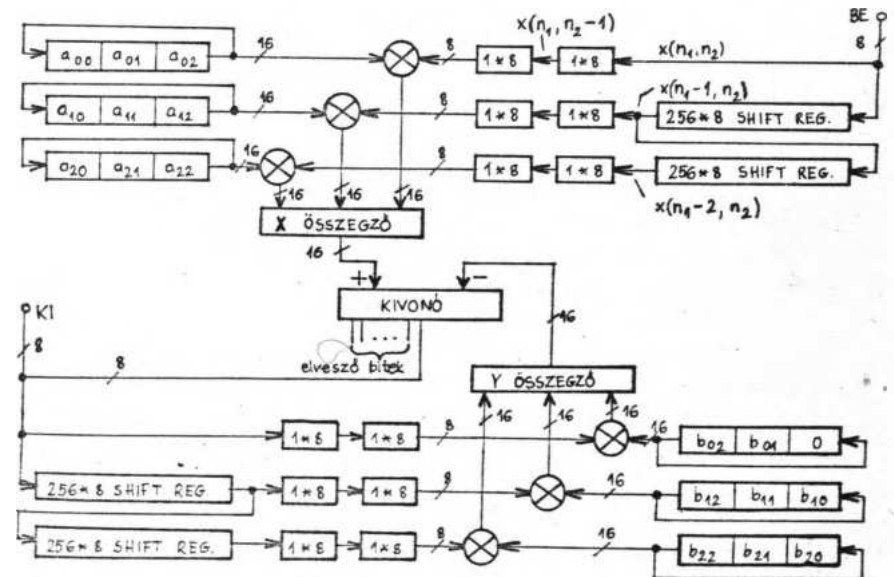
A többdimenziós IIR-szűrők klasszikus megvalósítása a /3/ egyenleten alapul. Az 1. ábra egy $256 \cdot 256$ pontos kép feldolgozására használt, 8 bites be- és kimenettel, valamint 16 bites belső műveletvégzési szóhosszal rendelkező másodfokú IIR-szűrő blokkdiagramját mutatja [4]. Bár a kétdimenziós transzfer függvények általában nem bonthatók egyszerűbb függvények szorzatára, az 1. ábra szerinti alaptagok kaskád kapcsolásával gyakran lehetséges bonyolultabb IIR-szűrők szintetizálása.

A klasszikus módszer mellett a többdimenziós IIR-szűrők

tervezésére leggyakrabban tér- és frekvenciatartományi iterációs eljárásokat, állapotváltozós és a már FIR-szűrőknél is említett transzformációs algoritmusokat használnak.

Irodalomjegyzék

- [1] Dr. Simonyi Ernő: "Digitális szűrők. A digitális jelfeldolgozás alapjai", Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1984
- [2] D.E. Dudgeon, R.M. Mersereau: "Multidimensional Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc., 1984
- [3] Kapitány Krisztina: "Kódkonverziók elmélete és alkalmazásai", Egyetemi doktori értekezés, 1984
- [4] H. Jaggernauth, A.N. Venetsanopoulos: "Real-Time Image Processing Through Distributed Arithmetic", Proc. ISCAS'83, Newport Beach, CA., vol.1., pp. 394-397



1. ábra: Kétdimenziós, másodfokú, szorzókkal felépített IIR-szűrő kapcsolási vázlata

1. A Wigner-transzformált származtatása

A klasszikus, stacionárius folyamatokra értelmezett spektrum általánosításának egy lehetősége: valamely nem stacionárius folyamatot elemi szakaszokként stacionárius folyamatokból összetettnek képzelni. Ezután nem stacionárius folyamat spektrumát a stacioner folyamatok spektrumából összetettként értelmezzük. A felosztást minden határon túl folytatva adódik a folytonosan változó, időfüggő spektrum fogalma, vagyis a "spektrum" kétváltozós (t, ω) függvény lesz.

Az idő- és frekvenciatartománybeli egyidejű karakterizáció történhet együttes eloszlásfüggvénnyel is. Legyen egy $x(t)$ realizációhoz tartozó együttes eloszlásfüggvény $F(t, \omega)$, amely-lyel szemben a jelanalízis szempontjai szerint támasztott alapvető követelmények:

- (1) $\int_{-\infty}^{+\infty} F(t, \omega) d\omega = |x(t)|^2$
- (2) $\int_{-\infty}^{+\infty} F(t, \omega) dt = |X(\omega)|^2$
- (3) $F(t, \omega) > 0 \quad \forall t, \forall \omega$

Kimutatható, hogy az (1) és (2) feltételeket kielégítő legáltalánosabb kifejezés

$$(4) F(t, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i(\xi t - \tau\omega - \zeta\omega)} \phi(\xi, \tau) x(u + \tau/2) x^*(u - \tau/2) du d\tau d\xi$$

ahol a $\phi(\xi, \tau)$ a $\phi(0, \tau) = 1$ és $\phi(\tau, 0) = 1$ feltételeket kielégítő, egyébként tetszőleges alakú magfüggvény.

A $\phi(\xi, \tau) \equiv 1 \quad \forall \xi, \forall \tau$ választással élve adódik az úgynevezett Wigner-transzformált.

Időben folytonos jelekre a definíciós alapösszefüggések:

$$(5) W(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega\tau} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) d\tau$$

ill. a spektrummal kifejezve:

$$(6) W(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega\tau} X(\omega + \tau/2) X^*(\omega - \tau/2) d\tau$$

A transzformált néhány fontosabb tulajdonsága:

P1. A Wigner-transzformált mindig valós: $W(t, \omega) = W^*(t, \omega)$

P2. Eltolás: $x(t) \rightarrow W(t, \omega) \quad x(t - t_0) \rightarrow W(t - t_0, \omega)$

P3. Moduláció: $x(t) \rightarrow W(t, \omega) \quad e^{j\omega_0 t} x(t) \rightarrow W(t, \omega - \omega_0)$

P4. $\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W(t, \omega) d\omega = |x(t)|^2$

P5. $\int_{-\infty}^{+\infty} W(t, \omega) dt = |X(\omega)|^2$

P6. $\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} W(t, \omega) d\omega dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt$

P7. Időben és frekvenciában véges tartójú jelekre:

ha $x(t) = 0 \quad t < |T|$, akkor $W(t, \omega) = 0 \quad t < |T|$

ha $X(\omega) = 0 \quad \omega < |\Omega|$ akkor $W(t, \omega) = 0 \quad \omega < |\Omega|$

P8. $w(t)$ függvénnyel való ablakolás (pseudó WD)

$$\tilde{W}_x(t, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W_x(t, \eta) W_w(0, \omega - \eta) d\eta$$

A Wigner-transzformált értelmezhető időben diszkrét jelekre is. Egy $x(n)$ sorozathoz tartozó transzformált:

$$(7) W(n, \theta) = 2 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e^{-j\theta k} x(n+k) x^*(n-k)$$

ill. a spektrummal kifejezve:

$$(8) W(n, \theta) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{j\theta\zeta} X(\theta + \zeta) X^*(\theta - \zeta) d\zeta$$

Az időben folytonos jelekre értelmezett transzformált 2π értékkel periódikus, míg az időben diszkrét esetben π értékkel. A diszkrét változat tulajdonságai a π -vel való periodicitás következményeitől eltekintve hasonlóak az időben folytonos jelre értelmezett transzformáltéhoz.

2. A Wigner-transzformált számítása minták alapján

A Wigner-transzformált számításához elvileg végtelen integrálok kiértékelésére van szükség a jel $(-\infty, +\infty)$ intervallumbeli értékei alapján. Sávkorlátozott esetben a transzformált számítható a jelből vett minták alapján.

P7 szerint, ha $X(\omega) = 0 \quad |\omega| > \omega_c$ akkor $W(t, \omega) = 0 \quad |\omega| > \omega_c$. Ekkor az interpolációs összefüggés szerint:

$$(9) x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \frac{\sin \pi(t/T - k)}{\pi(t/T - k)} \quad (T \leq \frac{\pi}{\omega_c}).$$

A transzformált tulajdonságait kihasználva:

$$(10) W(0,0) = 2T \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) x^*(-kT) \quad T \leq \frac{\pi}{\omega_c}$$

A Wigner-transzformált minták alapján történő meghatározásához az átlapolódások elkerülésére kisebb mintavételi periódusra van szükség ($T' \leq \pi/(\omega_c + |\omega|)$):

$$\begin{aligned} (11) W(t,\omega) &= 2T' \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t - j\omega k T'} x(t+kT') e^{j\omega t - j\omega k T'} x^*(t-kT') = \\ &= 2T' \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-2j\omega k T'} x(t+kT') x^*(t-kT') \end{aligned}$$

Elvileg ez azt jelenti, hogy a mintavételi frekvencia ω -tól függ. Azonban a sávkorlátozottság miatt $|\omega| \leq \omega_c$, így választható $T' \leq \pi/2\omega_c$. Vagyis a Wigner-transzformált a Nyquist-frekvenciánál kétszer nagyobb mintavételi frekvenciával nyert mintákból visszaállítható. Látható, hogy $W(t,\omega)$ rögzített ω -ra olyan időfüggvény, amely $2\omega_c$ értékkel sávkorlátozott, így az átlapolódás elkerülésére $T \leq \pi/2\omega_c$ értékkel kell mintavételezni. $W(t,\omega)$ egyes mintái:

$$(12) W(nT,\omega) = 2T \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j2\omega k T} x[(n+k)T] \cdot x^*[(n-k)T] \quad T \leq \pi/2\omega_c$$

A keresett transzformált a minták alapján az interpolációs összefüggéssel állítható elő:

$$(13) W(t,\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} W(nT,\omega) \frac{\sin \pi(t/T - n)}{\pi(t/T - n)} \quad T \leq \pi/2\omega_c$$

Ezen összefüggés szolgált egyúttal az időben diszkrét jelek Wigner-transzformáltjának definiálására.

3. Véges időtartamú jelek Wigner transzformáltjának számítása

A Wigner-transzformált meghatározásánál fellépő végtelen integrálok, ill. végtelen összegek kiértékelése a gyakorlatban véges időtartamú ablakolással enyhíthető. Mint az előzőekben

láttuk, sávkorlátozott $x(t)$ jel esetén a transzformált minták alapján, azaz egy $x(n)$ időben diszkrét jelsorozatból meghatározható. A P7. tulajdonság alapján, ha $x(n) = 0$, $|n| \geq 2N-1$, akkor $W(n,0) = 0$ $|n| \geq 2N-1$. Ismert, hogy véges sorozat visszaállítható megfelelő módon való mintavételezéssel kapott mintákból interpolációval. A $(-\pi, +\pi)$ intervallumon értelmezett interpolációs összefüggés:

$$(14) W(n, \theta/2) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} W(n, m, \theta_M/2) \frac{\sin M(\theta - \theta_M)/2}{M \sin(\theta - \theta_M)/2},$$

ahol $\theta_M = 2\pi/M$ és $M=2N-1$ (M nagyobb vagy egyenlő, mint a sorozat hosszúsága). Az összefüggésben szereplő minták számítására szolgáló formula:

$$(15) W(n, m\pi/M) = 2 \sum_{k=-N+1}^{N-1} e^{-jkm(2\pi/M)} x(n+k) x^*(n-k).$$

A jobboldal az $x(n+k)x^*(n-k)$ sorozat ($k \in -N+1, \dots, N-1$) rögzített n melletti M -pontos diszkrét Fourier-transzformáltjaként (DFT) értelmezhető, amely kiszámítására gyors algoritmusok ismertek. A mag előállításához minden n -re $M = 2N-1$ db szorzásra van szükség, míg a DFT FFT-vel való meghatározására $\frac{1}{2} M \log_2 M$ szorzásra (feltéve, hogy a transzformáció pontszáma kettő hatványa).

A műveletszám felére csökkenthető annak a ténynek a felhasználásával, hogy a Wigner-transzformált mindig valós, így egyetlen FFT algoritmussal egyidejűleg két különböző n értékre számítható a transzformált.

Hivatkozások:

Claasen, T.A.C.M. - Mecklenbräuker, W.F.G.: "The Wigner Distribution - a Tool for Time-Frequency Signal Analysis. I-II-III." Philips Journal of Research, vol. 25, 1980.

LSI DISZKRIMINÁTOROK NAGYSEBESSÉGŰ ALKALMAZÁSA

Gervai Miklós, Végh Gabriella, Öry Zsolt

A fáziszárt hurkokat széles körben alkalmazzák az elektronika számos területén. A felhasználói igények sokrétűsége a tervezés és a realizálás új utjait teremti meg. Előadásunkban LSI diszkriminátorral megvalósítható néhány olyan PLL strukturát tekintünk át, melyek elsősorban gyorsan változtatható frekvenciájú, nagycsatornaszámú szintetizátorok megvalósítására alkalmasak.

Nagy működési sebességű PLL tervezésénél a hurok jellegzetes frekvenciáit magasra kell választani a VCO bemenetére jutó referenciakérfrekvenciák zavarjel alacsony szinten való tartása mellett. E két ellentmondó feltételt egyidejűleg nagymeredekségű mintavető-tartó típusú fázisdiszkriminátor alkalmazásával elégíthetjük ki. Az ilyen diszkriminátor azonban — természetéből következően — a mintavételi periodusidő elenyésző részében működik lineáris tartományban. A nagy frekvenciátávolságokról való gyors befogás biztosítása céljából ezért szokásosan egy 3-state fázis-frekvenciadiszkriminátorral kiegészítve alkalmazhatjuk. A két diszkriminátor időosztásban működik

[1]. E helyen megismételjük a megoldás egyszerűsített blokk-sémáját /1. ábra/, valamint az 512 csatorna átugratásához tartozó tranziens időfüggvényét /2. ábra/. Jól megfigyelhető a VCO hangoló feszültségének kváziexponenciális jellege. Közismert, hogy a gyakorlatban realizált PLL-es szintézerek frekvenciaváltásához a referenciakérfrekvencia több tíz periódusának ideje szükséges. A referenciakérfrekvencia növelése tehát a frekvenciaváltás idejének abszolút értelmében való csökkentését okozza. Ezen esetben viszont ritkul a szintetizálható

frekvenciák raszttere. Feloldja az ellentmondást az ún.

"visszaosztásos" struktúra, mely egy - a végső specifikációhoz képest - M-szeres frekvenciákra tervezett PLL, a kimeneten egy M értékű frekvenciaosztóval ellátva. Ez a megoldás elvileg M-szeres sebességnövekedést jelent.

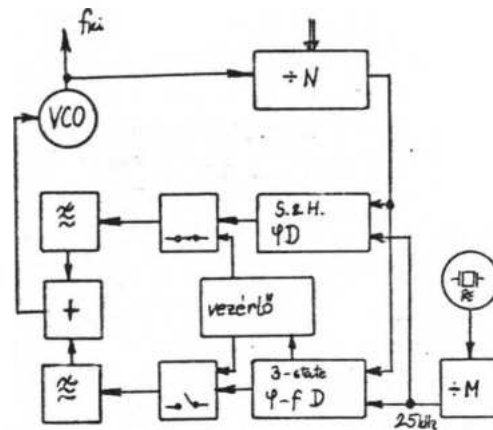
A visszaosztásos rendszerű PLL fontos alkotóeleme a többhurokos szintézereknek, ahol pl. a kettős referenciájú hurok referenciájaként szolgálhat [2,3,4].

Bármely többhurokos szintézer befogási sebességét végül is az alkalmazott leglassúbb elemi hurok befogási sebessége korlátozza. Pontos, tehát minden próbálkozás, mely arra irányul, hogy az egyhurokos PLL-referenciakérfrekvenciának kevesebb periódusideje alatt váltson frekvenciát.

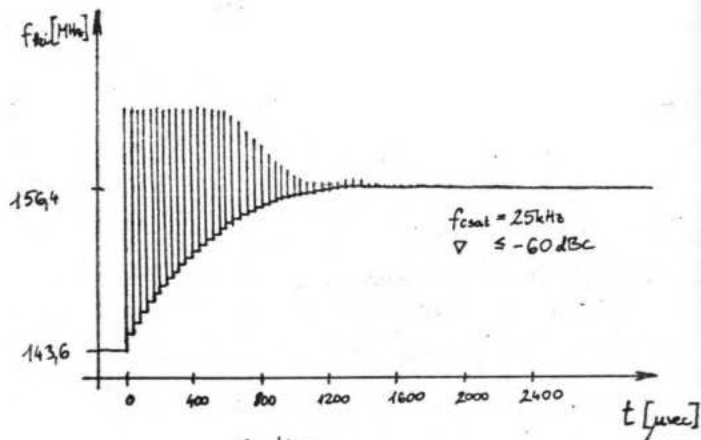
Igéretesnek tűnik például az az egyhurokos struktúra /3. ábra/, mely - megépítve - jelenlegi kísérleti állapotában is a 4. ábrán látható frekvenciaváltási tranzienszt produkálta. A 4. ábra közvetlenül összehasonlítható a 2. ábrával, u.i. mindkét tranziens 512 csatorna átugratását mutatja, a csatornatávolság 25 kHz, a kimeneti frekvenciasáv 143,6 ÷ 156,4 MHz, a 25 kHz-es periodikus zavarjelek szintje ≤ -60 dBc [5].

Irodalom:

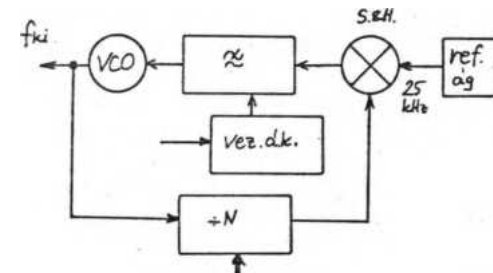
- [1] Gervai M., Vály L.: Indirekt analóg URH szintetizátor II. Országos Ifjúsági Távközlési Konferencia, Budapest, TKI, 1984.
- [2] Rohde, U.L.: Digital PLL Frequency Synthesizers Theory and Design, Prentice Hall, 1983.
- [3] Gervai M.: Beszámoló és belső tanulmány, TKI, 1984.
- [4] Dr. Grad J.: Szóbeli közlések 1984.
- [5] Gervai M.; Pintér R.; Makausz A.: Beszámoló és belső tanulmány, TKI, 1985.



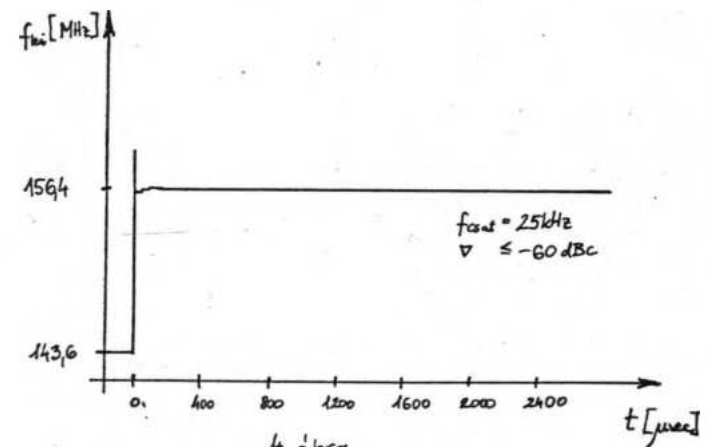
1. ábra
Kétdiszkriminátoros szintézer



2. ábra
Kétdiszkriminátoros szintézer frekvenciaváltási
transziense



3. ábra
Kísérleti szintézer egyvezénylésű változata



4. ábra
Kísérleti szintézer frekvenciaváltási
transziense

AZ INTEL D-2920 ANALÓG MIKROPROCESSZOR

ALKALMAZÁSA

Fazekas Dénes, Méhes András

A D-2920 mikroprocesszort kifejezetten real-time analóg feladatok elvégzésére fejlesztették ki. Különösen jól használható nagy pontosságú digitális szűrők, hullámforma generátorok és egyéb nemlineáris funkciók megvalósítására.

A processzornak 4 analóg bemenete és 8 kimenete van. A működéshez külső órajel szükséges.

A nagy működési sebesség elérése céljából az analóg és digitális műveleteket a processzor időben párhuzamosan hajtja végre. Az analóg műveletek: a bemenő jel mintavételezése, A/D és D/A konverzió, a D/A konverter által előállított feszültségeknek megfelelő kimenetre kapcsolása. Digitális műveletek: értékadás, két regiszter tartalmának összeadása, kivonása, abszolútérték összeadása, logikai AND és EXOR műveletek, feltételes utasítások.

Az EPROM maximum 192 utasítás tárolására alkalmas. Az utasításokat a processzor az adott sorrendben, ciklikusan hajtja végre. Az "üres" utasítások végrehajtása ugyanannyi időbe telik, mint bármely más utasításé, de hatására regiszterek tartalma nem változik.

A D-2920 egyik lehetséges alkalmazási területe a telefon csatorna foglaltság figyelés. Az e célra kifejlesztett áramkör eldönti, hogy az adott csatorna beszédjellel terhelt-e, illetve üres, vagy zajos.

Az egyik megoldásnál a következő feltételezésekkel élünk:

- ha a csatorna "zajos", akkor a spektrum fehér zaj jellegű.
- 1 kHz felett a beszédjel spektrum összetevőinek energiája rohamosan csökken.
- ha a jel energiája kisebb, mint P_0 , akkor zajnak tekintjük.

A program a fenti fizikai jellemzők alapján dönt a csatorna foglaltsági állapotáról.

A/D konverzió után a jelet egyenirányítjuk és τ időállan-dóval szűrjük. Az eredményt egy Δ hiszterézissel rendelkező komparátor hasonlítja össze a P_0 értékkel.

Az előzőekben említett műveletektől függetlenül a jel egy váltószűrőre kerül. A szűrő két kimenetének jelét egymástól függetlenül egyenirányítjuk és szűrjük. A két spektrum tartomány jelét egy Δ hiszterézissel rendelkező komparátorral hasonlítja össze.

A csatornát foglaltnak tekintjük, ha a beszéd jellegű jel energiáját 30 s ideig mérve az legalább 350 ms ideig meghaladja az adott P_0 értéket.

A viszonylag hosszú időzítés miatt igen nagyszámú mintát kell tárolni. Ennek érdekében a RAM néhány regiszterét shift-regiszterként kezeljük. Ezen regiszterek minden egyes bitje önálló információ hordozó, így 24 korábbi mérés eredményét tudjuk a RAM egy regiszterében tárolni.

A "szabad" vagy "foglalt" jelzés a processzor kimenetén TTL szinten jelenik meg a pillanatnyi és a korábbi vizsgálatok eredményének kiértékelése után.

A másik megoldás a beszéd és a zaj eltérő statisztikai tulajdonságai alapján dönti el egy telefoncsatorna foglaltságát.

[1] rámutat, hogy ha a beszédet exponenciális és a csatorna zaját gaussi valószínűség-sűrűségfüggvényű véletlenszerű folyamatnak tekintjük, akkor e két sűrűségfüggvény a pillanatnyi / effektív érték függvényében jól megkülönböztethető egymástól. Pontosabban egy meghatározott arány fölött nagy valószínűséggel nagyobb értékeket kapunk beszédre mint zajra. Kihasználva továbbá azt a tényt, hogy a beszédben előforduló nagyenergiájú csúcsok hossza általában nagyobb mint a zajban, és a mintavételi idő többszöröse, igen gyors beszéddetektor készíthető.

A viszonyítási szint /az effektív érték/ ismeretében mindössze a pillanatértékeket kell figyelniünk és megállapítanunk azt, hogy egymás melletti néhány minta nagysága meghaladja-e

azt az értéket, amelynél a beszéd illetve zaj valószínűség-sűrűségfüggvénye már kellő biztonsággal megkülönböztethető.

Jó eredményt kapunk, ha három egymás melletti nagyértékű minta detektálását végezzük és így a szokásos 8 kHz-es mintavételi gyakoriság esetén 375 μ s alatt döntést kapunk. Mivel ennél általában több idő áll rendelkezésre, a küszöbszint csökkentésével a hamis döntések szaporodásának árán az érzékenységet fokozhatjuk, de hosszabb idő - esetünkben 8 ms - alatt előálló "elemi hármas döntések"-ből egyszerű statisztikát készítve a hamis döntések hatása nagymértékben csökkenthető és még mindig gyors, de megbízható beszéddetektorhoz jutunk.

[1] Hanzó Lajos: Beszéddetektorok a híradástechnikában
TKI-tanulmány.

TÖBBFOKOZATU DIGITÁLIS FIR SZÜRŐK A 60 CSATORNÁS WEAVER RENDSZERBEN

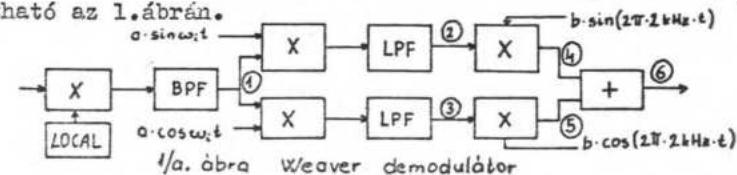
Kanász Nagy Lajos, Havasiné Zentai Edit, Dr. Simonyi Ernő
Távközlési Kutató Intézet

1. Bevezetés

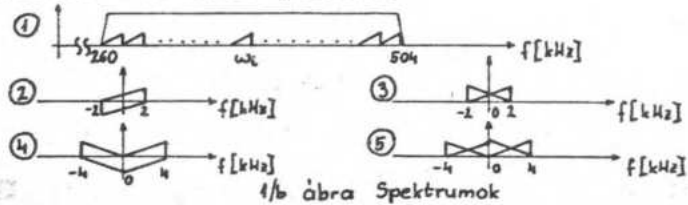
A digitális jelfeldolgozás az analóg technika egyre szélesebb területeit hódítja meg. Számos, az analóg technikában méreteiben, komplexitásában alig megvalósítható rendszer a digitális jelfeldolgozás segítségével könnyen realizálhatóvá válik /pl. Weaver moduláció-demoduláció, sokcsatornás szűrők, stb/. A digitális szűrők - különösen többcsatornás kiépítésben - nagy hőmérsékleti stabilitásuk, gyors beállásuk, nagyobb megbízhatóságuk miatt a professzionális berendezésekben egyre inkább kiszorítják az analóg társaikat. Az alkalmazás korlátait a nagy számítási kapacitásigény, a rendelkezésre álló eszközök árai és sebességei határozzák meg. Lényeges tehát, hogy olyan struktúrákat építsünk fel, amelyek az adott követelmények megtartása mellett kisebb a számításigényük, hardware megvalósításuk pedig a lehető legcélszerűbb. A cikk egy 60 csatornás Weaver struktúra felépítésén keresztül mutatja be a többfokozatu sokcsatornás FIR szűrők alkalmazását. /1/, /2/.

2. A Weaver-rendszer működési elve

SSB jelek Weaver típusu demodulálásának elvi blokk-sémája látható az 1. ábrán.



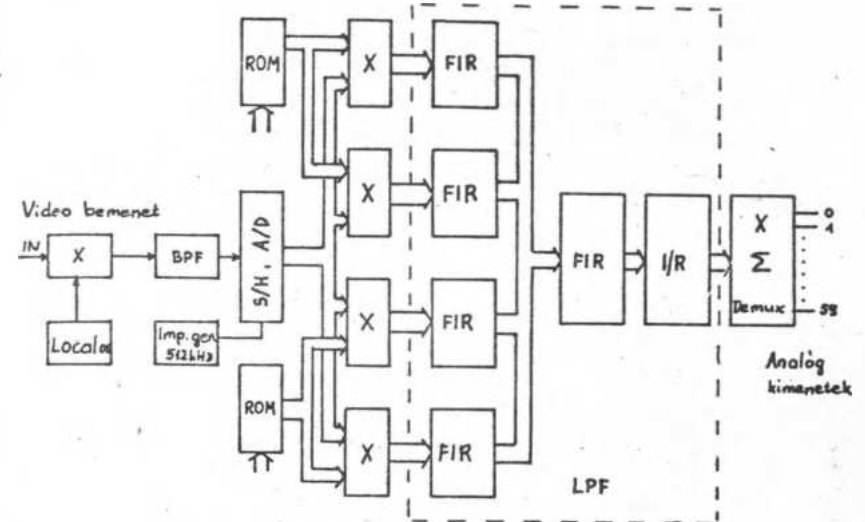
Spektrumképek a különböző pontokon



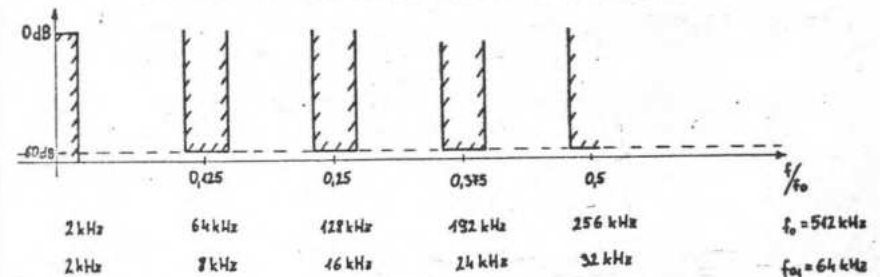
A sávfekvéstől függően a kimeneten a következő spektrum látható



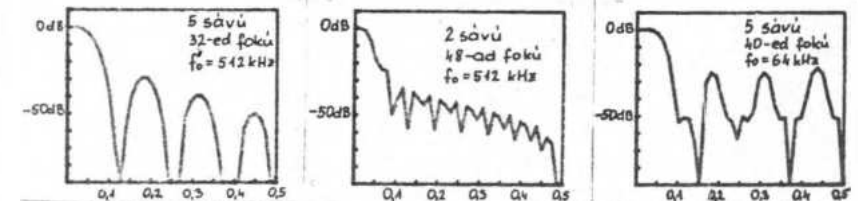
Könnyebben belátható, hogy a Weaver demoduláció legkritikusabb pontja a két ág együttfutása az adott frekvenciasávban. Diszkrét idejű digitális megoldásban ez viszonylag könnyen teljesíthető. A 60 csatornás Weaver kialakítása a 2. ábrán látható. A demodulátor első keverő blokkját a nagy sebességigény miatt térben szét kellett osztani. A szorzók felváltva üzemelnek. A bekeretezett szűrőblokk első FIR szűrői végzik el a jel "lelassításának" /decimálásának/ első fázisát. A kellőképpen lelassított jelek már egymás mögé rendezve /szinusz ág ill. koszinusz ág/ egyetlen szűrőblokkon mehetnek át. Az IIR szűrőt követő blokk végzi el a 2 kHz-el való eltolást, a két ág egyesítését és az analóg csatornák szétosztását. A két fokozatu FIR szűrő alkalmazása indokolt, mert az első fokozatnak nagysebességűnek /30 MHz/ kell lennie, és valamennyi csatornát ilyen nagysebességű eszközökből kellene megépíteni. Az egymásután rendezett adatok már lehetővé teszik, hogy egyetlen hardware végezze el a további számításokat. A harmadik indok a többfokozatu szűrő alkalmazására a fokszám csökkenés [1]. A FIR szűrővel szemben támasztott követelményeket a 3. ábra szemlélteti. Amint az a 3. ábrán látható, a FIR szűrő karakterisztikája csak az áteresztő sávban, és a kimeneti mintavételi frekvencia egész számú többszöröseinek 2 kHz-es tartományában meghatározott. Ez a könnyítés a fokszám jelentős csökkenését eredményezi. A 4. ábra a speciális decimáló szűrő karakterisztikát approximáló tervezett átviteli görbét mutat [3].



2. ábra 60 csatornás Weaver demodulátor



3. ábra A 2. ábrán látható FIR szűrők toleranciasémája



4. ábra A speciális FIR szűrő karakterisztikát approximáló átviteli görbék

3. Sokcsatornás decimáló memóriabank-konverziókkal

Egy N csatornás M -es decimálás során $N \times M$ soros vagy párhuzamos digitális mintát kell összegyűjteni egyrészt, másrészt ugyanezen idő alatt egy másik-csere-memóriából - $N \times M$ darab mintát kell kiolvasni /sorosan vagy párhuzamosan/ teljesen más indexelés szerint. Ez az univerzális decimáló memóriabank a FIR szűrő szerves része, jóllehet hardware szinten - éppen a szükséges párhuzamos/soros vagy soros/párhuzamos konverziók miatt általában önálló, elkülönült egységként szokták kezelni. A memóriabank tervezésekor figyelembe kell venni a digitális minták szóhosszuságát és a rendelkezésre álló memóriaelemek szervezését is.

4. Irodalomjegyzék

- [1] Grohhiere-Robiner: Multistage filter design
- [2] Dr. Simonyi Ernő: Digitális szűrők
- [3] Földváriné Orosz Julia: SIPO, IEEE programcsomag
TPA 1148-as gépre átdolgozva, TKI tanulmány 1983.

SZÁMÍTÁSTECHNIKA

TÁVKÖZLÉSI SZOFTVER-TERMÉKEK SZERZŐI JOGVÉDELME

Blum Endréné

1. Bevezetés

A cikkben összefoglaló tájékoztatást kívánunk adni arról a jogi helyzetről, amely szükségszerűen kialakult a számítástechnikai eszközöknek és programalkotásoknak a távközlésben elfoglalt és egyre növekvő szerepe nyomán. A szoftver-termékek a szellemi tulajdon területén kialakult jogintézmények közül a szerzői jog oltalmi körébe kerültek. Ez a tény is indokolttá teszi a kérdésben leginkább érdekelttek, tehát mind az alkotók, mind a felhasználók, ilyen irányú tájékoztatását.

2. Távközlési szoftver-termékek köre

A távközlési szoftver-termékek körének meghatározásánál célszerű abból kiindulni, hogy a számítástechnika az elméleti tudományok /matematika, logika, különleges nyelvtudomány/ és az alkalmazott műszaki tudományok /hiradástechnika, automatika, félvezető technológia/ között foglal helyet, illetve ezekből fejlődött ki. A számítástechnika gyakorlati felhasználása a számítógép mint hardver és a felhasznált programok mint szoftver elválaszthatatlan kapcsolatán keresztül valósul meg. A távközlésben a számítástechnika tipikus alkalmazási területei: a tárolt program vezérlésű /TPV/ telefonközpontok, a távközlő hálózatok távkezelő rendszere, adatátvitel és távadatfeldolgozás stb.

A TPV központok megjelenésével mind a beruházók, mind az üzemeltetők számára nyilvánvalóvá vált az, hogy a központ berendezések értékét és képességeit a beépített szoftver döntő mértékben meghatározza. Ugyanakkor a távközlési szoftver készítői felismerték azt, hogy ki kell alakítani a szoftver specifikálás, fejlesztés és karbantartás sajátos módszereit. Kezdetben nem álltak rendelkezésre olyan eszközök, amelyek segítségével meg lehetett volna világosan fogalmazni

a fejlesztendő szoftver feladatait, le lehetett volna írni az elkészült szoftver szolgáltatásait és interaktív kapcsolatot lehetett volna létesíteni a szoftvert tartalmazó vezérlőgéppel. Ennek elősegítésére dolgozta ki a CCITT az 1980-ban ajánlási szintre emelt ún. magasszintű nyelveit /1/, nevezetesen az SDL funkcionális specifikációs és leírás nyelvet, a CHILL programozási nyelvet és az MML ember-gép kommunikációs nyelvet.

A nagy teljesítőképességű mikroprocesszorok, az olcsó félvezetős memóriák és az intelligens periféria vezérlő eszközök megjelenésével a távközlési rendszerek vezérlési architektúrája jelentősen továbbfejlődött, elosztott vezérlőrendszerek alakultak ki és a távközlési processzorok együttműködésére a protokoll kommunikáció különféle változatait dolgozták ki, valamint a processzoros vezérlés alkalmazási területeit kiterjesztették a távkezelő, távmérő és távműködtető berendezésekre is. Ennek következtében a távközlési szoftver jelentősége nem korlátozódik csupán egyes berendezések működtetésére és ellenőrzésére, hanem egyre inkább meghatározza az egész távközlő hálózat képességeit, szolgáltatásait és használhatóságát. Itt elég utalni a kialakulóban lévő hálózat vezérlési /network management/ runkoikra /2/, /3/.

3. A szoftver jogi oltalma

A számítástechnikai eszközök és módszerek bevezetése nyomán megváltoztak a távközlési rendszerek fejlesztési költségarányai. Míg a berendezések hardver költsége 1956-ban az összköltség 70%-át tette ki, becsült amerikai adatok alapján ez a hányad 1975-re mintegy 30%-ra csökkent /4/. Az azóta eltelt időszakban hazai viszonyok között is hasonló arányok alakultak ki. Következésképpen a szoftver-termékek a távközlési rendszerekben és berendezésekben jelentős értéket képviseltek, azonban a hagyományos értéknilyántartás és eszközgazdálkodás nem tudott mit kezdeni ezzel az értékkel. Az Ipari Termékek Jegyzékének megfelelően szükségessé vált

a Gépi Adatfeldolgozási Termékek Jegyzékének bevezetése is /6/.

Az elmondottakból érzékelhető az, hogy mennyire indokolt volt a szoftver jogi oltalma kérdésének felvetése. Amint azt a közelmúltban számos ország gyakorlata bizonyította, a szoftver jogi oltalmára a szerzői jog a legalkalmasabb. A szoftver jogi oltalmára tulajdonképpen megfelelt a szerzői jogról szóló 1969 évi III. törvény. Az ezzel kapcsolatos szakmai viták és a kérdés ellentmondásos megközelítése tette szükségessé azonban a törvény végrehajtási rendeletének módosítását /7/. Eszerint a szerzői jogi törvény védelme alá tartozó alkotások felsorolása kiegészült a "számítógépi program-alkotások és a hozzájuk tartozó dokumentációk /a továbbiakban szoftver/" meghatározással. Rendelkezés történt a szerzői díj mértékére vonatkozóan is abban az esetben, ha a szoftver alkotás elkészítése a szerző munkaköri kötelessége. Ez esetben a munkáltató a munkaviszony alapján jogosult az alkotás felhasználására. A mű átadása a nyilvánosságra hozatalhoz való hozzájárulásnak minősül. Az átadással a felhasználás joga és a vagyoni jog átszáll a munkáltatóra. A harmadik személlyel kötött felhasználási szerződés szerinti díj meghatározott része a szerzőt illeti meg.

Az a tény, hogy egy alkotás valamely alkotásnemhez tartozik, önmagában még nem jelent szerzői jogi védelmet, a védelem csak abban az esetben áll fenn, ha az alkotás, esetünkben a szoftver-termék, önálló, eredeti jelleggel bír.

A szerzői jogi törvény végrehajtását módosító rendelet nem határozza meg a szoftver fogalmát, ami egyáltalán nem meglepő, hiszen a szerzői jog eddig sem definiálta az "alkotást", vagy a "szerzői művet" és a szabadalmi törvény sem tartalmazza magának a találmánynak a fogalmi meghatározását. Csupán a legnagyobb szoftvertermelő, az USA vezette be 1980-ban a szerzői jogi törvénybe az alábbi kiegészítést: "A számítógép program megállapítások, vagy utasítások rögzített sorozata, amelynek célja az, hogy számítógéppel összefüggésben

felhasználva meghatározott eredményhez vezessen".

Az említett 1980. évi törvénymódosítás, amely a szoftver fogalmi meghatározását is tartalmazta, hamar elavult és egy újabb törvényjavaslat értelmében a szerzői jogi védelmet ki akarják terjeszteni félvezető chipekre és az integrált áramkörök belső tervét tartalmazó maszkokra is.

A Szellemi Tulajdon Világszervezete /WIPO-OMPI/ mintaszabályzatot dolgozott ki a számítógépes eljárási rendszer védelmére, amely kimondja, hogy **s z o f t v e r**

- a "számítógép-program" utasítás sorozat, amely a gép által olvasható hordozóra felvive alkalmas arra, hogy adatfeldolgozó gépet meghatározott művelet, feladat, vagy eredmény jelzésére, kivitelezésére, vagy elérésére bírjon,
- a "programleírás", az eljárás teljes ábrázolása szóban, rajzban, vagy egyéb formában, de elegendő részletességgel ahhoz, hogy egy megfelelő számítógép programot alkotó utasítás sorozatot határozzon meg,
- a "kiegészítő dokumentáció", a számítógép programon és a programleírason kívül minden olyan dokumentációs anyag, amelyet a program megértésének, vagy alkalmazásának elősegítésére alkottak, pl. a probléma leírása, vagy a felhasználói utasítás,
- a "számítógépes eljárási rendszer" bármely, vagy valamenyny fenti felsorolt fogalom /5,8/.

4. A szoftver és a nyilvánosság

A szerzői jogból következő személyhez fűződő jogok közül az egyik legfontosabb a nyilvánosságra hozatali jog. Felhasználáson a szerzői jog azt a folyamatot érti, amely a művet, vagy annak részletét a nyilvánossághoz közvetíti. A felhasználás, tehát a nyilvánossághoz való közvetítés alkotásnemenként változik. Egy műszaki létesítmény tervének átadása a megrendelőnek, például, egyértelmű a társadalmi felhasználással, még akkor is, ha azt üzemi titoknak nyilvánítják. Számítógépi programnál - jellegénél fogva - a társadalmi felhasználás nem azonos a nyilvánosságra hozatallal.

A szoftver olyan írásmű, amelynél másolásnak mint felhasználásnak kell tekinteni a forráskód gépi átalakítását tárgykóddá, a kódok átvitelét másik hordozóra, a program rögzítését számítógépben, a program rögzítését gépi adathordozón, illetve beégetését csak-olvasó tárbá. A szoftverrel kapcsolatban egyértelműen kimondható az, hogy a mű mindennemű futtatását másolatkészítésként kell értékelni. Az a szoftver, amelyet csak a szerző és a felhasználó ismer, nem tekinthető nyilvánosságra hozott műnek. A nyilvánosságra hozatali joghoz kapcsolódik a visszavonás joga és ennek következménye /kártérítés/. A szerzőként való feltüntetés illetve ettől eltekintés jogával az alkotók szerződéskötéskor élhetnek. Igen fontos személyhez fűződő jog a jogosulatlan megváltoztatás tilalma, mely szerint a mű szempontjából lényeges elem megváltoztatása, átvétele a szerző hozzájárulása nélkül jogellenes eljárás.

Záró megjegyzés

A távközlés a szoftver viszonylag új alkalmazási területe. Célszerű itt is érvényre juttatni a szoftver alkotók és a felhasználók szerzői jogvédelmen alapuló közös érdekeltiségét.

Irodalom

- /1/ CCITT: Narancs könyv VI.4. kötet Genf 1976.
- /2/ Szeghy István: SDL-processzor, Híradástechnika, Vol. XXXV.No.3.1984.
- /3/ Kerecsen-Várady Szabó-Ghymes: Univerzális távkezelő rendszer hírközlő hálózatokhoz, Híradástechnika, Vol. XXXV.No.3.1984.
- /4/ Szentgyörgyi Zsuzsa - Gedeon Sándor: Problémák a szoftver jogi védelmével kapcsolatban, Magyar Tudomány 1970/10
- /5/ Dr. Pálos György: A szoftver jogi védelmének időszerű kérdései, A Magyar Iparjogvédelmi Egyesület Közleményei 21/1. 1981.

- /6/ 9014/1982. /SK10./ KSH sz. közlemény a Gépi Adatfeldolgozási Termékek Jegyzékének bevezetéséről.
- /7/ 15/1983. /VII.12./ MM A szerzői jogról szóló 1969. évi III. törvény végrehajtása tárgyában kiadott 9/1969. /XII.29./ MM számú rendelet módosításáról.
- /8/ Dr. Pálos György: A szoftver alkotások védelme a jogszabályi rendezés tükrében, A Magyar Iparjogvédelmi Egyesület Közleményei, 25/1 1984.

CASCAD: ULA-TERVEZÉS AZ AUTER RENDSZERBEN

Scsaurszki Péter

Bevezető

A CASCAD (Computer Aided Semi-Custom Array Design) rendszer félautomatikus tervező rendszer /1/. A rendszer kifejlesztésének elsődleges célja az volt, hogy AUTER hardware-on, a NYÁK-tervezésnél megszokott módszerekkel igénybevehető, a teljes BQAK-tervezési folyamatot támogató, valamennyi, Magyarországon elérhető ULA tervezésére alkalmas rendszert hozzunk létre - a lehető legrövidebb időn belül. A rendszer elnevezése a rendszer két fő jellemzőjére utal:

- nem teljesen automatikus, mert a layout terv elkészítése a rendszerben kézi úton, raszteres segédletek támogatásával történik;
- az ellenőrzéseket tekintve viszont teljesen automatikus, azaz az áramkör funkcionális ellenőrzése, a layout geometriai ellenőrzése a topológia és geometria összehasonlítása teljesen automatikusan történik.

A rendszert ez év elejétől három vállalatnál valamint a Távközlési Kutató Intézetben üzemszerűen használják /2/.

A rendszer kidolgozásának alapelvei

Alapkövetelmény volt, hogy a rendszer mind a logikai leírásból induló, mind a kézi NYÁK-tervezés mai AUTER-gyakorlatához közelebb álló, szabadkézi raszterrajzból induló tervezési-ellenőrzési folyamatot támogassa.

A mintáramkör-gyártás költségeire, átfutási idejére való tekintettel a megtervezett áramkörök teljes körű ellenőrzése elengedhetetlen.

A BQAK-tervezésben központi szerepet játszó könyvtárkezelés realizálásánál a lehető legnagyobb mértékben támaszkodni kell az operációs rendszer (RSX) szolgáltatásaira.

Az alkalmazott leírási módok egységes szintaktikájúak, az azonos jellegű információknál ezen felül egységes szemantikájúak legyenek, így a funkcionális leírás az ETL (Egységes Topológia Leírás) /3/, a layout pedig az EKL (Egységes Konstruktív Leírás) /4/, nyelven történik.

A rendszer kidolgozásánál ésszerű mértékben támaszkodni kell azokra a módszerekre ill. programokra, amelyek az AUTER rendszer eddigi használata során megszokottak ill. beváltak.

A Mikroelektronikai Kormányprogram tervezőrendszerével (ITR) való kapcsolat mellett biztosítani kell a gyártási dokumentációk közvetlen előállítását is (nagyított maszkfilm, pattern-generátor vezérlő-információk).

A rendszer realizálása

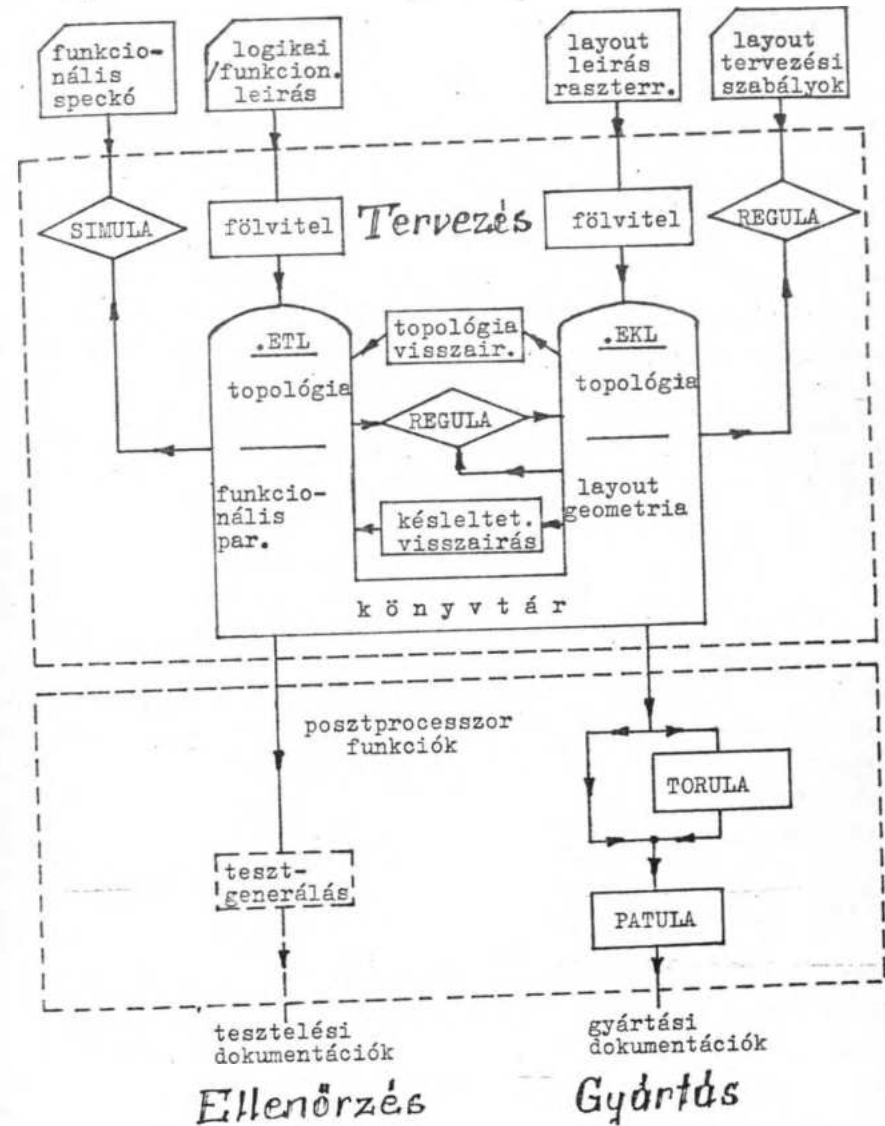
A rendszer struktúráját, T-G-E elemeinek kapcsolatát az 1. ábra szemlélteti. Az alábbiakban a rendszer három, meghatározó elemét mutatjuk be:

- a KÖNYVTÁRKEZELÉS révén a CASCAD rendszer - megvalósítását, használati módját, működését tekintve - az RSX rendszer autonóm alrendszereként funkcionál. 64 tervező, 31 ULA-típus, tervezőnként és ULA-típusonként 7 különböző áramkör adatainak tárolására alkalmas. A bejelentkezéskor jelölhető ki az a konkrét könyvtár-környezet, amelyben a tervezés történik (ULA-típus, tervező, tervezendő feladat, központi- és privát cellakönyvtár). A könyvtárkezelést RSX Command nyelven realizáltuk.
- a SIMULA logikai szimulációs programcsomag LSI bonyolultságú, MOS technológiájú ULA és gate-array chipeken megvalósítható áramkörök dinamikus logikai szimulációját végzi. Alkalmas a MOS technológiából adódó speciális effektusok modellezésére. Mint ilyen, ma Magyarországon, TPA 1140 gépen az egyetlen /5/.
- a REGULA programcsomag a layout-geometria és a topológia összhangjának sokoldalú ellenőrzésére szolgál. Sokoldalúsága az EKL kezelésében nyilvánul meg: topológia nélküli layout-leírásból indulva a szokásos 'visszafejtő', teljes topológiával leírt layout esetén 'összehasonlító', részleges topológiánál pedig 'vegyes módú' visszafejtő/összehasonlítóként funkcionál.

A rendszer működése

A rendszer működését sajátos nézőpontból mutatjuk be: e nézőpont szerint a CASCAD rendszerben a teljes tervezési-ellenőrzési folyamat átfogalmazható úgy, mint az ETL-EKL file-ok megadása, kiegészítése, összevetése. Mindez az egységes leírásmód következménye.

A tervezési folyamat kezdetén e file-ok hiányosak - a tervezés-ellenőrzés befejeztével valamennyi adat az EKL-ETL file-



A CASCAD rendszer T-G-E elemeinek kapcsolata
1. ábra

okban kitöltésre ill. összevetésre kerül. A teljessé vált EKL-ETL leírás adattípusai a következők:

- TK, Tf - a topológia az EKL ill. ETL leírásban,
- K, F - a konstrukció (pl. összeköttetés), ill. funkcionális (pl. késleltetés) adatok,
- T - az azonos TK, Tf információt jelöli.

A hiányos feladatleírások teljessé tételének, összevetésének folyamatában az egyes programcsomagok a következőképpen vesznek részt:

- a REGULA 'visszafejtő' módban: (K) -->> (K, T)
- a DELAY összeköttetések-okozta pótlólagos késleltetéseket meghatározó program: (T, K) -->> (T, K, F)
- a REGULA 'összehasonlító' módban: (Tf, K) -->><< (TK, K)

A mikroelektronika mai, hazai helyzetét tekintve a CASCAD rendszer üzembeállása a konkrét funkcióit meghaladó jelentőséggel is bír, nevezetesen:

- már meglévő hardware-re és bevált tervezési módszerekre épülve mindenfajta beruházás nélkül lényegében megduplázza a Mikroelektronikai Kormányprogram keretében eddig megvalósult, FBOAK-tervezésre alkalmas munkahelyek számát;
- a nem raszteres ULA-áramkörök is tervezhetők a rendszerben - így a hazai FBOAK-gyártás egyik bázisán (HTSz) készülő áramkörök eddigi tervezési módszere minőségileg megváltozik.

Hivatkozások

- /1/ Lévai Pál, Mózes József, Scsaurszki Péter: Félautomatikus ULA-tervezés az AUTER rendszerben. Rendszerfejlesztői Kézikönyv, TKI, 1983.
- /2/ Használati útmutató a CASCAD rendszerhez. Felhasználói dokumentáció, TKI, 1984.
- /3/ Az Integrált Tervező Rendszer Egységes Topológiai Nyelvének specifikálása. KFKI, 1983.
- /4/ Scsaurszki Péter: Javaslat az ITR layout-leíró nyelvére. Kézirat, 1983.
- /5/ Lévai Pál: Digitális MOS gate-array áramkörök dinamikus logikai szimulációja. Jubileumi Tudományos Olésszak, TKI, 1985.

DIGITÁLIS MOS GATE-ARRAY ÁRAMKÖRÖK DINAMIKUS

LOGIKAI SZIMULÁCIÓJA

Lévai Pál

Bevezetés

A félfogasztói integrált mátrix-áramkörök tervezését támogató CASCAD /Computer Aided Semi-Custom Array Design/ rendszer /1,2,3/ egyik alapvető ellenőrzési lépése a funkcionális verifikálás, azaz a logikai szimuláció. A programcsomag tervezésekor figyelembe kellett venni az AUTER konfiguráció kapacitását, a szóba jövő feladatok technológiáját /NMOS, CMOS/ és bonyolultságát /LSI/, valamint a mátrixáramköri jelleget. A mikroelektronikai kormányprogram keretében létrehozás alatt álló Integrált Tervező Rendszerhez való kapcsolódást az ITR-ben szabványként elfogadott ETL - Egységes Topológia Leíró nyelv /4/ - átvétele biztosítja.

Leírási szint

Mint az korábbi vizsgálatokból, pl. /5/ kiderült, a szokásos alapelemeket kezelő szimulátorok alkalmazása MOS áramkörök esetén nem kényelmes. Ennek oka a transzfer gate-ek, komplex kapuk, illetve a kimenetükön összekötött elemek gyakori alkalmazása. Arról van szó, hogy MOS áramköröknél az áramköri és a logikai szint nem válik szét olyan élesen, mint pl. a bipoláris TT logikánál. Végülis a legcélszerűbb megadási módnak a tranzisztorszintű leírás bizonyult kétféle tranzisztorral: az egyiket a magas, a másikat az alacsony tápfeszültségre lehet kötni /LOADER és DRIVER/.

Particionálás

A MOS tranzisztor gate-jét végtelen ellenállásnak tekintjük, melyet feszültség vezérel. Azonnal adódik a következtetés, hogy az áramkört a gate-eknél felvágva az így keletkező, általában néhány tranzisztorból álló összefüggő komponensek

önállóan kezelhetők /1. ábra/. A szimuláció kétszintűvé válik: komponensen belüli és komponensek közti jelterjesztésre.

Komponensen belüli jelterjesztés

A komponens gate-jeinek vezérlőjeleit a következő logikai jelekkel írjuk le: 0 - alacsony, 1 - magas és X - határozatlan logikai érték. A tranzisztor-csatornak a komponens belső jeleit két irányba terjesztik. Az alacsony és a magas tápfeszültséget külön-külön terjesztjük, így a komponens belső pontjain a terjesztés eredménye egy-egy jelpár. A belső jelek a következők:

- O, 1 : alacsony ill. magas tápfeszültség,
- L, H : alacsony ill. magas terjesztett jel,
- X, Y : határozatlan jel az alacsony ill. magas tápfeszültség terjesztésekor,
- U : kezdeti /definiálatlan/ jelérték.

Az egyes jelek terjedését a két tranzisztoron, NMOS és CMOS technológia esetén az 1. táblázat mutatja. A jelterjesztés kezdetekor a tápfeszültségeket a /O, U/ illetve /U, 1/, az összes többi pontot /U, U/ jelpárral inicializáljuk. A jelterjesztéskor mindig csak nagyobb jel módosíthatja az előzőleg meghatározott kisebbet, ahol a jelek közti nagyság szerinti rendezés definíció szerint a következő:

$$U < X < L < 1 \text{ és } U < Y < H < 0.$$

Komponensek közti jelterjesztés

Az időzítés tekintetében erősen egyszerűsített modell esetén a komponensek közti jelterjesztés azt jelenti, hogy az előző pont szerint keletkezett jelpárokat a 0, 1, X gate-vezérlő jelekké transzformáljuk és a megfelelő komponenseket a következő időpontbeli belső jelterjesztésre aktivizáljuk. A vezérlőjelek származtatását a 2. táblázat definiálja. A Z jelentése: nagyimpedanciás állapot, ami lehet határozatlan jel /X/, vagy az előző gate-állapot megtartása, attól függően, hogy a töltéstárolási időt 0-nak vagy végtelennek idealizáljuk.

Kvázi-analóg modell

Valószínűbb időzítési modellt, egyben kvázi-analóg jelkezelést biztosítunk a következő elvek felhasználásával. A komponensek belső jeleinek logikai 0 és 1 értékéhez állandósult feszültség szintet rendelünk. A $0 \rightarrow 1$ és $1 \rightarrow 0$ tranzienseket a két szint között lineárisnak tekintjük. Az átmenet időtartamát a fel- és lefutási idővel adjuk meg. Az egyes belső jelekhez töltéstárolási idő is megadható. Ha egy jel a Z logikai állapotba kerül, akkor a töltéstárolási ideig megőrzi pillanatnyi analóg állapotát, majd határozatlanná válik. Végül a gate-ekhez küszöbszintet is rendelünk. A gate logikai állapota csak akkor változik, ha az őt vezérlő komponens megfelelő analóg jele a küszöbszintet átlépi, vagy határozatlanná, vagy ismét határozottá válik. A 2. ábrán egy komponens kimenetén megjelenő $0 \rightarrow 1 \rightarrow 0 \rightarrow Z \rightarrow 1 \rightarrow 0$ logikai jelsorozat egy lehetséges analóg megfelelője, illetve ennek az analóg jelnek a következő, vezérelt gate komparálási szintjétől függő logikai képe látható.

Megvalósítás

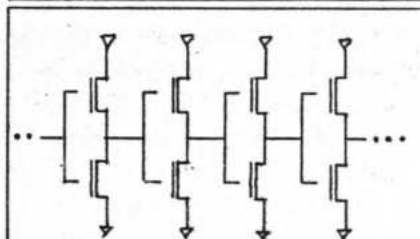
Az ismertetett elvi alapokon működő SIMULA programcsomag TPA 1140 számítógépen, RSX-11M operációs rendszer alatt fut. A hat program a hierarchikusan leírt áramkör kifejtését, a komponensek közti és a komponenseken belüli struktúra feldolgozását, a generátorjelek értelmezését, a tulajdonképpeni szimulációt és a megjelenítést végzi. A kvázi-analóg modellparaméterek révén lehetőség van Schmitt-trigger, dinamikus memóriacella és egyéb olyan áramkörök szimulálására, melyekre az eddigi hazai szimulátorok nem voltak alkalmazhatók. A szimuláció hatékonyságát az esemény általi vezérlés és a gyűrűs időkezelési mechanizmus /6/ fokozza.

A programcsomag a CASCAD rendszerben bevált; meggyőződésünk, hogy az Integrált Tervező Rendszernek is hasznos része lehetne.

- /1/ Lévai Pál: Az AUTER rendszer továbbfejlesztése a félberendezésorientált integrált áramköri tervezés támogatására. A TKI Közleményei, 1984. 3-4. 79-89.o.
- /2/ Scsaurszki Péter-Lévai Pál-Mózes József: Félautomatikus ULA-tervezés az AUTER rendszerben. Rendszerfejlesztői kézikönyv. TKI, 1983.
- /3/ Scsaurszki Péter: CASCAD: ULA-tervezés az AUTER rendszerben. Jubileumi Tudományos Ülésszak, TKI, 1985.
- /4/ Az Integrált Tervező Rendszer Egységes Topológiai Leírónyelvének specifikálása. KPKI, 1983.
- /5/ Szerzői munkaközösség: Az Integrált Tervező Rendszer rendszerterve. Ezen belül: A logikai szimulátor specifikációja. Budapest, 1983.
- /6/ Breuer, M.A.-Friedman, A.D.: Diagnosis and Reliable Design of Digital Systems. Computer Science Press, USA, 1976.

L	U	X	H	1	U	Y	L	O	D	U	X	H	1	U	Y	L	O
O	U	U	U	U	U	U	U	U	M	O	U	U	U	U	U	U	U
1	U	X	H	H	U	U	U	U	O	1	U	X	H	U	U	Y	L
X	U	X	X	X	U	U	U	U	S	X	U	X	X	U	U	Y	Y
L	U	X	H	1	U	Y	L	O	D	U	X	H	1	U	Y	L	O
O	U	X	H	H	U	Y	L	U	M	O	U	U	U	U	U	U	U
1	U	U	U	U	U	U	U	U	O	1	U	X	H	U	U	Y	L
X	U	X	X	X	U	Y	Y	U	S	X	U	X	X	U	U	Y	Y

1. táblázat. Jelterjesztés komponenseiben

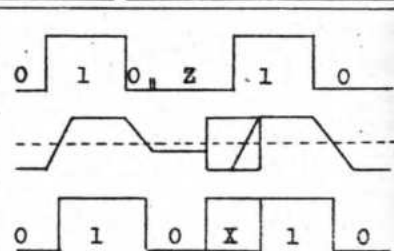


1. ábra. Komponensekre bontás egy inverterláncban

NMOS					CMOS				
	U	Y	L	O		U	Y	L	O
U	Z	X	O	O	U	Z	X	O	O
X	X	X	O	O	X	X	X	X	O
H	1	X	O	O	H	1	X	X	O
1	1	1	1	X	1	1	1	1	X

2. táblázat.
Jelterjesztés a komponensek között

2. táblázat. Jelterjesztés a komponensek között



2. ábra. Kvázi-analóg jelterjesztés komponensek között

Horváth András

Bevezetés

Az elmúlt években az AUTER tervezőrendszer keretében kidolgoztuk az LSINT1 és LSINT2 programokat, melyek logikai vezérlőhálózatok rögzített strukturájú, PLA, illetve ROM építőelemet tartalmazó megvalósítását segítik [1], [2].

Az LSINT1 program állapotkódoló eljárásairól már korábban beszámoltunk [3]. Most egy PLA-orientált állapotkódoló eljárást ismertetek, melyet sikerült továbbfejlesztetni [4].

Az eljárás ismertetése

Tekintsük az alábbi állapotátmeneti táblát:

állapot	bemenetek				
	I ₁	I ₂	I ₃	I ₄	I ₅
1	3	2	2	7	3
2	5	2	1	7	3
3	5	4	3	6	4
4	6	5	4	2	4
5	7	5	4	1	6
6	1	6	4	1	6
7	1	2	3	3	6

Minden bemeneti kombinációhoz képezzük az állapotok egy particióját. Közös blokkba azok az állapotok kerülnek, amelyek az adott bemenet hatására ugyanabba a következő állapotba mennek át. Példánk öt particiója tehát:

$$\begin{aligned}\pi_1 &= \{23; 67; 1; 4; 5\} & \pi_2 &= \{127; 45; 3; 6\} \\ \pi_3 &= \{456; 37; 1; 2\} & \pi_4 &= \{12; 56; 3; 4; 7\} \\ & & \pi_5 &= \{567; 12; 34\}\end{aligned}$$

Az eljárás lényege olyan állapotkódolás keresése, ahol bármely partició bármely blokkjához kiválasztható az állapotváltozók egy csoportja, melyek értéke a blokk állapotaira megegyező, és a többi állapotbeli értéktől eltérő.

Az állapotok végleges kódja iteratív módon az állapotkód-tábla és az un. PLA-tábla kitöltésével alakul ki. A PLA-táblában mindig egy partició blokkjait látjuk el egymástól megkülönböztető kódokkal. Az egyes állapotok kódjairól így nyert információt beírjuk az állapotkód táblába. A következő partició blokkjainak kódolása az állapotkódok már meglévő bitjeinek felhasználásával történik. A PLA-tábla kitöltésének szabályai:

- 1./ A tábla B_{ij}/V_{ik} bitje /az i-ik partició j-ik blokkjához tartozó k-ik állapotváltozó/ 1 ill. 0, ha a blokkhoz tartozó összes állapotra az állapotkód-táblában a k-ik állapotváltozó értéke 1 ill. 0.
- 2./ A tábla B_{ij}/V_{ik} helyére X-et írunk, ha a B_{ij} blokk állapottai között van két olyan, melyekre az állapotkód-táblában a k-ik biten 0-1 ellentmondás van.
- 3./ Ha B_{ij} állapotai között van olyan, melynek állapotkódja a k-ik bitben még nem ismert és ez a bit nem okoz ellentmondást B_{ij} többi állapotai között sem, akkor B_{ij}/V_{ik} értéke az ellentmondást nem okozó bit lesz.

A szabályok szerint kitöltött PLA-táblában a meg nem különböztetett blokkokat újabb állapotváltozók felvételével különböztetjük meg, az állapotkód-táblában a blokk minden állapotának sorában feltüntetjük az új értékeket és így tovább. A lépéseket mintapéldánkon követhetjük végig.

Az eljárás nem garantálja a minimális $\lceil \log_2 s \rceil$ állapotváltozóval történő kódolást, de attól kevéssel eltérőt ígér. A továbbfejlesztések a módszer ilyen értelemben vett javítását jelentik.

A "halvány" bitek használata

Tekintsük egy 7 állapotú hálózat alábbi particióit:

$$\begin{aligned} \pi_1 &= \{123; 456; 7\} & \pi_2 &= \{136; 257; 4\} & \pi_3 &= \{27; 36; 45; 1\} \\ & & \pi_4 &= \{12; 56; 3; 4; 7\} \end{aligned}$$

A PLA-tábla és az állapotkód tábla az első particióra így alakul:

123	0
456	10
7	11

1	0
2	0
3	0
4	10
5	10
6	10
7	11

A második partició PLA-táblája:

136	X0
257	XX
4	10

majd a megkülönböztetés után:

136	X00
257	XX10
4	1011

Ezután az állapotkódok:

1	000
2	0 10
3	000
4	1011
5	1010
6	100
7	1110

A négy partició feldolgozása után 5 állapotváltozóra van szükség.

Figyeljük meg a második partició első blokkjának kódjában a második biten álló 0-t. Ez a 3. szabály alapján került ide, hiszen a 6. állapot kódjában szerepel és nincs ellentmondásban 1. és 3. állapotok kódjával. Azonban ez a bit a második partició blokkjainak megkülönböztetésére nem használható, így feleslegesen rögzíti az 1. és 3. állapot kódja második bitjének még szabad értékét. E bitet nem rögzítve az állapotkódok:

1	0 0
2	0 10
3	0 0
4	1011
5	1010
6	100
7	1110

Innen továbbhaladva a feladat 4 állapotváltozóval megoldható.

Ennek alapján megadható egy negyedik szabály:

- 4./ Ha a PLA-táblában egy blokk kódjába egy bit a 3. szabály alapján kerül, nevezzük megkülönböztetésül halvány bitnek. Az állapotkód táblában a blokk azon állapotainak kódjába, ahol az eredetileg nem szerepelt, halvány bitet csak akkor írunk be, ha azt a partició blokkjainak megkülönböztetésekor felhasználtuk.

Bináris változók használata

Legyen adott egy 12 állapotú hálózat két particiója:

$$\pi_1 = \{1 \ 7 \ 11; 2 \ 8 \ 12; 3 \ 5 \ 9; 4 \ 6 \ 10\}$$

$$\pi_2 = \{1 \ 4; 2 \ 5; 3 \ 8; 6 \ 11; 7 \ 10; 9 \ 12\}$$

A PLA-tábla az első és a második partició után:

1 7 11	00		1 4	XX00
2 8 12	01		2 5	XX10
3 5 9	10	illetve	3 8	XX100
4 6 10	11		6 11	XX110
			7 10	XX111
			9 12	XX101

ami már öt bites állapotkódot eredményez. π_1 blokkjainak kódolását vizsgálva láthatjuk, hogy az első bit az első két blokkot különbözteti meg a második kettőtől, míg a második bit az első és második, illetve a harmadik és negyedik blokk között tesz különbséget, más szerepe nincs, így a 0 és 1 érték bátran felcserélhető. Legyen például a 3. blokk kódja 11 és a negyediké 10. Ekkor π_2 PLA-táblája kezdetben:

1 4	X0		1 4	X00
2 5	X1		2 5	X10
3 8	X1	és megkülönböztetve:	3 8	X110
6 11	X0		6 11	X010
7 10	X0		7 10	X011
9 12	X1		9 12	X111

és itt a kódok legfeljebb 4 bitesek. Javaslatunk a következő:

Ha a PLA-táblában egy partició blokkjainak megkülönböztetésére egy állapotváltozó oszlopában egymástól függetlenül jelölünk ki 0 - 1 párokat, akkor ezeknek a biteknek ne a rögzített 0 ill. 1 értéket adjuk, hanem bináris változók a - $\bar{a}$, b - $\bar{b}$ stb. értékeit. Konkrét értékeket akkor kapnak, mikor a további particiók PLA-tábláinak kitöltése során minimális számú "X" bejegyzésre törekszünk.

Csökkentett függőség

A fenti eljárás szempontjából közömbös, ha a végeredményként adódó állapotkód tábla tetszőleges oszlopában az egyeseket és nullákat felcseréljük. A D-tárolós PLA-s realizációra való tekintettel azonban hasznos lehet, ha az általunk kijelölt állapotlapot kapja a "csupa nulla" kódot.

Összefoglalás

PLA-val és D-tárolóval megvalósított logikai vezérlőhálózatok állapotkódolására találtunk az irodalomban új eljárást, melynek továbbfejlesztéséről számoltunk be. Az eljárás beépítése az LSINT1 programba tovább növelheti annak hatékonyságát.

Irodalom

- [1] LSINT1 program felhasználói dokumentáció
TKI, Budapest, 1978.
- [2] LSINT2 program felhasználói dokumentáció
TKI, Budapest, 1979.
- [3] Horváth András: Szekvenciális hálózatok kódolási algoritmusai. Ifjúsági Szakmai Pályázat
TKI, Budapest, 1980.
- [4] C.A. Papachristou - D. Sarma: An approach to sequential circuit construction in LSI programmable arrays
IEE Proceedings, Vol. 130, No. 5, pp. 159-164, 1983.

A PÁLYA-SZERINTI ÉS OSZLOP-SZERINTI CSATORNABUZZALÓZÁSI
ALGORITMUSOK ÉS EKVIVALENCIÁJUK

Somogyi Antal

Bevezetés

Integrált áramkörök számítógéppel segített layout tervezésének két fő feladata az elrendezés, illetve a buzzalozás. Sok esetben - elsősorban berendezésorientált áramkörök /standard cellás és gate-array típusú áramkörök/ esetén - a buzzalozás szabályos buzzalozási területeken, az ún. csatornában történik. Ez a globális buzzalozás-tervezési feladat részekre bontását, és így egyszerűsítését teszi lehetővé.

A leggyakoribb általános kétrétegű csatornamodellről ismert, hogy annak buzzalozása algoritmikusan NP-komplett probléma [1]. Ha azonban - speciális esetként - a csatorna két partján összekötendő pontok között nincs szemköztes pont /az ún. függőleges feltételgráf üres/, akkor a buzzalozás leegyszerűsödik a vízszintes buzzalozási szakaszok /intervallumok/ elhelyezésére. Erre az esetre egzakt algoritmusok ismertek, amelyek ugyanakkor fontos szerepet játszanak az általánosabb esetre vonatkozó heurisztikus buzzalozó-algoritmusok kidolgozásában is. E dolgozatban megmutatjuk, hogy az alapesetre vonatkozó két ismert algoritmus ekvivalens, azaz adott feltételek mellett azonos buzzalozási eredményeznek.

A csatornabuzzalozási alapalgoritmusok

/A/ A Hashimoto-Stevens féle pályaszerinti csatornabuzzalozási algoritmus [2] a következő:

- /1/ Tekintsük azt a buzzalozási szakaszt, amelynek bal végpontja a csatornában a legbalrább esik, és helyezzük ezt a csatorna legalsó buzzalozási pályájára.
- /2/ Tekintsük azt a buzzalozási szakaszt, amelynek bal végpontja a legbalrább, de az előzőleg elhelyezett buzzalozási szakasztól jobbra

van, és helyezzük el ugyanazon a pályán, mint az előző buzzalozási szakasz.

/3/ Ha több szakasz nem fér el az adott pályán, akkor kezdjük egy új pályát.

A fenti algoritmus optimális buzzalozási elrendezést generál, vagyis bizonyíthatóan a lehető legkevesebb pályát veszi igénybe.

/B/ A csatornabuzzalozási feladat megoldására a közelmúltban új alapalgoritmust javasoltak [3,4]. Ennek az ún. oszlopszerinti algoritmusnak a lépései a következők:

- /1/ Tekintsük egymás után a buzzalozási szakaszokat, a bal végpontjuk sorrendjében.
- /2/ Helyezzük a soron következő buzzalozási szakaszt a rendelkezésre álló szabad pályák bármelyikére /vagyis egy tetszőleges olyan pályára, amelyre az adott szakasz elhelyezhető anélkül, hogy az átfedne egy már ottlévő buzzalozási szakaszt/.

Az oszlopszerinti algoritmusról könnyen látható, hogy szintén optimális buzzalozási elrendezést eredményez.

A szabad pályák bármelyike választható. Egy egyszerű pályakiválasztási szabály lehet a következő:

A buzzalozási szakaszok elhelyezésére válasszuk mindig a szabad pályák közül a legalsót.

Ha az oszlopszerinti algoritmusban a fenti kiválasztási szabályt alkalmazzuk, akkor az 1. ábra szerinti buzzalozási elrendezést kapjuk. Ellenőrizhetjük, hogy a pályaszerinti algoritmus szintén erre a buzzalozási elrendezésre vezet. Ez az azonosság általánosan is igaz [5].

A két buzzalozási elrendezés azonosságának bizonyítása

Tegyük fel, hogy létezik a két algoritmus által különbözőképpen elhelyezett buzzalozási szakasz. Legyen az első /legbalrább eső/ ilyen buzzalozási szakasz P, és legyen ez a két esetben az A illetve M

pályára helyezve, ahol A az alacsonyabban fekvő pálya /2. ábra/. Abban a huzalképben, amelyben az F huzal az A pályán található /2. a. ábra/, tekintjük az A pályán az F-től balra levő huzalokat /nevezük ezeket előzmény-huzaloknak/. Mithogy F a két algoritmus által különbözőképpen elhelyezett huzalok közül az első, ezért a két esetben az előzményhuzalok azonosak. Jelöljük P-vel az előzményhuzalok jobb szélső pontját /illetve a pálya bal végpontját, ha nincsen előzmény-huzal/. Vizsgáljuk meg, hogy a /b/ huzalképet melyik algoritmus eredményezte:

/A/ A /b/ huzalképet a pályaszerinti algoritmus generálta.

Tehát ez az algoritmus az F huzalt a magasabban levő pályára helyezte, miután az alacsonyabb A pályán befejezte a huzalelhelyezést. Ebből következik, hogy az algoritmus P-től jobbra egy X huzalt helyezett el, még mielőtt F-et figyelembe vehette volna az elhelyezéshez. Tehát

/1/ az X huzal P-től jobbra fekszik, azaz az /a/ huzalképen egy másik pályán szerepel,

/2/ az X huzal kezdete az F bal végpontjától balra fekszik.

Ez azonban ellentmondás, hiszen feltételeztük, hogy F volt az első olyan huzal, amely a két esetben különbözőképpen lett elhelyezve.

/B/ A /b/ huzalképet az oszlopszerinti algoritmus generálta.

Ez az algoritmus a huzalokat a bal végpontjuk sorrendjében helyezte el. Tehát amikor az algoritmus éppen a P-től jobbra eső huzalt keresett, az A pálya még szabad volt. Minthogy F végül is az M pályára került, ezért addigra az A pályát egy másik X huzal elfoglalta /hiszen a pályakiválasztási szabály értelmében az algoritmus a huzalokat a legalsó szabad pályára helyezi/. Ez az X huzal rendelkezik ugyanazzal a két tulajdonsággal, mint az /A/ esetben. Tehát a /B/ esetben is ellentmondásra jutottunk, vagyis kiindulási feltételezésünkkel ellentétben a két algoritmus minden huzalt azonosan helyez el.

Összefoglalás

Megmutattuk, hogy az oszlopszerinti algoritmus - adott pályakiválasztási szabály mellett - a pályaszerinti algoritmussal azonos huzalképet eredményez. Ebben az értelemben a pályaszerinti algoritmus az oszlopszerinti algoritmus speciális esete /bár a huzalok elhelyezése a két esetben más-más sorrendben történik/. Az oszlopszerinti algoritmus előnye, hogy a pályakiválasztási szabály megválasztása révén a tervező számára lehetőség nyílik többféle huzalkép generálására; sőt az algoritmus képes adott pályaszámú csatornában az összes lehetséges huzalkép generálására. Az oszlopszerinti algoritmusnak ez a teljessége jól kihasználható különböző layout-tervezési szempontok /pl. jelinterferencia, jelkésleltetés csökkentése, egyenletes huzaleloszlás/ figyelembevételére.

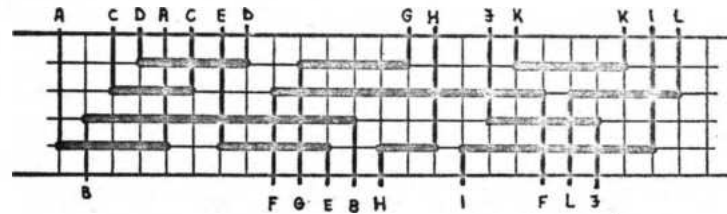
Köszönetnyilvánítás

Az ismertetett eredmények a szerző kétéves irországi kutatási ösztöndíja alatt végzett munkáján alapulnak. A szerző köszönetét fejezi ki munkahelyi, szakmai vezetőinek a tanulmányut támogatásáért, valamint a felkészülésben és a tanulmányut ideje alatt nyújtott segítségükért. A szerző köszönetet mond J.O.Scanlan professzornak /University College Dublin/ a kétéves időszak alatti szakmai irányításáért és számos értékes tanácsáért.

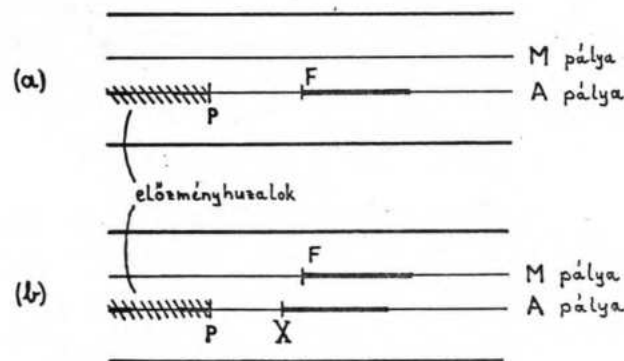
Irodalom

- [1] T.G.Szymanski, Dogleg Channel Routing is NP-Complete, IEEE Trans.CAD, Vol 4, Jan 1984, pp.31-41.
- [2] A.Hashimoto, J.Stevens, Wire Routing by Optimizing Channel Assignment within Large Apertures, Proc.8th Design Autom. Workshop, 1971, pp.155-169.
- [3] R.L.Rivest, C.M.Fiduccia, A'greedy' channel router, Proc. 19th Design Autom.Conf., San Francisco, 1976, pp.425-433.

- [4] A.Sangiovanni-Vincentelli, M.Santomauro, YACR:Yet Another Channel Router, Proc.1983 Custom Integrated Circuits Conf., Rochester, N.Y.,1983,pp.327-331.
- [5] A.Somogyi, Equivalence of the Left-edge and Column-by-column Channel Routing Algorithms, Electronics Letters, Vol 20, No.14, 5 July 1984, pp.606-607.



1. ábra Az A-A,B-B, stb. huzalok elhelyezése a két algoritmus alapján



2. ábra (a) huzalkép: az F huzal az A pályán
(b) huzalkép: az F huzal az M pályán

ELEKTRONIKUS ALKATRÉSZEK ADATBAZISÁNAK LÉTREHOZÁSA

Bodrog Levente, Kovács Zsoltné

Az adattárolást általánosan jellemző legfontosabb kategóriák: a tárolási forma és a tételazonosítás, az adatdefiniálás módja, a különböző típusú adatfeldolgozások is, a kidolgozás mértékének és igényének függvényében számos adattártípus kialakítást tesznek lehetővé.

Az elektronikai alkatrészek adattári feldolgozásánál, és ennek kapcsán az adattár kialakításánál a különböző típusú alkatrész leírások - mint adattári feldolgozások - integrálhatósága volt az elsődleges szempont. Ezt a szempontot egy sokrétű adatfeldolgozás, és az adattár használatát segítő felhasználó-centrikus kialakítás egészíti ki.

Az integrálhatóság alatt az adattári tételek különböző típusú leírását, az elektronikus alkatrészeknek különböző szempontú adatokkal történő jellemezhetőségét kell érteni. Az elektronikus alkatrészeknek a különböző típusú leírásait ugyanannak az adattárnak kell tudni feldolgozni. Az elektronikai alkatrészek leírástípusait a következőképpen csoportosíthatjuk:

az alkatrészfajták szerinti leírások,
az adattípusok /pl.: szöveges, numerikus, táblázatos, stb/
a leírási formák /pl.: jellemzés adatcsoportokkal, vagy jellemzés modellekkel, stb./

Addig, amíg az első két feldolgozási formában a tétel-adat megfeleltetés egyszeres értelmezésű, a harmadik formában egy leírás /modell/ több tételhez is hozzárendelhető. Abban az esetben, ha az adattári feldolgozásban több típusú modell feldolgozásával is számolni kell, az adatfeldolgozás problémája bonyolódik, hiszen az egyes modellekhez rendelhető tételcsoportok - általánosságban - nem képeznek közös halmazt. Következésképpen a differenciált adatfeldolgozást az adattárkezelő program-

mal célszerű megoldani, mivel ezek az ismeretek tulmutathatnak akár az adattárkezelő, akár a felhasználó érdeklődési körén. A vázolt problémakör esetünkben azért lényeges, mert az elektronikus alkatrészeket feldolgozó integrált adatbázissal nemcsak katalógus típusú adatszolgáltatást, hanem különböző tervező-programokhoz /pl.: AUTER/ alkatrészmodell leírást is meg lehet adni.

Az adatbázissal aktivizálható adatfeldolgozás-típusok, mint funkciók, az adattár használhatóságának is fokmérője. Az integrált adatbázis funkciócsoportjai:

adatdefiníciós, adattártöltési szolgáltatás /pl.: új tétel betöltése adatlapokkal, meglévő programadattárak egyes részeinek áttöltése töltőprogramokkal, stb./,
adattárkarbantartási funkciók /törlés, másolás, mentés, javítás, stb./,
az adatbázison definiált műveletek /kereső függvények, adatrendezések, dokumentáció készítések, stb./,
tételazonosító generálás.

Mint különösen jellemző adattári funkciókat az adatkeresést és a tételazonosító generálást célszerű részletesebben bemutatni. Az adattáraknak a tároló funkciójuk mellett a leglényegesebb szolgáltatásuk az adatkeresési funkció. Megoldásként számos keresési feladat között válogathatunk /pl.: alkatrész típusok keresése, ekvivalens alkatrészek keresése, adott funkcióval, vagy paraméterekkel rendelkező alkatrészek keresése, stb./, amelyeket az integrált adatbázis kétféle, kulcs-szavas keresési elv alapján hajt végre. Az adattári adatfeldolgozásoknál alkalmazott kétféle keresési elv lényege a következő:

lehet keresni az adattárolási forma szerint, amikor is adott adattípushoz rögzített feldolgozási forma és rögzített tárolási hely tartozik. A kulcsszó tehát helyet jelöl;

lehet keresni fogalom szerint is, ahol maga a fogalom szerepel keresési kulcsszóként.

A tárolási forma szerinti keresés lényeges előnye az előre megadható, adott funkciójú kereső függvényekben rejlik. Hátránya az a statikus jelleg, ami abból fakad, hogy csak az kereshető

és csak úgy, amit illetve ahogy előre rögzítettünk.

A fogalom szerinti keresés előnye a dinamikus jelleg, azaz bármelyik, az adattárban feldolgozott fogalom szerepelhet kulcsszóként. Hátránya viszont az, hogy a kulcsszóként megadott fogalmat minden vonatkozásban feldolgozza a kereső program. Ebből a tényből egyenesen következik, hogy általános fogalmak szerint nem célszerű keresni.

A hatékony keresés egyik változata lehet a két különböző típusú kereső feldolgozás váltakozó alkalmazása, másik változatként az ügyesen felépített fogalom-stratégiát lehet említeni. Talán nem érdektelen megemlíteni a két kereső eljárás különbségeként a dokumentálhatósági körülményeket is. Míg az egyikhez előre megtervezhető, addig a másikhoz általános nyomtatási forma tartozhat.

A tételazonosító kulcsfontosságú adattári elem. Minden alkatrészhez, mint adattári tételhez, egy többelemű, az alkatrészt egyértelműen meghatározó, hierarchikus felépítésű azonosító tartozik. Tekintettel az alkatrészváltozatok igen nagy számára és az azonosítás elengedhetetlen pontosságára, az azonosító előállítását külön program-szegmens végzi. Az "előállítás" vonatkozhat egy új azonosító generálására is, de vonatkozhat egy feldolgozott tétel azonosítójának definiálására is. Az azonosító az alkatrésznek olyan egyértelmű kódjaként fogható fel, amely az alkatrészeire jellemző információt hordoz. Ez a kód megfejtendő és természetesen felépíthető. Egy-egy alkatrész-osztályra az azonosító előállításának a módja rögzített, ez biztosítja a bővíthetőséget és az egyöntetűséget. Elvileg nincs akadálya annak sem, hogy a tételazonosító az adatbázistól függetlenül is egzisztáljon. Ez utóbbi funkciót azonban a megszokottság, a rutinszerűen alkalmazott háziszabványok nem segítik, bár az egyre jobban elterjedő gépi adatfeldolgozás az esetleges átállással kapcsolatos problémákat lényegesen csökkentheti. Az adattári feldolgozás univerzalitását hivatott szolgálni az a lehetőség is, hogy az egyes elektronikai alkatrészeket nemcsak a tételazonosítóval lehet megjelölni, hanem az összes szokványos módon. Így az alkatrészeknek lehet adni általános szöveges megnevezést, vagy jellemző rajzszámot, sőt

fel lehet dolgozni az alkatrészt gyártó gyár kódrendszerében is. Nem szabad azonban elfelejteni, hogy ezek a feldolgozások átfedhetik egymást, vagy alkothatnak a többi alkatrészhez nem illeszthető logikai rendszert is. Bár keresést ezeknek az azonosítóknak az alapján is el lehet végezni, az egész adattárra érvényes egyértelmű megkülönböztetést csak a tételazonosítótól várhatunk.

Az adattári feldolgozást, és a különböző adattári felhasználás alapját képező szakterületek szerinti felhasználó orientáltságot egy többszörös menürendszer segíti.

A menü tájékoztatja és segíti többek között:

- a tételdefiniáló adatlapok kitöltőjét a kitöltött adatok helyességéről,
- az adattár alkalmazásában, használatában járattan felhasználót az adattári szolgáltatásokról, az adattár felépítéséről,
- az adattár feltöltöttségéért felelős adattárkezelőt az alkatrészzazonosítóban alkalmazható kódok jelentéséről,
- az adattári működést bemutató dokumentáció készítőjét a fejlesztők által fontosnak, lényegesnek ítélt adattárjellemzőkről.

A menü tehát egyaránt szerephez jut az új tételek megadásánál, az adattári műveletek aktivizálásánál és az általános tájékoztatásnál is. Mivel a tájékoztató adatok feldolgozását végző menü-szegmens bővíthető a szükségesnek ítélt információk folyamatosan feldolgozhatók.

Az adattár bővíthetősége a feldolgozott tételek bővíthetőségét jelenti. Amennyiben az integrált adatbázis szolgáltatásait, vagy lényeges jellemzőit kívánjuk megváltoztatni, erre is van mód, de ennek realitása csak egy továbbfejlesztés keretén belül van meg.

Az adattár működési elve és keretrendszere általános, tehát elvileg mód van bármilyen vonatkozásban, hasonló szolgáltatásokkal rendelkező integrált adattár kialakítására.

MIKROSZÁMITÓGÉPES TELEFONFORGALOM-SZIMULÁTOR ÉS MONITOR

(TGA-85)

Borsányi József

A távbeszélő központok funkcionális működését és forgalomlebonylító képességét mesterséges forgalom-szimulálással lehet meghatározni.

Már az első távbeszélő központok létrehozásával egyidejűleg készítettek, és azóta is készítenek különböző hívógenerátorokat és forgalom regisztrálókat, amelyek a működés megfigyelésére, statisztikai értékelésre és a központok bevizsgálására szolgálnak.

Ezek a hívásgenerátorok általában egy, vagy csak néhány vonalat tudtak egyszerre terhelni, és a mérési adataikat csak feldolgozás után lehetett kiértékelni.

Célunk olyan telefon-forgalom szimulátor megvalósítása, amely a következő szolgáltatásokra képes:

- Egyszerre több (32) előfizetői vonalon keresztül kapcsolódik a központhoz, amelyek egyidejű hívások generálására ill. fogadására alkalmasak.
- A generált hívási folyamatokat követi és ennek alapján értékeli a központ működését.
- A hívási idő-paraméterei a felhasználó által megadhatók, továbbá hibás vagy nem befejezett hívás is generálható.
- Álvéletlen forgalom generálása.
- A mérési eredmények statisztikus feldolgozása és a kiértékelés megjelenítése display-n vagy sornymaton.

A telefonforgalom szimulátor vezérlését egy mikroszámítógép végzi, amely az összes számítási feladatot is ellátja. Ehhez, mint perifériák csatlakoznak a speciális vonali illesztő egységek, amelyek lehetővé teszik a központ előfizetői vonalaihoz való csatlakoztatást.

Távlati célunk kibővíteni a TGA-85 szimulátort 2Mbit/s-os digitális trunk vonali illesztővel, mert így a központ teljes vizsgálatát tenné lehetővé.

R-30 UJ FELÁLLÁSBAN

Ivics József, Tatai Gáborné

Kivonat

Az előadás célja, hogy minden érdeklődőt vázlatosan megismer-
tessen az R-30 számítógép használatának lehetőségeivel, külö-
nös tekintettel arra, hogy 1984 végére a bővítések, és a ter-
minálhálózat kiépítésével merőben új körülmények alakultak ki.

Ezért szükségesnek tartjuk, hogy egy szélesebb, és ezáltal
általánosabb ismertetést adjunk, mind a hardware, mind a soft-
ware rendszerről; elsősorban a felhasználók érdekeit és érdek-
lődését figyelembe véve. A jelenlegi állapoton túl a mai bází-
son megteremthető, viszonylag korszerű számítógéphálózatot le-
hetne teremteni a mikrogépek /Commodore-64, IBM XT, VT-30,
TAP 34/ rendszerbe integrálásával, amely mind a tudományos cé-
lu felhasználást, mind az ügyvitelgépesítési feladatok megold-
ását biztosítaná.

AZ ÁLTALÁNOS DIREKT KONTROL SZISZTEMABSZOLUT STABILITÁSÁRÓL

Dr. Klímó János

Tekintsük a következő differenciál-egyenletet:

$$\dot{x}(t) = -A \cdot x(t) - \underline{b} \varphi(\delta)$$

$$\sigma = \langle x(t), \underline{e} \rangle$$

Ezt az egyenletet nevezzük direkt kontrol szisztemnek.
Legyen a szokásos jelölés:

$$\text{sign } x = \begin{cases} +1 & \text{ha } x \geq 0 \\ -1 & \text{ha } x < 0 \end{cases}$$

Vektor esetben:

$$\underline{x} = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$$

$$\text{sign } \underline{x} = (\text{sign } x_1, \text{sign } x_2, \text{sign } x_3, \dots, \text{sign } x_n)$$

Ha az /1/ egyenletben szereplő $\underline{b}$ és $\underline{c}$ vektorok komponensei a következők:

$$\underline{b} = (b_1, b_2, b_3, \dots, b_n)$$

$$\underline{c} = (c_1, c_2, c_3, \dots, c_n),$$

akkor a későbbiek céljára tegyük fel a következőt:

$$\text{sign } \underline{b} = \text{sign } \underline{c}$$

továbbá, hogy

$$b_i \neq 0, c_i \neq 0 \quad i=1, 2, 3, \dots, n$$

Tekintsük a következő transzformációt:

$$\underline{x} = \left(\frac{y_1}{c_1}, \frac{y_2}{c_2}, \frac{y_3}{c_3}, \dots, \frac{y_n}{c_n} \right)$$

akkor /1/ így írható

$$\dot{y}(t) = -A_1 y(t) - \underline{b}_1 \varphi(\sigma_1)$$

ahol

$$\sigma_1 = \langle \underline{e}, y(t) \rangle$$

és

$$\underline{e} = (1, 1, 1, \dots, 1)$$

$$A = (a_{ij})_{i,j=1}^n$$

$$A_1 = (\hat{a}_{ij})_{i,j=1}^n \quad \hat{a}_{ij} = a_{ij} \cdot \frac{c_i}{c_j}$$

$$\underline{b}_1 = (b_1 \cdot c_1, b_2 \cdot c_2, b_3 \cdot c_3, \dots, b_n \cdot c_n)$$

Tekintsük a következő $V(y)$ függvényt:

$$V(y) = \sum_{i=1}^n |y_i| + \left| \sum_{i=1}^n y_i \right| = \langle y, \text{sign } y \rangle + \langle y, \underline{e} \rangle \cdot \text{sign } \sigma_1$$

$$\sigma_1 = \langle \underline{e}, y \rangle$$

A /2/ egyenlet megoldásait behelyettesítve a $V(y)$ függvénybe, az így kapott skalár-vektor függvény deriváltja a következő:

$$-\frac{d}{dt} V(y(t)) = \langle A_1 y(t), \text{sign } y(t) \rangle + \langle \underline{b}_1 \varphi(\sigma_1), \text{sign } y(t) \rangle + \langle A_1 y(t), \underline{e} \rangle \cdot \text{sign } \sigma_1 + \langle \underline{b}_1 \varphi(\sigma_1), \underline{e} \rangle \text{sign } \sigma_1$$

Nyilvánvaló, hogy

$$\langle \underline{b}_1 \varphi(\sigma_1), \text{sign } y(t) \rangle \geq -\langle \underline{b}_1, \underline{e} \rangle |\varphi(\sigma_1)|$$

$$\langle \underline{b}_1 \varphi(\sigma_1), \underline{e} \rangle \text{sign } \sigma_1 = \langle \underline{b}_1, \underline{e} \rangle |\varphi(\sigma_1)|$$

ugyanis

$$\varphi(\sigma_1) \cdot \text{sign } \sigma_1 \geq 0$$

Tegyük fel, hogy az A_1 mátrix oszlop összeg-domináns és, hogy

$$i \neq j \quad \text{-re} \quad \hat{a}_{ij} \leq 0$$

Ekkor

$$\langle A_1 y(t), \text{sign } y(t) \rangle = \langle y(t), A_1^T \cdot \text{sign } y(t) \rangle \geq 0$$

$$|\langle A_1 y(t), \underline{e} \rangle \text{sign } \sigma_1| = |\langle y(t), A_1^T \cdot \underline{e} \rangle|$$

Mivel A_1 minden nem-fődiagonális eleme negatív vagy 0, így

$A_1^T \cdot \underline{e}$ minden komponense abszolút kisebb mint az $A_1^T \cdot \text{sign } y(t)$ megfelelő komponensének abszolút értéke.

Igy

$$\langle A_1 y(t), \text{sign } y(t) \rangle \geq |\langle A_1 y(t), \underline{e} \rangle \text{sign } y(t)|$$

Tehát az előzőek alapján $-\frac{d}{dt} V(y(t)) \geq 0$.

Azaz kimondhatjuk a következő tételt:

Tétel:

Ha az /1/ egyenletben szereplő A mátrixból és c vektorból kapott A mátrix oszlop összeg domináns, valamint $i \neq j$ -re

$$a_{ij} \cdot \frac{c_i}{c_j} \leq 0, \quad \text{a } b \text{ és a } c \text{ vektoroknak nincs } 0 \text{ komponensük, valamint } \operatorname{sign} b = \operatorname{sign} c; \quad \varphi(\sigma) \cdot \operatorname{sign} \sigma \geq 0,$$

akkor az /1/ egyenlet abszolút stabil.

Megjegyzés:

Ha létezik olyan B invertálható mátrix, melyre a $B^{-1}A$ B mátrix oszlop összeg-domináns, továbbá a $B^{-1}AB$ mátrix minden nem fő-diagonális eleme negatív vagy 0, valamint a $B^{\text{tr}}c = \underline{e} = [1, 1, \dots, 1]$ és $B^{-1}b$ minden komponense pozitív, akkor az /1/ egyenlet abszolút stabil.

A következőkben az indirekt kontrol rendszerrel foglalkozunk. Ismeretes -- /1/ -- hogy a következő differenciál-egyenlettel írható át az indirekt kontrol rendszer:

$$\begin{aligned} \dot{y} &= -Ay - b \varphi(\sigma) \\ /3/ \quad \dot{\sigma} &= -\langle c, y \rangle - p \cdot \varphi(\sigma) \end{aligned}$$

Ebben az esetben a $V(y) = \sum |y_i| + |\sigma|$ energia függvényt tekintjük.

$$-\frac{d}{dt} V(y(t)) = \langle Ay, \operatorname{sign} y \rangle + \langle b \varphi(\sigma), \operatorname{sign} y \rangle + \langle c, y \rangle \operatorname{sign} \sigma + p \cdot \varphi(\sigma) \cdot \operatorname{sign} \sigma$$

Jelölje $\begin{bmatrix} A & 0 \\ c & 0 \end{bmatrix} = \hat{A}; \quad (y_1, y_2, y_3, \dots, y_n, \sigma) = y,$

Ekkor

$$-\frac{d}{dt} V(y(t)) \geq \langle \hat{A} y, \operatorname{sign} y \rangle - |b| |\varphi(\sigma)| + p |\varphi(\sigma)|$$

Amennyiben $\hat{A}$ oszlopösszeg domináns és $|b| \leq p$ akkor $-\frac{d}{dt} V(y(t)) \geq 0$, tehát a /3/ egyenlet abszolút stabil.

Irodalom:

/1/ S.Lefschetz: Stability of nonlinear control systems, 39. oldal, Academic Press, New York.

MŰSZEREK ÁLLÓ- ÉS FOGYÓESZKÖZ KÉSZLETÉNEK SZÁMITÓGÉPES

MŰSZAKI NYILVÁNTARTÁSA

KRÁLIK OTTÓNÉ, BENCZE JÓZSEF,
MARAPKÓ LÁSZLÓ, KOCSIS ZOLTÁN

A TKI 1983-ban megbízta a VIDEOTON Elektronikai Vállalatot, hogy dolgozza ki a Számviteli Osztály számára az Intézet álló- és fogyóeszköz nyilvántartási és gazdálkodási számítógépes rendszerét, az Intézet VT 30-as gépére. A Műszergazdálkodási Osztályon felmerülő igény kielégítésére ez a terv az alábbiak szerinti műszaki törzs-állománnyal bővült.

A nyilvántartott műszerekről a rendszer programjainak segítségével elkészíthetjük a gépi adatállományt, elvégezhetjük az adat-karbantartási műveleteket.

A számítógépben tárolt adatok alapján táblázatok készíthetők az osztály feladatainak elvégzéséhez, információ szolgáltatáshoz, leltározáshoz, műszer kölcsönzéshez, stb.

Elkészíthető:

- A műszaki törzsállomány teljes listája, leltári szám alapján rendezve. A törzsállomány minden rekordjának minden adata szerepel a listán.
- Az állomány teljes rövidített listája leltári szám által növekvő sorrendben. A törzsállomány minden tételéről csak az azonosításhoz szükséges adatok kerülnek listázásra.
- Szakmai kódszám alapján készült válogatás.
- Az operátor által megadott dátum óta beszerezett műszerek listája.
- Nagyértékű műszer bejelentés MTA Műszerügyi Szolgálat felé.
- Az operátor által megadott gyártó cég kódszáma alapján történő válogatás.

Minden egyes műszerről /tételről/ az adattár feltöltése előtt adatlapot kell kitölteni. Erről a műszernyilvántartó lapról kerülnek a mezők felvitelre az adatok a display maszk alkalmazásával.

A rendszer által különböző kódolásokat megvalósító segédállományok:

- Műszaki törzsfile: tartalmazza a műszerállomány egyedi jellemző adatait.
- Cégazonosító file: szerepe, hogy a cégek megnevezését és országának nevét rövid kódszámhoz rendelje.

Ez a kódolás a Műszerügyi Szolgálatnál már kialakult rendszer,

a 7 jegyű kódszám felépítése a következő:

- első jegy: 1 tőkés
2 szocialista
- 2-3 jegy : az ország azonosítója
- 4-7 jegy : a cég azonosítója
- Szakmai osztályozási file: a 6 jegyű szakmai kódszámhoz kell hozzárendelni a szakmai osztály rövid szöveges meghatározását. Ez a TKI-n kívül kialakult kódrendszert tartalmazza.
- Műszaki jellemzők file: TKI-n belüli egyszerű kódolási rendszer, amely 3 jegyű kódokat rendel a jellemzők szöveges meghatározásához.
- Műszaki tartozék file: Intézetben belüli egyszerű kódolási rendszer, amely 3 jegyű kódokat rendel a tartozékok szöveges meghatározásához.

Az elkészített listát illetve válogatást ki lehet vinni printerre, így nyomtatásban is megjeleníthető.

Műszaki törzsállomány karbantartást negyedévenként kell végrehajtani, a következő lehetséges műveletekkel:

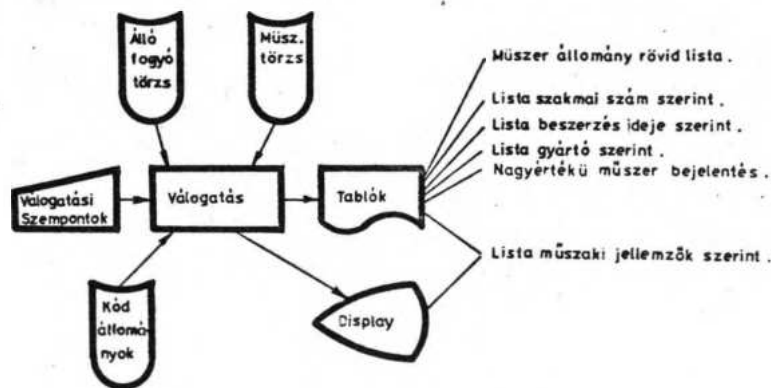
- bevitel
- módosítás
- törlés
- listázás

A terv tartalmazza még a szervizcégek, mértékegység állomány és a kódszámok listáját.

E röviden ismertetett adatnyilvántartási rendszer működési feltétele a szoros együttműködés a Számviteli Osztállyal. A műszaki adatok felvitelét meg kell előznie az álló- és fogyóeszköz nyilvántartó rendszer feltöltésének. A Számviteli Osztály nagy mennyiségű adat-tétele miatt a műszer rekordok nehezen hozzáférhetők a Műszergazdálkodási Osztály mindennapos munkája során. Miután ezen rekordok mennyisége jóval 1000 db fölött van, a velük való gazdálkodás szükségessé teszi az áttekinthető, gyors adatkezelést.

A működő számítógépes rendszerrel jelentős segítséget tudunk nyújtani az intézeti kutató osztályoknak tudományos munkájuk végzésében.

Bebizonyosodott azonban, hogy egy ilyen rendszer működése akkor hatékony, ha az adatbevitel és a lekérdezés feltételei a Műszergazdálkodási Osztály rendelkezésére közvetlenül adóttak. Az utóbbi években megteremtődött a lehetősége annak, hogy viszonylag nagy sebességű és memória kapacitású, olcsó személyi számítógépet használjunk fel a nyilvántartás problémáinak megoldására. Ezért kísérletek folynak a rendszer megvalósítására.



1. ábra Feldolgozások

FOTOSZIMBÓLUMOK GYÁRTÁSI ELJÁRÁSA

Blaha István, Szabó Lászlóné dr.

A síkasztalos precíziós rajzgépek egyik fontos felhasználási területe a fényírófejes rajzolás. Így gyorsan és jó kivitelben készíthetők vonalas jellegű rajzolatok fényérzékeny anyagra. A helyesen kialakított fotofej a megfelelő szimbólumokkal és az alkalmasan megválasztott fényérzékeny anyag együttesen biztosítja a jó minőségű, mérethű és alaktartó rajzolatok előállítását.

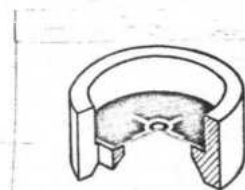
A legfontosabb alkalmazási terület a nyomtatottáramkörti kártya gyártáshoz szükséges mesterfilm s egyéb dokumentáció előállítása, de eredményesen használható a fényírófejes rajzolás térképészetben stb., bármilyen vonalas jellegű ábra készítésére.

Fotoszimbólum

Valamennyi fotofej típus működése alapvetően megegyezik: egy adott fotoszimbólum-nyíláson át megvilágítjuk a fényérzékeny-anyagot és a szimbólum leképeződik. Ha a megvilágítás pillanatszerű a rajzgép álló helyzetében, akkor u.n. "flash" leképezésről beszélünk, pl. forrszem; ha pedig a megvilágítás folyamatos és közben a rajzgép mozog, akkor a szimbólum méretétől és alakjától függő vonal jön létre.

Az alkalmazási területtől függően különféle szimbólumokra van szükség, így a hatékony fotofejes rajzolás megfelelően kialakított szimbólum készletet igényel.

Az 1. ábrán látható egy fotoszimbólum, azaz egy befoglaló fémgűrű és a gűrűbe ültetett filmdarabka, amelyen fototechnikai eljárással van kialakítva a szimbólum ábrája.



1. ábra
Fotoszimbólum

A kialakítható szimbólumok méretének kettős korlátja van, 0,05 mm-nél kisebb méretű szimbólumkép nehezen készíthető el és rosszul képződik le, míg felső korlátot jelent a befoglalógyűrű aktív mérete és a leképzőrendszer. /ez kb. 4,5 mm-es átmérő/. Meg kell említeni azt is, hogy az optikai rendszertől függően, nem minden esetben egyezik meg a fotoszimbólum elem mérete a leképzés méretével.

Szimbólum-élettartam, meghibásodás kérdései.

A filmdarabkán lévő emulzió réteg a fej izzójának hőhatására és a fej működésével járó mechanikai igénybevétel miatt gyakran meghibásodik és ez hibás rajzolatokat eredményez. A hibás filmeket elemezve meg kell keresni a hibát okozó szimbólumot, s a hibaelhárítás legjobb módja, ha rögtön kicseréljük jóra. Ha nem rendelkezünk tartalék elemmel, akkor meg kell próbálkozni a szimbólum retusálásával, de ez a hiba jellegétől függően nem mindig oldható meg és ha sikerül is, a retusált szimbólum élettartama nem hosszú, így a retusálás csak provizórikus megoldás, a cél a szimbólum cseréje. A zavartalan fotofejés munkához biztosítani kell, hogy valamennyi szimbólumból legyen tartalék, de ehhez sok devizára van szükség, ezért célszerűnek láttuk megvizsgálni annak lehetőségét, miként lehetne házi gyártású szimbólumokkal pótolni az importot.

Fotoszimbólum előállítás

A fotoszimbólum készítés három fázisból áll:

- hordozó fémgyűrű gyártása, gondos méret-ellenőrzéssel
- szimbólum-film készítés
- szimbólum szerelés és bemérés, ellenőrzés.

Hordozógyűrű gyártás

A hordozó fémgyűrű gyártása az eredeti elemről készült mihelyrajz alapján történik. A gyűrű anyaga feketére eloxált alumínium ötvözet. Valamennyi elkészült gyűrűnél igen gondos

méret-ellenőrzésre van szükség.

Szimbólum-film készítés

A szükséges szimbólum ábrákat rajzgéppel készítjük el, nagyított méretben Rubylith fóliára, így a rajzgép, kicsinyítő rendszer hibái kb. $\pm 5\%$ -os mérettűrést eredményeznek. A módszer lehetővé teszi egyidejűleg 21 szimbólum elkészítését és így az egy elemre eső költségek jelentősen csökkennek.

A szimbólum szerelés

Eszközei:

- változtatható nagyítású mérőprojektor
- beállító szerszám a hordozógyűrű befogására
- leszívó berendezés a szimbólum-filmdarabka megtartására a beállítás utáni végső rögzítésig
- mérő-illesztő ábra a projektorra a beállításához
- kézi szerszámok és segédanyagok /csipesz, beállító-tű, ragasztóanyag stb./

A szerelés művelete:

- a megfelelően előkészített projektorba behelyezzük a beállítószerszámot a hordozógyűrűvel együtt
- a szimbólum filmből lyukasztással kivágott elemet beültetjük, s a beállító eszközökkel, a projektoron ellenőrizve, a filmdarabkát a helyére csusztatjuk.
- a leszívórendszer bekapcsolásával megakadályozzuk a filmdarabka elcsuszását és rögzítjük a hordozó gyűrűben.

A szerelés ellenőrzése

Az elkészült fotoszimbólum filmre leképzett képét mérőprojektorral vagy mérőmikroszkóppal ellenőrizzük. Körszimmetrikus szimbólumnál megvizsgáljuk a leképzett kép excentricitását és természetesen a méretét is megmérjük. Irányított helyzetű elem esetében /pl. illesztőjel, négyszög, alfanumerikus karakter stb./ ezeken kívül a szögelfordulást is meg kell vizsgálni.

A vizsgálatok gyors és megbízható elvégzéséhez teszt filmeket dolgoztunk ki.

A szimbólum készítés jövője

A szimbólum készítést, ill. újabb szimbólumok kidolgozását több tényező tette szükségessé:

- meglévő szimbólumok felújítása, cseréje
- a fotofejés rajzolást alkalmazó technológiák állandó fejlődése /a nyomtatottáramkör gyártás mind a gyártási paraméterek, mind pedig az alkatrész-ipar fejlődése miatt speciális méretű és alakú új szimbólumokat igényel/
- újabb területek bekapcsolása a fotofejés rajzolásba
- rajzgép-idő és így költségcsökkenést eredményez a korábban rajzolással előállított elemek szimbólummá alakítása.

Az eddig elért eredmények és a kísérleti gyártás tapasztalata alapján célunk továbbra is az, hogy a deviza megtakarításon kívül, gyorsan és korszerűen tudjunk alkalmazkodni a mindenkorai technológiai változásokhoz és kihasználjuk a minél jobb végtermék előállításához az általunk kifejlesztett szimbólum-gyártásban rejlő korlátlan lehetőségeket.

GATE-ARRAY TERVEZÉS A CASCAD RENDSZERBEN

Szende Györgyi, Varga István

Bevezetés

Dolgozatunkban azt mutatjuk be, hogy miként lehet tervezési feladatokat megoldani a CASCAD/1/ rendszer segítségével. A tervezést a folyamat kezdetétől a cellatervezésen át az áramkör-tervezésig vázoljuk, kitérve arra, hogy a felhasználó ill. a könyvtár karbantartója szempontjából mik a legfontosabb teendők. Tapasztalatainkat egy EMG által rendelkezésre bocsájtott ák. HTSZ HT 001 típusu ULA-ra történő integrálása - egyben a CASCAD kísérleti próbája - során nyertük.

ULA típus rendszerbe állítása

Az ULA típus rendszerbe állítása a feltétele annak, hogy bármiféle tervezést végezhesünk. Ez azt jelenti, hogy el kell készíteni az alapula raszteres tervezési segédletet. Hivatkozással /2/ a teljesség igénye nélkül csak röviden magyarázzuk a segédlet fogalmát. Az alapula az ULA-nak pontosan azokat a layout elemeket ábrázolja, amelyek a fémző réteg tervezéséhez szükséges információkat nyújtják. A segédlet olyan digitalizálásra alkalmas, egyenletes négyzethálós, sokszorosítható rajz, mely akár a valódi méretarányoktól való eltérés árán is ábrázolja a lehetséges huzalozási utakat, ill. cellabeültetési helyeket. Leírása EKL leíró nyelven történik.

Cellatervezés

A cellatervezést általában a központi könyvtár karbantartója végzi, esetleg maga a gyártó. Egyedi felhasználói igények a fennálló privát cellakönyvtárának kiépítését is szükségessé tehetik. Minél komplettebb a központi könyvtár, annál kevésbé van szükség a cellatervező munkájára, mivel a kész cellákból máris lehet építkezni. Felmerül az a kérdés is, hogy milyen rész-áramköröket érdemes a könyvtárba vinni. Elsősorban logikai I/O alapfunkciókat - NAND, NOR, INVERTER, stb. - lásd /3/. Adott funkciót többféle layouttal is érdemes megtervezni. A cellák nevébe be lehet építeni a funkcióra, ill. layout-geometriára vonatkozó utalást. A cellaadatok a CASCAD rendszer jelenlegi

kiépítésében a geometriai és logikai leírást jelentik. A két leírás azonosságát a tervezőnek kell garantálnia. Éppen ennek biztosítására szolgál a cellaszint! A rendszer által nyújtott támogatás a cellatervezéshez: a layout megjelenítése /próbarajz/ és a logikai leírás /ETL/ szimulációja.

Áramkörtervezés

Az áramkörtervezési szinten szerzett tapasztalataink jelentős része a konkrét mátrix-típustól és tervezőrendszerrel függetlenül érvényes. A kapcsolási rajz tervezésénél is már előre figyelembe kell venni, hogy az áramkör particionálása optimalizálható a logikai funkció, az áramkör típus szerinti csoportosíthatóságával /4/. Néhány speciális szabály: tanulmányozni kell a könyvtárban szereplő építőelemeket. A komplex cellák gyakran jobb megoldást adnak, mint az egyszerű struktúrák. Kompromisszumot kell kötni a felülről lefelé és az alulról felfelé tervezés között. Az előbbi gyakran eredményes a szabályos áramköröknél az utóbbi viszont lehetővé teszi kisebb funkciók alávetését a szimulációnak, mielőtt a mátrixstruktúrába integrálnánk. Ha előre látszik, hogy a terv egy részét esetleg később módosítani kell, az ilyen részeket egy mátrixra kell csoportosítani. A vezetékek sok helyet foglal el, sokkal könnyebb egy-két kihasználatlan kaput találni, mint egy szabad huzalozási utat. A tesztelést könnyíti meg, ha az egyes részegységekhez vezérlést készítünk a szimuláció számára. Így könnyen felismerhető output adatokhoz jutunk. Ezután a teljes struktúrát analizáló szimulációs mintákat lehet írni. A kétféle megközelítés kombinációja az effektív tesztgeneráláshoz jó kiindulási alap.

Minta feladat

A konkrét tervezési feladatra visszatérve, itt korábban már megvalósított áramkör integrálása volt a cél. Éppen ezért a CASCAD rendszer által lehetővé tett kétféle tervezési utból a layout bázisú tervezést választottuk. Az áramkörparticionálás után az integrálás - a központi könyvtár még kezdeti kiépítettsége miatt - jelentős cellatervezési munkát igényelt.

A celláknak a tervezési segédleten történő elhelyezése, és az összeköttetések megtervezése után a feladattárba való felvitel az AUTER rendszerben szokásos digitalizálással történt. E ponttól a próbarajzot, funkcionális ellenőrzést és a gyártási dokumentáció készítését a CASCAD rendszer automatikusan biztosította. Az elmondottakat még a következő adatok illusztrálják: 20 fajta cellát terveztünk, a funkciók nehézségi foka szerint található köztük inverter, NAND, NOR kapuk, Schmitt-trigger, D latch és írható-törölhető számlálólánc egy eleme. Az áramkör 510 tranzisztorpár felhasználásával kb 60% chip kihasználtságú volt. /Nem az optimalizálás volt a cél./ A teljes tervezési munka, és a rendszeren való végigvitel 3 hónapot vett igénybe. A tervezés eredménye 80-szoros nagytávu film volt. A kísérleti feladat végigvitelével sikerült meggyőződni a CASCAD rendszer alkalmasságáról.

Hivatkozások:

- /1/ Scsaurszki Péter: CASCAD: ULA tervezés az AUTER rendszerben. TKI Jubileumi Tudományos Ülésszak, 1985.
- /2/ Scsaurszki Péter, Lévai Pál, Mózes József: Félautomatikus ULA-tervezés az AUTER rendszerben. Rendszerfejlesztői Kézikönyv, TKI, 1983.
- /3/ CMOS tervezési segédlet. HTSZ, 1983.
- /4/ Pate, R.-Berg, B.: Observe simple design rules when customizing gate arrays. EDN November 10. 1982. pp.113-117.

BSC, MSV, HDLC PROTOKOLLOK IDŐZITÉSI TÜRŐKÉPESSÉGE

Sziklay Péter, Szente Ágnes

Napjainkban az információtovábbításban egyre nagyobb szerep jut a távadatfeldolgozó rendszereknek.

A korszerű telekommunikációs adatátvitel hierarchiájának logikai szintjén az üzenettovábbításra szabványos protokollok - MSV, BSC, HDLC, SDLC stb. - használatosak. A CCITT ajánlások ezen protokollok időzítési viszonyait is megkötik, valamint előírásokat tartalmaznak az adatátviteli vonallal /fizikai szint V.24 felület/ kapcsolatosan.

A szabványos protokollokon belül szükségessé vált egy olyan feladat megvalósítása, amely az eredeti üzenet

- késleltetését
- hosszabbodását
- rövidülését
- az eredeti adatforgalommal ellentétes irányú üzenetküldést

igényelte.

Az eredeti adatátviteli struktúrába történt beavatkozást az 1. ábra szemlélteti. A megvalósítás során előtérbe kerültek a protokollok időzítései.

1. A BSC ill. MSV eljárások adatforgalma 3, időben jól elkülöníthető szakaszra osztható:

- a./ - kapcsolat felépítése
- b./ - információ átvitel
- c./ - kapcsolat bontása

a./ A kapcsolatfelépítés késleltetésének legegyszerűbb módja az 1. ábra szerinti elrendezés esetén, ha az adást kezdeményező végberendezés /továbbiakban: adó/ által a vonalra bocsátott "ENQ" felszólításokat a protokoll tűrőképessé-

ségén belül /3...7 alkalom - 1 ill. 3 másodperces időközökkel/ nem engedjük tovább. Ezzel a megoldással tehát 3...21 másodperc időtartamot késleltethetünk. A módszer előnye nagyfokú egyszerűségében rejlik, hátránya viszont, hogy az esetleges vonali zavarok jelentkezésekor szükséges ismétlések lehetőségét nagy mértékben rontja. Ennek elkerülésére az egyik lehetőség, ha az "adó" által küldött "ENQ" felszólításra maximum 2 másodpercen belül szimulált adással /ld. később/ "WACK" visszaigazolást küldünk anélkül, hogy a "vevő" felé ezekből bármit is eljuttatnánk. Ebben az esetben az "adó" újra és újra "ENQ"-t fog kezdeményezni.

b./ Ha az "adó" már megkezdte az információk blokk adását, akkor a blokkzáró karakter /ETB, BTX/ után 3 másodpercen belül nyugtázást vár. Ha ezen időtartam alatt megkapja azt, akkor a nyugtázás típusától függően /pozitív ill. negatív nyugta/ folytatja az adást, vagy ismétli az előző blokkot. Ekkor az "adó" információátviteli, un. "TEXT" üzemmódban van.

Ha az időzítés lejártával sem kapott választ az elküldött blokkra, úgy "ENQ" felszólítást küld és újra indítja az időzítést. Ebben az állapotban, bár "TEXT" üzemmódban marad, mindaz érvényes rá, mint a kapcsolatfelépítési szakaszban.

Információhosszabbodás esetén /azaz ha az információk blokkhoz további járulékos információt fűzünk/ a fentiekből következően a 3 másodperces időzítés lejártáig minden következmény nélkül terhelhetjük a protokollt. A modemvezérlő jelek időzítései miatt /50...200 ms/ azonban ezt feltétlenül szimulált adással kell küldünk. Az adás szimulációhoz legszükségesebb modemvezérlő jelek figyelésének és előállításának /szimulálásának/ módjára egy bevált kapcsolást mutat a 2. ábra. 3 másodpercnél nagyobb hosszabbodás esetén gondoskodni kell az "adó" számára szükséges "WACK" visszaigazolások előállításáról.

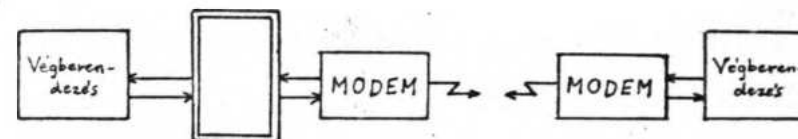
Információ rövidülése esetén /tehát az előzőleg hozzáfűzött járulékos információ leválasztásakor/ a "vevő" részére csak akkor kezdhethetjük meg az információs blokk közlését, ha biztosak vagyunk benne, hogy még a blokk vége előtt megkapjuk az "adó"-tól a blokkzáró karaktert. Amennyiben ez a várakozási idő 3 másodpercnél hosszabb, úgy közben a "vevő" felé átmeneti adásképtelenséget jelző "TTD" igazolást kell küldeni. Másik lehetőség, hogy azonnal megkezdjük az adást, és az információs blokk kezdetéig folyamatosan szinkronkaraktereket küldünk a "vevő"-nek. /Mivel némelyik gépi installáció 32-ben korlátozza a folyamatos szinkronok számát, így ajánlott minden 25-30. szinkronkarakter után néhány "NUL" karaktert küldeni/.

- c./ Kapcsolat bontását egyszerű módon késleltetni nem lehet, mivel a bontást előidéző "EOT" karakter a BSC és MSV protokollokban nem válaszkötelezett. Ennek az a következménye, hogy ha az "adó" "EOT"-t küld, utána minden esetben bontottnak tételezi fel a vonalat. /Amennyiben a "vevő" ezt nem kapta meg, úgy az időzítés lezárta után bontja a kapcsolatot/.

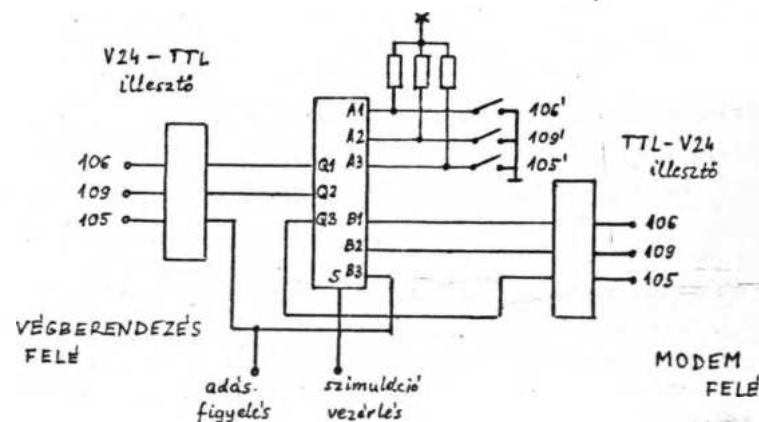
2. A HDLC és SDLC adatforgalom funkcionálisan két elkülöníthető, de időben nem szétválasztható szekvenciára bontható.

- a./ kapcsolatfelépítési un. linkelő fázis
b./ információátviteli fázis

Most csak a linkelő fázissal foglalkozunk, amikor a végberendezések az egymás közötti információátvitel strukturáját egyeztetik. Mivel a postai hálózatban különböző, a protokollt lekövető berendezések üzemelhetnek, ezért a linkelő fázishoz járulékos információt fűzni nem szabad. A vonalon ilyenkor átvitt un. "vezérlések" szüneteiben a protokoll előírja a "flag" karakterek küldését. Időzítési szempontból tehát ezek a protokollok rugalmasabbak, mint az előbbiek, mivel gyakorlatilag bármilyen hosszú időt képesek áthidalni, ha közben a "vevő" számára flageket biztosítunk.



1. ábra



2. ábra

SERVO-CONTROL MIKROPROCESSZOROS MEGVALÓSÍTÁSA

Trefil Imre, Korzsinek Károly

1. Pozícióvezérlés, szabályozás

Napjainkban egyre jobban előtérbe kerül az erősáramú, nagyteljesítményű berendezések számítógépes ill. mikroprocesszoros felügyelete. Ennek a feladatnak egyik területe a pozíció vezérlés vagy szabályozás, ahol jól definiált elmozdulás vagy elfordulás jellegű mennyiséggel kell beavatkozni a folyamatba. A gyakorlatban a probléma általában úgy merül fel, hogy a villamos jelet, mint az információ hordozóját kell elmozdulássá vagy elfordulássá konvertálni. Erre a célra - kisebb teljesítmények esetén - jól alkalmazhatók a léptető motorok, amelyek a digitális jelet elfordulássá alakítják.

2. A léptető motorok kiválasztása és vezérlése

A léptető motorok kiválasztásánál három fő szempontot kell figyelembe venni: a nyomatékigényt, a lépésszög finomságát és a maximálisan szükséges léptetési frekvenciát. A mechanika megfelelő kialakításával, a fogaskerék áttételek pontos megtervezésével az egyes motorok felhasználhatósága bővül, a mechanikai környezet létrehozása azonban többletköltséget jelent. A motort terhelő nyomaték ismerete azért fontos, mert a megengedettnél /motor katalógusadat/ nagyobb nyomaték esetén a motor lépést téveszthet, ami a vezérlésben pontatlanságot okoz.

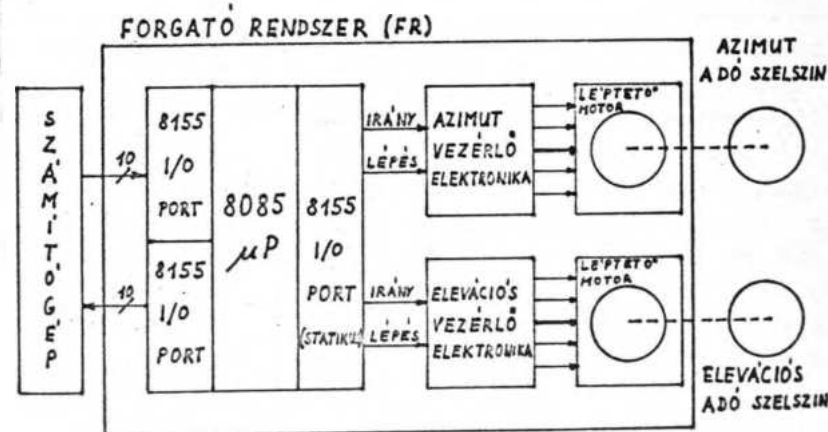
A motor-vezérlő elektronika feladata a motor egyes bemeneteire megfelelő kombinációban kétféle DC szintet kapcsolni a vezérlési sebesség eléréséhez szükséges frekvenciával. Kisebb áramfelvételű /0,3 - 0,4 A fázisonként/ motorok vezérlésére cél IC /SAA 1027/ áll rendelkezésre. Az IC hátránya, hogy nehéz beszerezni és csak bizonyos típusú /4-fázisú, 2 sztatoros/ léptető motorok meghajtására alkalmas. Fázisonként 0,5 A-nál na-

gyobb áramfelvételű motorok vezérlését egyedileg kell megoldani, a várható áram és frekvenciaigények figyelembe vételével.

3. Processzált servo vezérlés megvalósítása

Az általános tervezési szempontok után bemutatjuk a konkrét feladatot és annak megvalósítását. A feladat egy távadóval ellátott antenna-forgatás megvalósítása volt 0,1°-os pontossággal /a távadó hibáját elhanyagolhatjuk/, azimut ill. elevációs irányokban. Vizszintesen 0-360°-os, függőlegesen -10°/+90°-os tartományt kellett átfogni. A fejlesztés célja a korlátozott pontosságú kézi forgatás kiváltása volt, nagyobb pontosságú és sebességű, számítógéphez illeszkedő korszerű vezérléssel. Ezeknek a követelményeknek /számítógépes illeszkedés, nagy pontosság, flexibilitás/ legjobban egy standard elemekből /8085 μ P, ROM, RAM, STATIKUS és DINAMIKUS PORTOK/ felépített processzoros egység, és a két különböző irányt kezelő léptető motor meghajtást biztosító vezérlő elektronika felelt meg.

A rendszer felépítése a következő:



A rendszer működése:

A számítógép a 8 adat- és 2 handshake vezetéken keresztül, mindkét irányban 12 bit pontossággal elküldi a forgató rendszernek /FR/ az antenna kívánt szöghelyzetét. A FR központi egység /amely tárolja a korábbi szöghelyzetet/ kiszámítja a beállítandó és az aktuális szög különbségét, ebből meghatározza a forgatás irányát és a szükséges lépésszámot, majd a 8155-ös 8 bites statikus kimeneti portján 2-2 biten kiadja az elektronika számára szükséges szintet /irány: 0;1/ és a léptetéshez szükséges negatív impulzust. A parancs végrehajtása közben folyamatos visszajelzést ad a számítógépnek /12-12 biten/ az aktuális szöghelyzetről és figyeli a végállásokat. További léptető impulzust a végállás elérésekor nem ad ki. Kétféle üzemmódja van: a fix szögállás és a "kézi" vezérlés. Az utóbbi adott szöggel /10°/ való elfordítást jelent, ezért van jelentősége a végállások figyelésének. A finom szögállás érdekében 3 sebesség-fokozata van a forgatónak, amit csak a léptető motor gyorsasága korlátoz. A folyamatos visszajelzés előnye, az állandó felügyelet jelenléte, így bármikor új parancs adható ki, ha szükséges.

A léptető motor meghajtó elektronika feladata a motor négy vezérlőtekercsére /a,A,b,B/ páronként a következő vezérlést biztosítani: aA, aB, bB, aB, Ø /V/-os feszültségre kapcsolva. A tekercsek másik vége +12 /V/-ot kap. A megadott sorrend esetén a motor pozitív, fordított sorrend /aB...aA/ esetén negatív irányban forog. A négyféle állapotot egy PROM-ban tároljuk, melynek helyes címzését egy számlánc alsó két bitje biztosítja. A PROM kimenet egy regiszterbe kerül, majd a meghajtó tranzisztorok utáni kapcsoló tranzisztorokat vezérli, amelyek a tekercsek végeit Ø /V/-ra kapcsolják. A kapcsoló tranzisztorokat Zener diódák védik a tekercsek indukciós feszültségeitől. A bekapcsolási tranzienst /véletlen léptetés/ egy kéttranzisztoros áramkör akadályozza meg. A processzoros egység felől érkező irány és léptető jeleket zavaraszűrő áramkör fogadja a lépéstévesztés elkerülése érdekében.

Az antenna forgatását nagy teljesítményű aszinkron motor végzi, amely a vezérlő jelet arról a vevő szelszínről kapja, melynek adó oldali részét a FR vezérli.

4. Processzált servo szabályozás - a további fejlesztés lehetőségei

A rendszer egyik hibája, hogy a számítógép felé történő visszajelzés nem közvetlenül a működtetett egységről történik, így csak a parancs kiadása ellenőrizhető. A továbblépés útja a még megbízhatóbban működő rendszer kialakításához a zárt szabályozási kör megvalósítása. Egy-egy 12 bites Synchro/Digital /S/D/ átalakítóval az antenna tényleges pozíciója / az aszinkron motor szöghelyzete/ visszajelelhető 3 db 8 bites statikus porton keresztül a FR számára. Megfelelő időzítéssel mintát véve a portok állapotából a beállítandó és a tényleges szöghelyzet folyamatosan összehasonlítható a kívánt pozíció eléréséig.

A távlati fejlesztés útja a mechanikus elemek kiváltása. Az adó oldali szelszín és a léptető motor helyettesíthető egy D/S átalakítóval, amely vezérli az antenna-forgató aszinkron motort. A motor állapota egy S/D konverterrel csatlakozhat vissza a FR felé.

MIKROHULLÁMU FÖLDI VEVŐK ÉRZÉKENYSÉG-MÉRÉSEI

Dr. Kása István, Dr. Babits László, Farkasvölgyi János,
Nagy László

Összefoglalás.

Mikrohullámu földi vevők érzékenységét, a vétel minőségét meghatározó paraméterek a vevőantennából és a csatlakozó elektronikus berendezésekből álló teljes vevő T zajhőmérséklete és G/T hányadosa. Az előadásban analizáljuk a paraméterek meghatározására szolgáló mérési módszereket és ismertetjük saját mérési eredményeinket.

MÉRÉSTECHNIKA

FELSZÍNALATTI TALAJRÉTEGEK VIZSGÁLATÁRA ALKALMAS RADAR-

BERENDEZÉS

SUGÁR PÉTER, GÁSPÁR GYULA

Az elektromágneses hullámok terjedése talajban, közetben lehetőséget ad a radar elv felszínalatti alkalmazására. A hullámterjedés számára eltérő tulajdonságú közegek határfelületeiről reflektált jelek detektálhatók. A talaj azonban messzemenően kedvezőtlenebb hullámterjedési tulajdonságokkal rendelkezik, mint a szabad tér.

A hullámterjedési sebesség a talajt alkotó anyagokban, közetekben széles határok között változik. A távolságskála ezért nem lineáris, sőt állandóan változó léptékű.

$c = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$ a fény terjedési sebessége szabad térben

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$$

μ_r a relatív permeabilitás tényező

ϵ_r relatív dielektromos tényező

v elektromágneses hullám terjedési sebessége a μ_r, ϵ_r által jellemzett közegben

Az elektromágneses hullámok terjedési sebességét tulajdonképpen a dielektromos tényező határozza meg, mivel a legtöbb közet permeabilitása alig különbözik a szabad térbeli értéktől.

A másik jelentős tényező a csillapítás, amely a behatolási mélységet korlátozza. Ez is anyagi minőségtől függő jellemző és erősen frekvenciafüggő.

$$A = 1,28 \cdot 10^{-7} f \sqrt{\epsilon_r} \left(\sqrt{\tan^2 \delta + 1} - 1 \right)^{1/2} \quad / \frac{\text{dB}}{\text{m}} /$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_r \epsilon_0}$$

ahol	σ	vezetőképesség / $\frac{S}{m}$ /
	f	frekvencia /Hz/
	ϵ_0	szabad tér dielektromos tényezője
	ϵ_r	relatív dielektromos tényező
	A	csillapítás / $\frac{dB}{m}$ /

A frekvencia csökkentésével kisebb a csillapítás, de ez felbontóképességcsökkenést eredményez.

Anyag	közelítő vezetőképesség S/m	közelítő dielektromos tényező
levegő	0	1
víz	10^{-4} - $3 \cdot 10^{-2}$	81
tengervíz	4	81
jég	10^{-4} - 10^{-2}	4
száraz homok	10^{-7} - 10^{-3}	4 - 6
nedves homok	10^{-4} - 10^{-2}	30
agyag	10^{-1} - 1	8 - 12
mészke	10^{-9}	7
gránit	10^{-8}	5 - 7
mezőgazdasági terület	10^{-2}	15

1. ábra

Néhány tipikus földanyag vezetőképessége és relatív dielektromos tényezője.

A méréshez alkalmazható legalacsonyabb frekvenciát a felismerendő legkisebb objektum határozza meg, ennek legalább félhullámhosszynyi méretűnek kell lennie. 0,5 méter minimális méretű diszkontinuitás felismerhetőségéhez - a talajban fellépő hullámhosszrövidülést is figyelembe véve - legalább 100 MHz frekvenciára van szükség. A talajt alkotó szokásos anyagok csillapításának frekvenciafüggése

alapján a radar rendszer behatolási mélysége mintegy 30 méterig terjedhet. (2. ábra) 500 MHz-en a behatolási mélység néhány méterre korlátozódik.

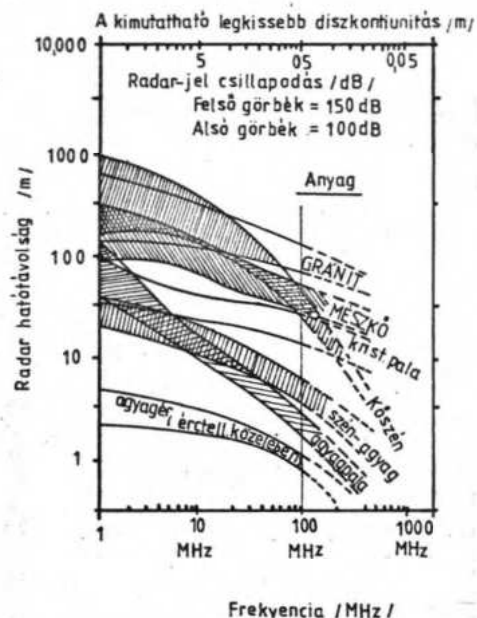
A frekvencia növekedésével rohamosan növekvő csillapítás miatt a hordozó hullámtól el kell tekinteni és az impulzust alapsávban érdemes kisugározni. A megfelelő felbontás lehetőségének biztosítására az impulzus szélességét 5 ns időtartamra választottuk.

A kőzetlokátor impulzusadó az egyszerű terepi kezelhetőség miatt telepes táplálású, kis méretű és alacsony fogyasztású. Közvetlenül egy szélessávú antennára van szerelve, amely az 500 W csúcsteljesítményű 5 ns időtartamú impulzusokból álló sorozatot lesugároz.

Hasonló szélessávú antennához van szerelve a vevő. A két antenna egymás mellé helyezve egy kézzel tolható kocsinak van kialakítva. Az antennák sugárzási főiránya merőleges a felszínre, sugárzási szögük 90° .

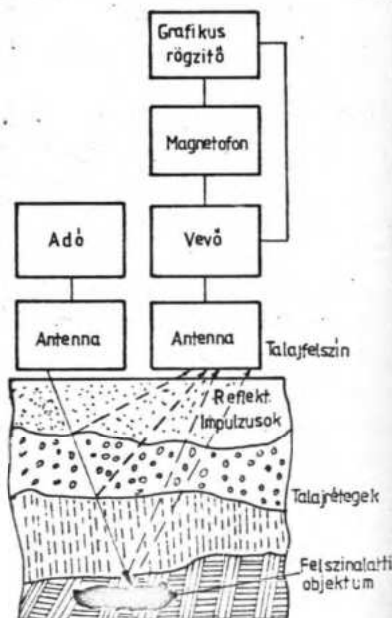
A felszínelatti alakzatok letapogatása a kocsi mozgásával lehetséges.

A radarkép a terep függőleges síkszelvényét ábrázolja derékszögű koordináta rendszerben. A függőleges koordináta az egyes diszkontinuitásokról visszaverődött jelek késleltetési idejére van skálázva, amely a mélységgel arányos. A visszaverődések intenzitását a szürke különböző árnyalatai ábrázolják. A vízszintes koordináta skálája az antennák horizontális elmozdulásával arányos.



2. ábra Radar jel csillapodása néhány tipikus kőzetben

3. ábra A kőzetlőkészítő egyszerűsített vázlata



ÚJ MÓDSZER MIKROHULLÁMÚ OSZCILLÁTOROK ÉS NEMLINEÁRIS ERŐSÍTŐK ZAJÁNAK MÉRÉSÉRE

Vály László

Nagyfrekvenciás oszcillátorok és erősítők zajának mérése nem egyszerű feladat. Ilyen célra spektrumanalizátorok és zajtényezők mérők általában nem használhatók, a feladat megoldásához speciális, egyedi mérőrendszerek szükségesek.

Oszcillátorok, illetve nemlineáris erősítők kimenőjele jól leírható egy tiszta szinuszos jellel, amelyet az eszköz zaja amplitúdóban ill. frekvenciában modulál. A modulációs index illetve löket értéke ilyenkor igen kicsi, ezért a mérésekhez nagyon érzékeny AM és FM demodulátorok szükségesek. Az AM demodulátor lehet egyszerű detektor, az FM demodulátor megvalósítása azonban komoly probléma, melynek megoldására többféle különböző előnyökkel ill. hátrányokkal rendelkező megoldás ismeretes [1].

Oszcillátorok zajának mérésére szolgáló eljárások alkalmaznak nagyszintű és speciális erősítők zajának mérésére is. A vizsgált erősítőt ugyanis kiszajú oszcillátorral meghajtva, a bemenő és kimenő jelek zajának különbségeként az erősítő zaját kapjuk.

- Az FM zajmérés egyik legegyszerűbb módszere, amikor a vizsgált jelet lekeverik olyan frekvenciára (pl. 70 MHz-re), ahol rendelkezésre áll FM demodulátor. Az eljárás érzékenysége a lokáloszcillátor és a keverő saját zaja miatt korlátozott.
- A mikrohullámú tartományban TE_{111} kettős módusú üregből készíthető FM demodulátor. Sajnos, az ilyen demodulátor beállítása a gyakorlatban nehézkes a két módus között fellépő csatolás miatt.

- Oszcillátorok FM zajának mérésére fázisdetektorral is történhet, úgy, hogy a mérendő oszcillátor jelét kettéosztva fázistolón ill. üregen keresztül vezetjük a fázisdetektor két bemenetére. A fázistolóval megfelelő munkapontot beállítva, a demodulálás az üreg fázis-frekvencia karakterisztikájának segítségével történik. Az ilyen rendszer igen érzékeny lehet, beállítása azonban bonyolult.
- Oszcillátorok FM zaja a mért fáziszajból is meghatározható. Fáziszaj mérésekor a mérendő jelforrás jelét egy referencia-oszcillátor jeléhez hasonlítjuk. A vívőhöz közeli zajok mérésénél ezzel a módszerrel lehet a legnagyobb érzékenységet elérni. Hátránya a módszernek, hogy egy másik oszcillátorhoz viszonyított zajt mér.

Az Intézetben felmerült igény kielégítésére fejlesztettük ki a késleltetővonalas demodulátort tartalmazó oszcillátorzaj mérő műszert (I. ábra). A műszer alapját képező késleltetővonalas demodulátor megvalósításához a mérendő oszcillátor jelét kettéosztjuk. Az egyik ágba késleltetővonalat építünk, a másikba fázistolót. A két ág kimenőjelét fázisdetektorra vezetve, és azt a fázistolóval megfelelő munkapontba állítva, a fázisdetektor kimenetén a kívánt demodulált jel jelenik meg.

A késleltetővonalat kétféleképpen valósíthatjuk meg: átmenő késleltetővonal alkalmazásakor megfelelő hosszúságú kábelt építünk a műszerbe. Reflexiós késleltetővonal alkalmazásakor fele akkora kábel is elég, melynek egyik végén extrém lezárás van, másik felét pedig cirkulátorra kötjük az oda- ill. visszafelé terjedő jelek szétválasztására. Mi az előbbi megoldás mellett döntöttünk, mivel az utóbbinál, bár kevesebb kábel kell hozzá, a cirkulátor zárócsillapításán átszivárgó jel interferálva a késleltetővonalon átjutott (és azon csillapodott) jellel a kimeneti szint erős frekvenciafüggését okozza.

A műszer alapzaja üzemi körülmények között, pontosan meghatározható. A késleltetővonal helyett, annak csillapításával megegyező

értékű csillapítót téve, és a fázisdetektorral az előző munkapontot beállítva a fázisdetektor bemenetére jutó jelek szintje és fázisa változatlan lesz, az üzemi állapot továbbra is fennáll, de a rendszer FM meredeksége lényegesen lecsökken, azaz a kimeneten a rendszer saját zaját kapjuk.

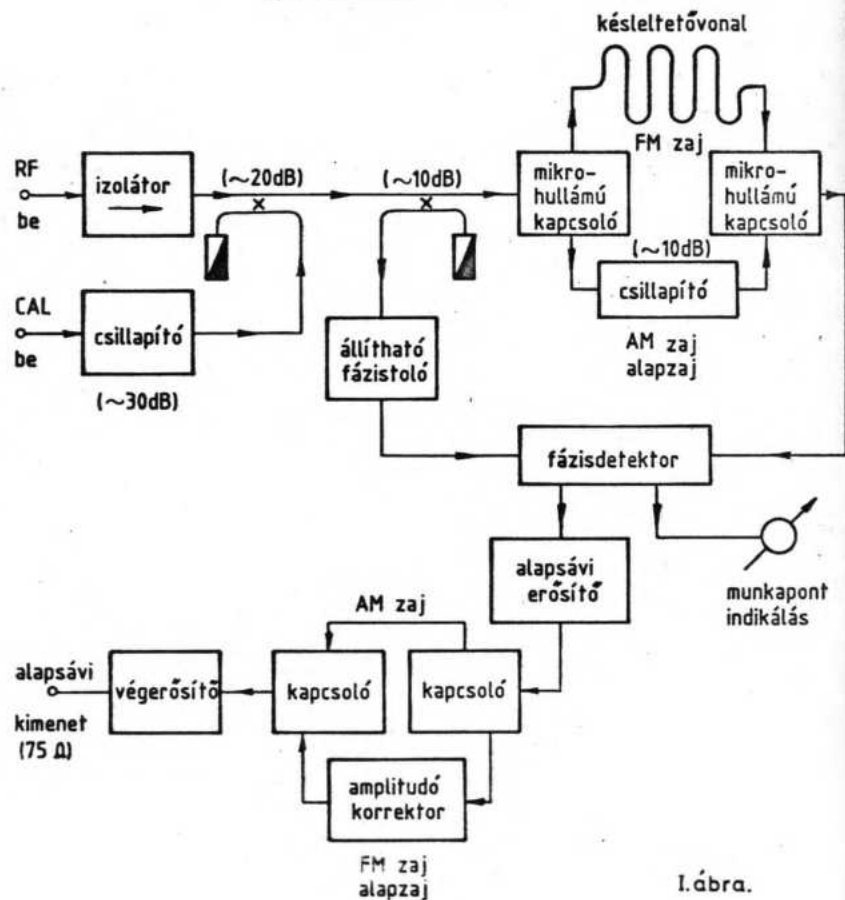
A késleltetővonalas demodulátor érzékenységeinek optima van az alkalmazott kábelhossz függvényében [1]. Optimális hosszúságú kábelt beépítve azonban a demodulátor érzékenysége a demodulált alapsávi frekvencia növekedtével csökken. Ezt a csökkenést a demodulátor után elhelyezett amplitudókorrektorral korrigáljuk, így a meredekség az alapsávban az alapsávi frekvenciától független lesz. Az amplitudókorrektor ugyan a rendszer alapzaját is kiemeli, ez az alapzaj azonban növekvő alapsávi frekvenciával kissé csökken, így a korrekció okozta zajnövekedés nem számottevő.

Munkánk során részletesen kidolgoztunk egy új, nagypontosságú hitelesítő eljárást AM és FM zajmérő készülékek hitelesítésére [2]. Az új, ú.n. segédjeles módszernél az AM modulációs index és FM löket beállításához elegendő csupán teljesítményviszony és frekvencia pontos mérése.

Az elkészült műszerrel 6, 7 és 8 GHz sávú oszcillátorok AM és FM zaja mérhető. A készülék, kis méretei és egyszerű kezelése következtében a mindennapi laboratóriumi gyakorlatban is jól használható.

Irodalom:

- [1] Vály László: Mikrohullámú oszcillátorok zajának mérése
Egyetemi Doktori Értekezés, BME 1984.
- [2] Vály L., Tóth T.: A Precise and Simple FM Noise
Measurement Method of Microwave Oscillators,
Proc. of the Seventh Colloquium on Microwave
Communication
Budapest, 7-10 Sept. 1982. vol. I.
pp. 511-514



I. ábra.

SZÁMITÓGÉPBÁZISÚ ANTENNAMÉRÉSEK
A TKI FERENCHEGYI MÉRŐÁLLOMÁSÁN

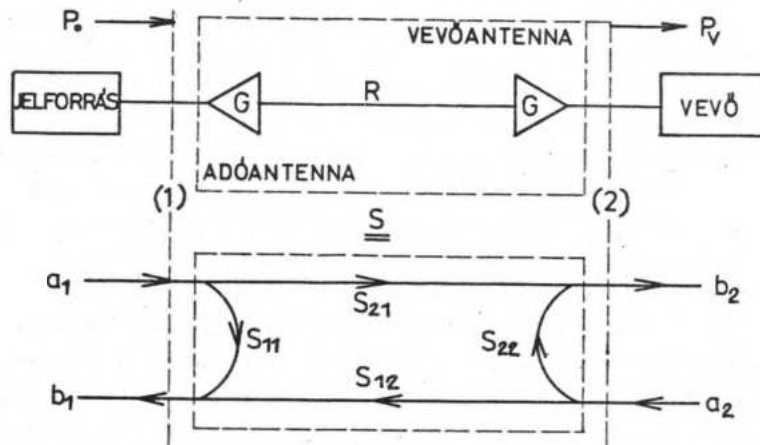
Dr. Babits László, Dr. Forgó László, Szabó András

1985 tavaszán befejeződtek a Távközlési Kutató Intézet "Ferenc-hegyi" antennamérő-állomásának rekonstrukciós munkái és az építők két új épületet adtak át. Az egyik épület a tápfejek (primer sugárházak) és kisméretű antennák időjárás-tól független mérésére alkalmas faház, a másik pedig nagyméretű antennák (4 m átmérőig) szabadtéri mérésére használható téglá épület. Az épületeket és a terepet (mérési környezet) a tervezők és a beruházók az "Antenna" osztály igényeinek megfelelően úgy alakították ki, hogy megfeleljenek a korszerű antennamérések követelményeinek.

A tápfej mérő laboratóriumban (faház) a méréseket meghamisító reflektáló felületeket (műszerek, forgatóberendezések) mikrohullámú nyelőanyaggal borítva 40-50 dB nagyságú reflexió-elnomás mérhető, így a laboratórium gyakorlatilag reflexiómentes kamrának tekinthető. A mérőtorony (tégla épület) a környezetből megfelelően kiemelkedik - magasabban helyezkedik el, mint az adóantenna - és így a látási ellipszoidnak megfelelő térrész tiszta. Mindössze a mérőtelep közvetlen közelében épült lakóházról reflektált jel zavarja az iránykarakterisztika méréseket, amelyet természetesen az értékelés során figyelembe veszünk.

Az épületek tervezésével párhuzamosan megkezdjük az antennamérések korszerűsítésével kapcsolatos kutató-fejlesztő munkát, amelynek eredményeképpen a főbb antennaparaméterek (nyereség, reflexió tényező, iránykarakterisztika) automatizált számítógépbázisú mérőrendszerrel mérhetők és dokumentálhatók.

Mind a tápfej, mind a nagyméretű antennák automatizált mérése az 1. ábra szerinti, az adó és a vevőantenna között a szabadtér által közvetített szokásos összeköttetésnek a mikrohullámú technikában használt értelmezésén alapul.



1. ábra

Két antenna közötti összeköttetés, mint mikrohullámú kétkapu

Az antennaméréseknél általánosan használt mikrohullámú összeköttetést tehát, ha a referencia síkokat az egyforma adó és vevőantenna táplálási és vételi pontjaiban vesszük fel, reciprokok mikrohullámú kétkapunak tekinthetjük, ekkor az $\underline{S}$ mátrix szimmetrikus ($S_{12} = S_{21}$). Az S_{12} mátrixelem az 1-es referencia-síkon belépő hullám amplitúdó változását írja le, miközben áthalad a mikrohullámú kétkapunak tekintett antenna-tér-antenna útvonalon és a 2-es referencia-síkra jut.

Igy S_{12} az 1-es és 2-es kapuk közötti átviteli tényező, ami a két-antennás nyereségmérésnél és a szélessávú iránykarakterisztika méréseknél használt Friis-féle átviteli formulának megfelelően a két kapu közötti jellemző csillapítás:

$$10 \lg \frac{P_o}{P_v} = 10 \lg \frac{1}{|S_{12}|^2} = 20 \lg \frac{4\pi R}{\lambda} - 2G \text{ [dB]}$$

Tehát $S_{12} = S_{21}$ ismeretében az antennák nyeresége meghatározható, S_{11} és S_{22} pedig definíciószerűen az adó és vevőantenna referencia-síkokra vonatkoztatott feszültségreflexió tényezője. Az iránykarakterisztika pedig S_{12} változása az adó vagy a vevőantenna elfordulásának függvényében. Ezzel az értelmezéssel a fontosabb antennaparaméterek mérése egy különleges mikrohullámú kétkapu S paramétereinek mérésére vezethető vissza.

Az S paraméterek mérésére kifejlesztett számítógépbázisú mérőrendszerek közül a HP 8490A típusú félautomatikus hálózatanalizátorral végeztük az első ilyen jellegű tápfej-mérési kísérleteinket. A mérőrendszer a hibákat a mérés kezdetén végzett etalon elemek mérése után automatikusan korrigálja. [1] A hitelesítés a méréseknél használt mérőkábelek végeinél történik, így a kábelcsillapításból és az egyéb, többszörös reflexióból eredő lineáris hibákat a hálózatanalizátor automatikusan kiegyenlíti, ilymódon a mérés járulékos hibái és egyes rendszeres hibák közvetlenül kiszűrhetők.

A tápfejek és kisméretű antennák méréséhez szükséges mérőtávolság mindössze néhány méter, így a mérések a tápfej-mérő laboratóriumban a hálózatanalizátor mellett, minden nehézség nélkül elvégezhetők. A mérési probléma számunkra akkor jelentkezett, amikor a "hálózatanalizátoros" antennaméréseket a szabadtéri mérőhelyen próbáltuk elvégezni, hiszen a referencia síkok egymástól több száz méterre kerültek.

Az előadásban beszámolunk arról, hogyan sikerült a rendelkezésünkre álló mérőműszerek és egy HP-85 típusú személyi számítógép felhasználásával a fenti problémát megoldani.

- [1] A. Baranyi, J. Ladvánszky: On the Exact S-Parameter Measurement of Active Devices, Proc. of the 10th European Microwave Conference, Warszawa, Poland, 1980, pp. 278-282.

PCM CSATORNÁK HANGFREKVENCIA MÉRÉSE

Tatai Péter, Bakos Sándor

Bevezetés

Az impulzus kód-modulációs (PCM) telefoncsatornák hangfrekvenciás jellemzőire és mérési módszereire a CCITT már a 70-es évek elején ajánlásokat adott. Ebben az időben jelentek meg az első PCM célműszerek, amelyekkel kvantálási torzítást és linearitást lehetett mérni. A későbbi generációjú műszerek már szinuszos adó-vevő részt is tartalmaztak, így szinte minden hangfrekvenciás jellemző mérésére alkalmassá váltak.

A digitális központok berendezéseinek, a PCM KODEK integrált áramköröknek valamint a transzmultiplexereknek az esetében azonban a PCM csatornák adó és vevő oldalát - a kompatibilitás érdekében - külön is kell tudni mérni, sőt gyakran a mérés csak így végezhető el.

A PCM csatornák adó és vevő oldalára és a mérésre vonatkozó követelményeket a legújabb CCITT ajánlások rögzítik^[1,2]. Az új követelményeket úgy határozták meg, hogy bármely önmagában jó adó és vevő oldal összekapcsolása esetén a teljes PCM csatorna minősége megfelelő legyen. A különféle eredetű hibák összeadódása miatt a mérési pontosságra szigorú előírások vannak, amelyeket csak új, digitális mérési módszerekkel lehet gazdaságosan teljesíteni. Ez egyúttal gyorsabb mérést is eredményez, ami a mérések nagy száma miatt szintén igen lényeges szempont.

PCM mérések

A PCM csatornákon számos különböző hangfrekvenciás mérést kell végezni.^[3] A legfontosabb méréseket az 1. táblázat foglalja össze. A feltüntetett jellemzőket az adó és a vevő oldalon külön és együtt is kell tudni mérni. A jellemzőkre és méréseikre vonatkozó előírásokat a CCITT G.711 - G.714 ill. G.711-133 ajánlások tartalmazzák.

Hangfrekvenciás jellemző	Mérőjel	Mérés
Egyenérték csillapítás, stabilitás	szinusz	szelektív ^x
Frekvenciamenet (200...3600 Hz)	szinusz	szelektív ^x
Alapzaj	-	pszofometr.
Zajkomponensek	-	szelektív
Linearitás zajjellel	álvél.zaj	sávszűrővel
Össztorzítás (kvantálási torz.)	álvél.zaj	sávszűrővel
Érthető áthallás segédjellel	szinusz	szelektív

^x Szélessávban is mérhető, de a pontossági előírás a szelektíven mért értékre vonatkozik.

1. táblázat

A mérések végrehajtásához analóg (a) és digitális (d) jelgenerátor és jelvevő szükséges, amelyekkel négyféle mérési összeállítás lehetséges:

- a-d mérés (adó oldal mérése)
- d-a mérés (vevő oldal mérése)
- a-a mérés (digitális ponton visszahurkolt PCM csatorna mérése)
- d-d mérés (analóg ponton visszahurkolt PCM csatorna mérése)

A mérési pontosságra vonatkozóan az alábbi követelmények látszanak a legkritikusabbaknak:

- Szelektív szintmérés abszolút pontossága külön a jeladóra és a jelvevőre (pl. 1020 Hz-en, 0 dBmO szinten).....: $\pm 0,08$ dB
- Szelektív szintmérés relatív pontossága a jeladóra és a jelvevőre összesen (pl. -10 dBmO szinten).....: $\pm 0,05$ dB
- Linearitás (szint együttfutás -10... -55 dBmO között).....: $\pm 0,1$ dB
- Torzítás mérés hibája (összesen).....: $\pm 0,5$ dB

Ha a fenti hiba értékeket felbontjuk külön a jeladóra és

a jelvevőre, azután pedig beállítási, klimatikus, stabilitási stb. hiba összetevőkre, akkor az egyes komponensekre 0,01 dB körüli értékek adódnak, ami 1%-nál nagyobb pontosságot és -90 dBmO alatti torzítási és zaj szintet jelent. Hagyományos analóg áramkörökkel ez közvetlenül igen nehezen valósítható meg, különösen akkor, ha a jeladó és a jelvevő két különböző gyártmányú műszerben található. Ezért vagy automatikus kalibrálási megoldásokat, vagy digitális megvalósítási módszert kell választani.

Álvéletlen zajjelek esetén a mérőjel periódikus ingadozását is figyelembe kell venni. Szerencsére a bizonytalanság a minimumra csökkenthető, ha a jelvevő egy vagy több teljes periódusra integrál. Ezért a CCITT előírja, hogy a zajjel periódusa 256 ± 1 ms legyen, így a különböző gyártmányú berendezések pontos együttműködése biztosítható.

Megvalósítási kérdések

A jeladók és jelvevők főbb megvalósítási változatait (A és D) a 2. táblázat mutatja.

Berendezés	A változat	D változat
Analóg jeladó	közvetlen analóg	digitális+D/A átalakító
Analóg jelvevő	közvetlen analóg	digitális+A/D átalakító
Digitális jeladó	analóg+A/D átalak.	közvetlenül digitális
Digitális jelvevő	analóg+D/A átalak.	közvetlenül digitális

2. táblázat

Az első PCM műszerek csak analóg csatlakozó ponton mértek (a-a mérés) és analóg áramkörökből épültek fel. A közvetlen digitális jelgenerálás viszonylagos egyszerűsége miatt (pl. PROM-ból való ciklikus kiolvasás) a későbbi PCM műszerek már egyre több d-a mérési szolgáltatást is nyújtottak. [4,5] Azonban a-d mérési összeállításban egyszerű módszerekkel csak nagyon korlátozott vizsgálatokat lehet végezni, pl. csúcsdetektálást vagy előírt kódok gyakoriságának mérését. Igényesebb műszereknél a mérést D/A átalakítóval végezték. [6]

A digitális jelfeldolgozó áramkörök megjelenése megteremtette a lehetőséget a tisztán digitális elven történő mérésre is. Ez a megoldás nemcsak nagyobb pontosságot és tökéletes reprodukálhatóságot nyújt, hanem lényegesen gyorsítja is a mérést.

Egy digitális jellevő programozható digitális szűrővel^[7] vagy gyors Fourier transzformációs (FFT) spektrumanalizissal^[8] valósítható meg. A mérés természetéből adódó szakaszos működés miatt a valós idejű feldolgozás nem követelmény.

Az álvéletlen jelek 2048 mintából álló (256 ms-os) periódusa különösen kedvező az FFT alkalmazására. További előnye az FFT-s módszernek, hogy egyetlen méréssel meghatározható a teljes frekvenciamenet (sőt a csoportfutásidő is), valamint egy lépésben mérhető egyetlen szintnél a linearitás és a torzítás.

Bár az FFT eljárás lényegében minden méréshez alkalmazható, egyetlen frekvencián történő szelektív mérésnél feleslegesen sok számítást igényel, ekkor a digitális szűrés vagy egy pontban a diszkrét Fourier transzformált kiszámítása (pl. a Goertzel algoritmussal) egyszerűbb.

A mérési idő 2048 pontos FFT esetén - 100 ms-os tranziens időt feltételezve - legalább 356 ms. Ha eközben az előző mérés adatait fel lehet dolgozni, és a mérési bizonytalanság kiküszöbölésére minden szinten két mérés történik, akkor is 1 s-on belül van egy mérés ideje. Ez kb. ötször gyorsabb, mint a hagyományos analóg mérés.^[6]

Hivatkozások

- [1] CCITT Recommendation G.714, Study Group XVIII, R 27, 1983
- [2] CCITT Recommendation O.133, Study Group IV, R 35, 1984
- [3] P. Tatai: Measurement of PCM channels, BUDAVOX Rev. 1977/2
- [4] Bakos S., Tatai P.: Mérőautomata, Korsz. Techn. 1981/4-5
- [5] Sugár P. és Tsai.: Mérőautomata ... L. jelen kiadványban.
- [6] Primary Multiplex Analyzer, Model 3779, Hewlett-Packard.
- [7] B. Amann, F. Coenning: PCM Messplatz... NTZ, Bd. 37, H4.
- [8] G. Le Tourneur et al.: PCM test equipment... EUSIPCO-83. p. 439.

MÓDSZER TERMISZTOR-KARAKTERISZTIKÁK LINEARIZÁLÁSÁRA

Balázs János

Napjainkban a korszerű termisztorok igen széles -100 és +450 °C hőmérséklet tartományban közvetlenül hőmérséklet illetve közvetve más mennyiségek mérésére, szabályozására használhatók fel. A hőmérőknél a skála linearizálása előnyös.

Az irodalomból különféle linearizáló megoldások ismertek /1/, /2/. A termisztorral sorba és/vagy párhuzamosan kapcsolt ellenállással a mérési tartománynak csak egy része pl. 0-25 °C linearizálható. Szokásos még a termisztor exponenciális ellenállás változását kondenzátor exponenciális ki-sülési, vagy töltési szakaszával kompenzálni /3/. Használato-sak továbbá passzív és/vagy aktív elemek és azok kombinációi is /4/.

Jelen előadás keretében a termisztorokhoz olyan lineari-záló kapcsolást ismertetünk, amely a linearizálást a termisz-tor teljes mérési tartományára kiterjedően valósítja meg, felépítése igen egyszerű, a lineáris skála mellett, mérés-határ váltást, nullapont eltolást, viszonylag egyszerű termisz-tor cserét stb. tesz lehetővé. A módszer egyszerűsége, meg-bizhatósága miatt üzemi célokra előnyösen használható.

Ismeretes, hogy a termisztor ellenállás a hőmérséklet változásra exponenciálisan változik, amely egy alkalmasan megválasztott áramkörben exponenciális áramváltozást hoz lét-re. Ismeretes továbbá az is, hogy a félvezető diódán nyitó-irányu exponenciális áramváltozás hatására lineáris nyitó-irányu feszültségváltozás lép fel. Az említett két hatás egy-más kompenzálására alkalmas.

A hőmérséklet mérésére elterjedten használt termisztorok ellenállása:

$$R_T = R_0 \exp B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)$$

szerint változik, ahol R_T a termisztor ellenállása a mért T , R_0 pedig 273 K fokban kifejezett hőmérsékleten, B az energia állandó.

Egy ideális félvezető diódán nyitóirányú áram hatására fellépő feszültség:

$$U_D = U_T \ln \frac{i}{I_0} + 1 /$$

ahol U_D az ideális félvezető diódán eső feszültség, U_T a dióda termikus feszültsége, i az áramkörben folyó áram, I_0 a maradék áram.

Ha a termisztort és a diódát egy feszültség forrással sorba kapcsoljuk, akkor az áramkörben folyó i áram hatására az alábbi feszültségek lépnek fel:

$$U = U_D + iR_T \pm U_H$$

ahol U a feszültség forrás, i a körben folyó áram, U_H pedig az ideális /számított/, ill. a valós dióda közötti eltérés.

Ha R_T értékeit kiszámítjuk, vagy az előírt pontossággal megmérjük, majd az egyes részfeszültségeket a kívánt hibahatáron belül meghatározzuk, az ábrán látható szaggatott vonalas görbét kapjuk, amely a termisztor teljes mérési tartományát átfogja. Az U_D görbe eső jellegét egy a diódával sorba kapcsolt R_M ellenállással kompenzálhatjuk:

$$U = U_D + iR_M + iR_T \pm U_H$$

ahol az $iR_M + U_D$ összeg a linearizált U_M mérő feszültség. Jelen alkalmazás szempontjából az R_M -hez képest elhanyagolható soros p-n átmeneti ellenállással rendelkező diódák előnyösek.

A linearitás tovább javítható a termisztorral párhuzamosan kapcsolt R_p , illetve soros R_s ellenállásokkal. Előbbivel a skála eleje, utóbbival a vége befolyásolható. A feszültség egyenlet:

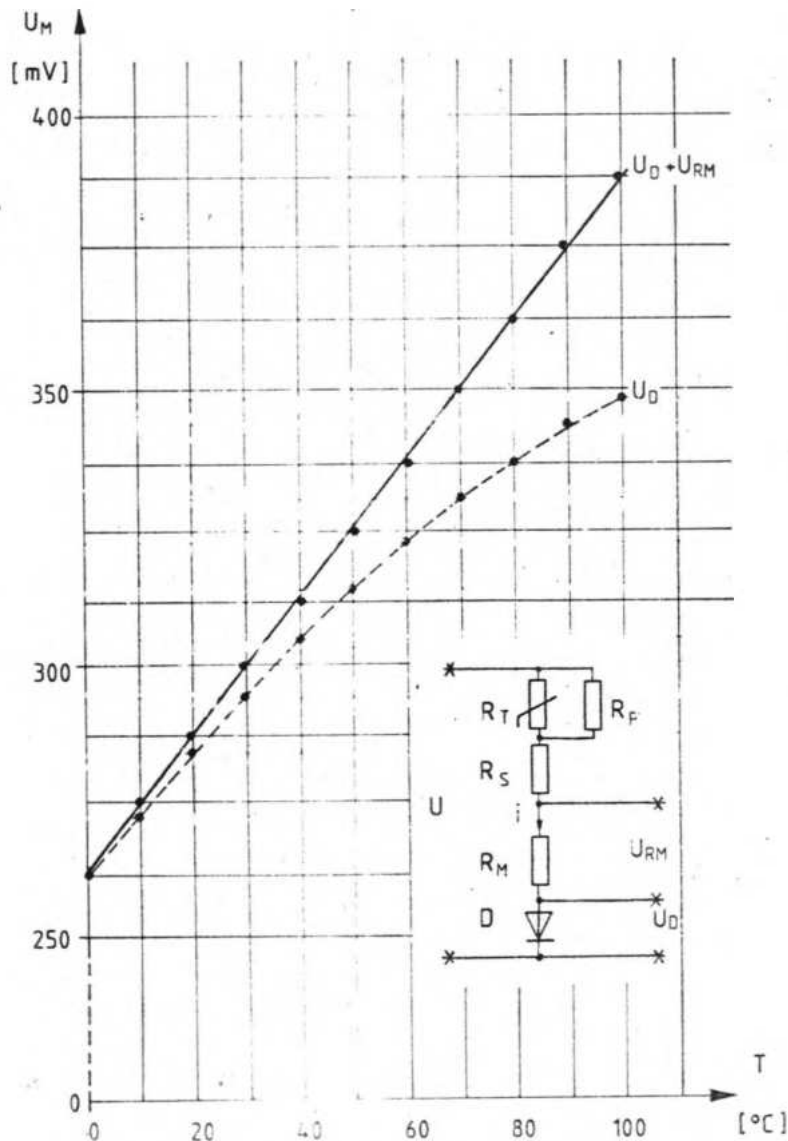
$$U = U_D + iR_M + i \frac{R_T \cdot R_p}{R_T} + iR_s \pm U_H$$

Az adódó linearizált mérőfeszültség nagyobb mint 1mV/°C. A hőmérséklet pontosabb leolvashatósága miatt, valamint a félvezető dióda környezeti hőmérséklettel való függésének kompenzálására hidkapcsolást célszerű kialakítani, amely célra a jó hőkontaktust biztosító, közös hűtőlapra szerelhető diódák előnyösek.

Az áramkör méretezését a célra legalkalmasabb termisztor típus kiválasztásával ajánlatos kezdeni. Előnyös a gyártók által a katalógus szerinti B , illetve R_0 tűréssel is szállított típus használata későbbi cserére, esetleg további műszerek készítésére is számítva. A maximális mérőáramot úgy válasszuk meg, hogy az a mérés során se a termisztort, se a diódát gyakorlatilag ne melegítse.

Irodalom

1. Vince Coughlin: Designing with thermistors. DESIGN ENGINEERING, October 1981. p. 53-55.
2. A.P. Jackmen, R.D. Noble and H.J. Bonouvrie: Inexpensive recording thermometer. Rev. Sci. Instrum., Vol. 48. No. 7. July 1977. p. 865-869.
3. F.N. Trofimenhoff: Thermistor Controlled timers and oscillators. Int. J. Electronics, 1981. Vol. 50., No. 4., p. 305-311.
4. Harold J. Hoge: Comparison of circuits for linearising the temperature indications of thermistors. Rev. Sci. Instrum., Vol. 50. No. 3. March 1979. p. 316-320.



INTERCOOP - KURIMOTO VEVŐSZOLGÁLAT BEINDÍTÁSA A TKI-BAN

NYIRJESY GYULA, BENCZE JÓZSEF, PRINTZ ILRÉ

1. A vevőszolgálat létrehozása

Az utóbbi néhány évben Japánban végbement elektronikai ipari fejlődés mindenki előtt jól ismert. Ezen fejlődés eredménye többek között olyan magasszintű műszergyártó ipar, mely a régi nagyhirű nyugateurópai és amerikai cégek által uralt piacon ezeknek komoly konkurenciát jelent. Ez a fejlődés hazánkban, a tőkés fizetőeszközökkel való takarékoskodáson keresztül éreztette hatását. Nehézséget jelentett a nagy földrajzi távolság. A nehézség kiküszöbölésére az Intercooperation RT (magyar külkereskedelmi vállalat) és a Kurimoto (japán kereskedő iroda) szerződést kötött egy magyarországi vevőszolgálat felállításával. A vevőszolgálatl kapcsolatos külkereskedelmi tevékenységet az Intercooperation RT, a műszaki feladatokat pedig a TKI Műszergazdálkodási Osztályán létrehozott vevőszolgálati csoport látja el. Ez a tevékenység minden olyan eszközre kiterjed, mely a Kurimoto cégen keresztül érkezik Magyarországra. A Kurimoto minden olyan japán cég termékét beszerzi, melyeknek nincs hivatalos magyarországi, illetve kizárólagos európai képviselője.

2. Vevőszolgálati tevékenységek

A vevőszolgálat tevékenységi körébe a következő munkák tartoznak:

- javítás, karbantartás
- mérési szaktanácsadás
- műszerek specifikációs adatainak időszakos ellenőrzése
- javítási anyag, alkatrész és pótanyag folyamatos biztosítása
- műszerismertető rendezvények előkészítése
- naprakész információgyűjtés

A javítási munkákhoz szükséges drágább alkatrészeket meghibásodás esetén viszonylag rövid idő alatt Japánból szerezzük be. Tapasztalat szerint ez néhány hónapot vesz igénybe, szervezésben, lebonyolításában a vevőszolgálat is közreműködik.

3. Néhány japán műszerkatalógus adatainak

Összehasonlítása más cégek hasonló műsze-
inek adataival

3.1 Digitális hírközlő hálózatok vizsgálatára szolgáló berendezések.

Az adatok digitális formában történő átvitelének meg-
vannak a jól ismert előnyei az analóg formában törté-
nő jelátvitellel szemben.
Ezen berendezések jellemzői:

- a./ Az átviteli rendszer csatornaszáma, az átvitel
sebessége.
- b./ Bit hiba: a vett jel bitenkénti eltérése a refe-
renciától.
- hiba arány
- bit hibaszám
- bit hiba intervallum
- hiba mentes intervallum
- c./ Kód hiba: A vevő által vett szabványos vonali kód
hibája
- d./ Jitter: Az átvitel időzítésére szolgáló órajel fá-
zisának viszonylag gyors ingadozása
- e./ Slip: Az órajel fázisának lassu vándorlása

Az átvitel minőségének vizsgálatára a fenti paraméte-
rek mérése szolgál. Az átviteli analízátornak a fenti
hibaanalízist kell elvégeznie.

A hibaanalízis elvégzéséhez szükséges egy jeladó (pattern
generátor), amely a következő jellemzőjű jelmintákat,
illetve hibákat generálja.

- a./ álvéletlen jelsorozat (Pseudó Random Binary
Sequence) a CCITT 0.151 előírásoknak megfelelően
- b./ 1-16 bites beállítható programszót
- c./ 2x8 bites alternatív, beállítható programszót
- d./ zéró helyettesítést: PRBS üzemmódban
- e./ hiba helyettesítést: bit vagy kódhiba
- f./ kimeneti kódokat szabványos vonali interface
CCITT G.703-as előírásoknak megfelelően
- g./ kimeneti frekvencia: 704, 2048, 8048, 34368,
140.000 kbit/sec.
- h./ a használt órajel külső generátor segítségével
fázismodulálható (jitter mérés) legyen

Az ME 520A típusu Anritsu digitális átviteli analízátor.

A mérőrendszer felépítése: Egy adó és egy vevő beren-
dezésből áll. Alkalmas végtől-végig, valamint hurokmé-
résre. GP-IB-vel rendelkezik. Szolgáltatásai teljes
mértékben kielégítik a fenti követelményeket.
Összehasonlítás a HP3764A típusu digitális átviteli

analízátorral.

Az Anritsu cég műszeréhez legjobban a HP 3764A típusu,
viszonylag új fejlesztésű műszere hasonlítható.
Ezen műszer leginkább felépítésében tér el az Anritsu-
étól. Itt a vevő és adó egybeépített, végtől-végig mé-
rést nem tesz lehetővé.

A HP típusnak nincs saját beépített printere, ahhoz
külön nyomtató adaptálható a HP-IB-n keresztül. A ké-
szülék egyéb szolgáltatásai megegyeznek az Anritsu meg-
felelővel.

Schlumberger cég digitális átviteli analízátora.

A Schlumberger cég által fenti célra gyártott beren-
dezése szintén egy adó és egy vevő részből áll.
Az előző típusoknál kevesebb mérési lehetőséggel ren-
delkezik. A fenti készülékek összehasonlításából levón-
ható következtetés: Az ismertetett és összehasonlított
digitális jelátviteli analízátorok közül a legsokolda-
labb, legtöbb vizsgálati lehetőséggel ellátott műszer
az Anritsu ME 520 A típusu műszere. Szinte mindent tud,
amelyet ma egy digitális jelátviteli vizsgálatoknál
tudni kell. Ezért felhasználása főleg kutatási célokra
indokolt. Szinte csaknem ilyen sokoldalú a HP 3764A tip.
készüléke, amely főleg csak felépítésében tér el az
Anritsuétól.

A Schlumberger és még néhány egyéb cég (W-G, Siemens)
által gyártott analízátorok ezeknél kevesebbet tudnak,
így ezek főleg már meglévő rendszerek hibaelhárítására
ill. ellenőrzésére szolgálnak. A különbség főleg a ki-
meneti frekvencia-választékban, kódválasztékban és
jitter mérési lehetőségekben van.

3.2 Mikrohullámu vonalanalízátorok

A műszerek általában alkalmasak mikrohullámu átviteli
vonalak főbb rendszerparamétereinek ellenőrzésére.

Néhány mikrohullámú vonalanalizátor összehasonlítása:

Tipus/paraméter	AURITSU ME 538	Hewlett Packard 37 11	Wandel-Gol- termann RM-5
Csoportfutás idő	X	X	X
Linearitás	X	X	X
Diff.fázis	X	X	X
KF amplitudó	X	X	X
BB amplitudó	X		
KF+BB ütközési csill.	X	X	X
KF löket	X		
AM-PM konverzió	X		
KF és BB szint	X	X	X
KF frekvencia	X		X
Beépített Mod-Dem.			X

A táblázat alapján megállapítható, hogy az Anritsu ME 538 tip. készüléke szolgáltatásainak sokrétűségében világviszonylatban egyedülálló. A műszer képernyőjén megjelenő karakterisztikák egy gombnyomással kalibrálhatók. GP-IB-vel rendelkezik.

3.3 Hálózatanalizátorok (Network Analyzer)

Aktív és passzív áramkörök komplex átviteli és reflexiós karakterisztikái, valamint a komplex impedanciák mérésére szolgál.

Néhány hálózatanalizátor összehasonlítása

Tipus/paraméter	AURITSU MS 560	Hewlett- Packard 3577A	Wandel-Gol- termann SNA-1
Amplitudó	X	X	X
Fázis	X	X	X
Csoportfutásidő	X		X
Impedancia	X	X	
Spektrum	X		X
Beépített számítógép	X		

A táblázat alapján megállapítható, hogy az Anritsu 3577A tip. készüléke a felsoroltak közül a legsokrétűbb.

4. Néhány Japán gyártmányú műszer ismertetése

4.1 Anritsu MS 710 A típus Mikrohullámú Spektrumanalizátor

Aktív áramkörök vizsgálatára szolgál főleg a mikrohullámú tartományban. Műszer beépített YIG szűrős előszűrőt (preselector) tartalmaz, mely csak egy olyan frekvenciájú jelet enged az első keverőre, mely a pillanatnyi vevőfrekvenciával megegyezik.

A szokásostól eltérő új szolgáltatások:

- Peak center: A gomb megnyomása után a műszer automatikusan megkeresi a tárból levő legnagyobb szintű jelet és ennek a frekvenciájára állítja a letapogatás sávközepét.
- Half screen shift: A gomb megnyomása után az eddigi sávközépi frekvencia a képernyő jobb, majd bal oldalára tolódik, hogy a vevő-környezeti zavarokat egyszerűbben lehessen felderíteni.
- Last state memory: A "0" jelű memória regiszter mindig az utolsó beállítást rögzíti és hálózatkimaradás, vagy egyéb megszakítás után is azonnal visszaállítható az eredeti beállítás.

A műszer üzemének ellenőrzéséről és a beállítások helyességéről beépített mikroprocesszor (Motorola 6800) gondoskodik. A képernyőre 32 karakter azonosító szöveg írható a műszer saját kezelőszervei segítségével. A teljes képernyő-tartalom - számítógép közbeiktatása nélkül - plotterre vagy printerre kirajzolható. Adatai kivételére, parancsok beadására GP-IB interface áll rendelkezésre.

4.2 Anritsu gyártmányú MS 020A típusú μ P Board Analyzer

- μ P-os áramköri lemezek gyártásközbéli hibakeresése
- μ P-t tartalmazó műszerek szervizelése
- μ P-os áramkörök vizsgáló rendszerének központi műszere, GP-IB-n keresztül (μ PDS)
- μ P-os műszerek, berendezések standart mérőműszere

Hibakeresés μ P-ot tartalmazó áramkörökben igen komoly feladat, és sokszor a hibaelhárító szakembertől legálább olyan ismeretet követel mint a javítandó műszer tervezőjéé. Ezen segít a fenti műszer amely nagymértékben megkönnyíti a hibakeresést, és lecsökkenti a hibaelhárításra felhasznált időt.

Használatánál nem szükséges ismerni a hibás áramkör felépítését és softverjét. A vizsgálathoz szükséges adatokat a műszer automatikusan "megtanulja" egy jó áramkörtől, azt egy digitális minikazettán tárolja. Ily módon automatikusan vizsgálja busz vonalak, ROM tartalmak, RAM és I/O kapuk működését.

Üzem módjai: LEARN funkció

VIEW funkció: megjeleníti a megtanult információt

TEST funkció

BUS test

TROUBLESHOOTING funkció

4.3 Asztali Számítógép Packet II.e.

Motorola 68000 processzor alapú számítógép 29 sorx64 karakteres display-el, 2 db beépített 300 kbyte tárolókapacitású Floppy disc háttértárral, beépített 35 karakter/sor hőnyomtatóval, mely egyetlen gombnyomásra kiírja a teljes display tartalmát. (szöveget vagy grafikát) Programozási nyelvek: BASIC, PASCAL és ASSEMBLER. A gép operatív tárkapacitása alapkiépítés esetén 128 kbyte mely 2 Mbyte-ig terjeszthető.

Interface lehetőségek:

- GP-IB
- RS-232 c
- Paralell I/O
- A/D konverter
- D/A konverter
- Floppy interface
- External interrupt interface
- Data communication interface
- Hard disc interface

ORVOSI CÉLU, ZÁRTHURKU MÉRÉSI ADATGYŰJTŐ RENDSZER

BENCZE JÓZSEF, FÓKÁS ELEMÉR, NYIRJESY GYULA,
BAKOS SÁNDOR

A kórházakban terjedő számítógéppel segített diagnosztizáló rendszerek szükségessé teszik egyfajta adatgyűjtő hálózat alkalmazását. Ez a hálózat a szétszórtan telepített mérőműszerek mérési eredményeit egy központi adatgyűjtő egységhez (számítógéphez) továbbítja. A rendszer a feldolgozott adatok eredményét visszajuttatja a felhasználás helyére. Ezen kapcsolaton keresztül a műszer a már részben feldolgozott eredményeit továbbíthatja, lekérheti egyéb mérések adatait, illetve megbízást küldhet a központi számítógépnek a különböző mérőműszerekből származó eredmények közös kiértékelésére.

A diagnosztizáló rendszereken kívül mint pl. EKG, EEG, stb. egy kórház üzemvitelével kapcsolatosan még igen sok információ gyűjtési illetve továbbítási feladat van. A legegyszerűbb igen-nem állapot ellenőrzésétől, illetve adat továbbítástól bonyolult, nagy mérési pontosságot és széles frekvencia tartományt átfogó információk adatátvitelére is szükség van.

Ezeket a különböző jellegű információkat célszerű egyetlen közös információ továbbító hálózaton, egy integrált hálózaton keresztül továbbítani. Ezeknek a kórházi információknak jellemzője, hogy az információ források és a lehetséges végcélok térben szétszórtan vannak telepítve. Az információknak igen különböző a frekvencia tartománya (néhány Hz-től néhány kHz-ig), ugyanakkor a műszerek analóg kimenő jelei érzékenyek a környezeti zajokra, zavarokra.

A fenti probléma megoldására alakítottunk ki egy olyan rugalmas digitális adatgyűjtő rendszert, amelyben minden átvendő információt egységesen digitális jelek formájában továbbítunk. Az analóg jeleket mintavételezzük és a szükséges felbontásnak megfelelő digitális számmal jellemezzük. A digitális jeleket (számokat) egy szinkron zárt-hurkú rendszerben juttatjuk el az információ forrásoktól a célállomásokig.

Az adatgyűjtő rendszer blokkvázlata az 1. ábrán látható. Az egyes DS (Data Station) jelű adatgyűjtő állomások láncba vannak egymásután felfűzve a hurokban úgy, hogy az egyik

állomás kimeneti vezetékpárja a hozzá kapcsolódó következő állomás bemeneti vezeték párját képezi. Az adatgyűjtő hurok az DES (Data End Station) adatgyűjtő végállomásról indul és ugyanide érkezik vissza. Az adatáramlás folyamatos és iránya az ábrán meghatározott.

A vezetékek kihasználása időosztásos és így egyidejűleg többben is használhatják.

Az adat továbbításnál meghatározott időközönként (t_{EP}) szinkronjeleket továbbítunk a 2. ábra idődiagrammja szerint.

A két szinkronjel közötti tartományt keretnek nevezzük, melyben mindig azonos számú (az órajelnek megfelelő) bit fordul elő. A kereten belül adott számú bitet összefogva időréseket képezünk (TS1, TS2....TSn), melyekben mindig egy-egy információ csatorna digitális jelét helyezzük el.

Az időrések felhasználását kevés számú információ forrás esetén előre kioszthatjuk. Ilyenkor mindig ugyanaz az adatgyűjtő állomás használja ugyanazt az időrést. Ha az információ források száma nagyobb mint a rendelkezésre álló időrések száma, akkor az adatgyűjtő végállomás fogja szükség szerint meghatározni az időrések kiosztását. Kis számú információ forrás esetén az időrésekhez tartozó bitek száma, az egyszerű kezelés érdekében azonos. Nagyszámú információ forrás esetén lehetőség van az időrések rugalmas kezelésére, azaz az időrésekben a bitek számát az átviendő információ szükséglete alapján meghatározni. Ezzel a megoldással a rendszer mindig optimálisan illeszkedik a megoldandó feladathoz.

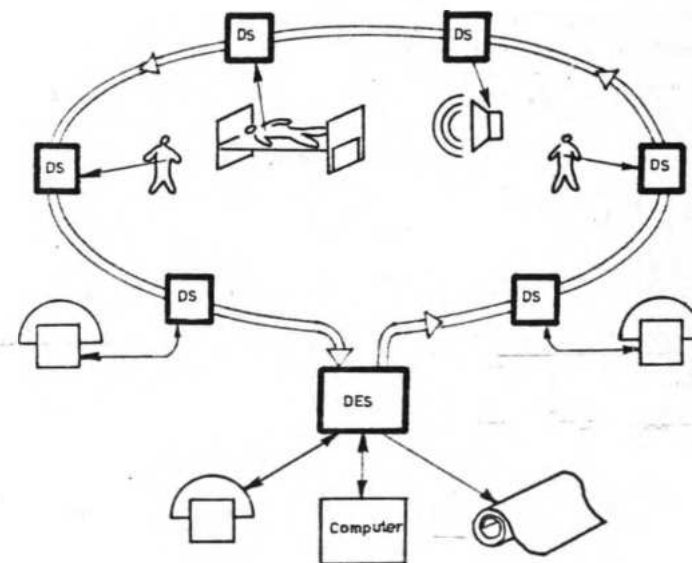
A rendszerben a szinkronjeleket az adatgyűjtő végállomás helyezi a hurokba. Egy új adatgyűjtő állomás működésének indításához szükséges utasításokat a végállomás behelyezi az adott állomáshoz tartozó időrésebe. Ezeket az utasításokat az állomás kiemeli a jelfolyamból és feldolgozza. Saját információ adatait ugyanabba az időrésebe behelyezi és a vonalra kibocsátja. Ez az adat eljut az adatgyűjtő végállomásra amely ezeket feldolgozza vagy a zárt hurokban lévő másik állomásra továbbítja.

Igy lehetőség van a rendszerben bármely két adatgyűjtő állomás közötti információ cserére. Abban az esetben ha a célállomás a jeláramlási irányba esik, a célállomás a saját időréseiből közvetlenül kiveheti a részére küldött üzenetet. Ha a célállomás a jel áramlási irányával ellentétben van, ez esetben az adatgyűjtő végállomás az üzenetet a következő keretidőbe helyezi át és így jut az üzenet a rendeltetési helyére.

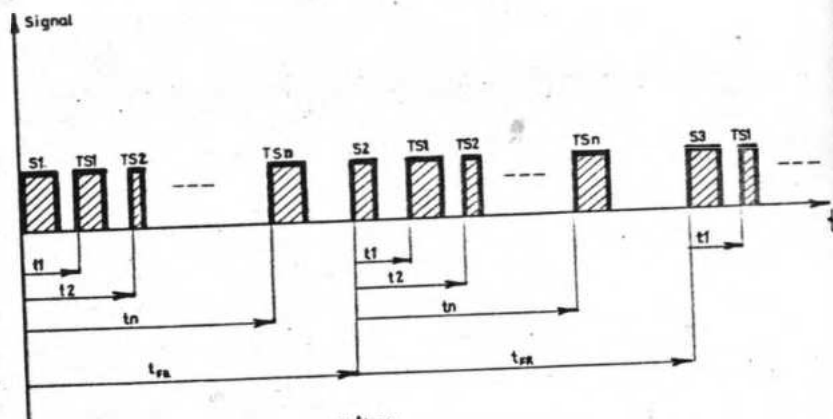
A rendszer lényegében a jelenleg általánosan elterjedőben lévő PCM (pulsus kód moduláció) módszereit alkalmazza, a térben elosztott telepítésű információ források információ adatainak rugalmas-gazdaságos összegyűjtésére.

Végezetül a 3. ábrán megadjuk egy adatgyűjtő állomás (DS) kialakításának tömbvázlatát az esetben ha az adatgyűjtő állomás 1-nél több információ forrás jelét kívánja továbbítani. Az ábra alján látható az információ forrásokból származó digitális jelek elhelyezése a PCM időrésekben.

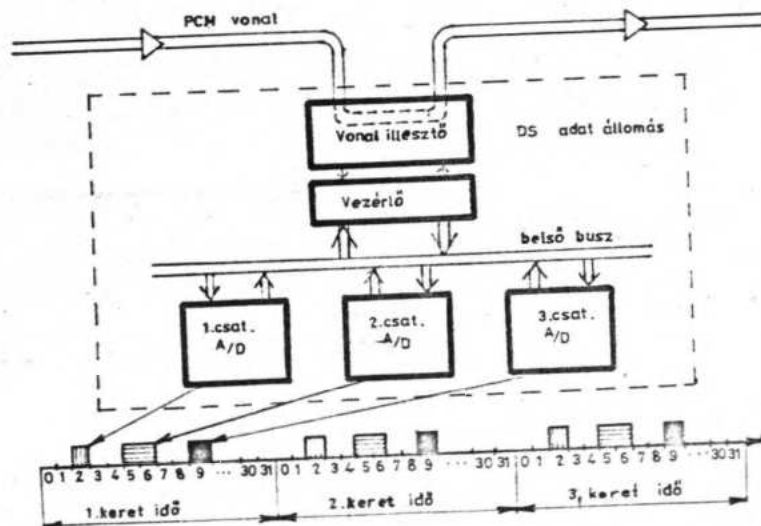
A rendszer kísérleti példányát a Balatonfüredi Szivóházban telepítettük, ahol eredményesen alkalmazzák terheléses EKG vizsgálatok jelátvitelére.



1. ábra



2. ábra



3. ábra

DIGITÁLIS MÉRÉSTECHNIKA TERÉN ELÉRT EREDMÉNYEINK

Benedek Andor, Kiss Sándor, Meng József, Dr. Róna Péter és Dr. Ványai Péter

Két digitális átviteli mérőberendezést ismertetünk: egy általános célú digitális jelgenerátor-hibaaránymérő műszert és egy speciális célra, az IER kísérleti összeköttetés minősítésére kidolgozott mérőrendszert.

Általános célú hibaaránymérő műszer kidolgozása

Az utóbbi években a Távközlési Kutató Intézetben nagy lendületet vett a digitális átviteltechnika fejlődése a mikrohullámú területeken is.

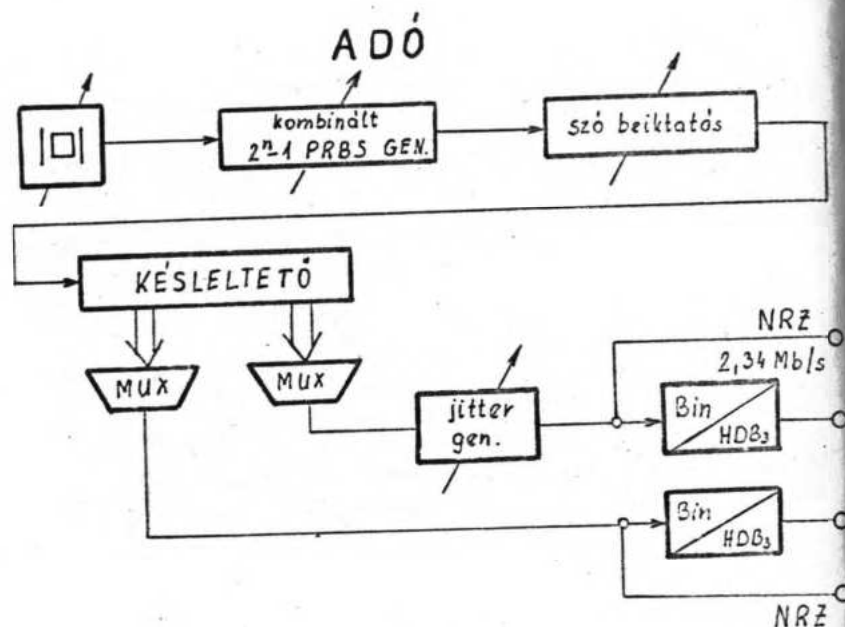
A mikrohullámú terület évtizedeken keresztül analóg-orientáltságú volt, még napjainkban is az, ezt mérési eszközeink és mérési kultúránk is tükrözte a digitális munka kezdeti szakaszaiban. Nehezítette a helyzetet hazánk ismert gazdasági helyzetét kísérő import korlátozás. Ezért a digitális témák számának növekedésével gyakran a munkát fékezte a digitális jel-források és a hibamérők hiánya.

Gyors cselekvésre volt tehát szükség, és saját erőnkből digitális átviteltechnikai műszert állítottunk elő, amely több tekintetben megüti, néhány paraméterével pedig túlszárnyalja a közismert HP3870A típusjelzésű digitális átviteltechnikai mérőműszer teljesítőképességét.

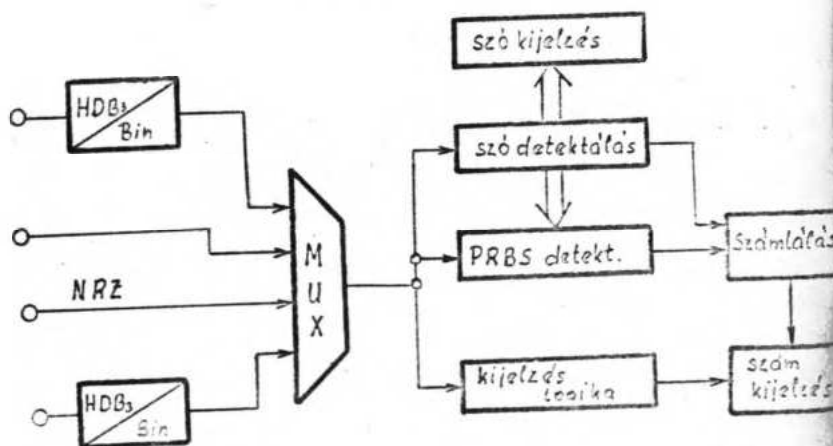
E műszer adó és vevő részből áll. Az adó több kimenettel rendelkezik. Képes NRZ és HDB₃ formátumú jelek kibocsátására, a jelek késleltetésére és jitterezésére. A műszerrel tetszőleges 12 bit hosszúságú szó, 2⁹-1, 2¹⁵-1 és 2²⁰-1 bit periodicitású álvéletlen jelsorozatok generálhatóak, de mód van e két pattern összevont kiadására is.

A műszer vevő részének fő feladata az álvéletlen jelsorozat, a periodikus szósorozat egymástól való megkülönböztetése és a véletlen jelektől való megkülönböztetése.

Az álvéletlen jelek felismerése esetünkben olyan hatékonyan valósul meg, hogy kb. 2 · 10⁻¹ hibaaránynál is folyhat még hibamérés. A HP3870A jelzésű műszernél ez a határ 4 · 10⁻² hibaarány körül van.



VEVŐ



1. ábra

A vevő másik többlet szolgáltatása a vett szószorozat megjeleníthetősége. Így módon az ún. kódolási hibákból eredő tévesztések /amikor az átvitt jel-sorozat hibás, de továbbra is periodikus/ egyértelműen felismerhetők, el-
lentétben a HP műszerrel, amely ilyen tulajdonsággal nem rendelkezik.

Az IER kísérleti összeköttetés átviteli mérőrendszerre

A fejlesztés alatt álló időosztású Előfizetői Rádióberendezés /IER/ [1.] több pont-egy pont közötti működéséből fakadó rádiótechnikai problémák, valamint a hullámterjedési viszonyok hatásának vizsgálata céljából egy központi állomásból /TKI/ és két alállomásból /Gödöllői Mikrohullámú Állomás és PKI/ álló kísérleti rádióösszeköttetést hoztunk létre. Mivel a kísérlet indításának idején a rendszer működését vezérlő egységek nem álltak rendelkezésre, az összeköttetést az IER rádiófrekvenciás adó-vevőiből és egy erre a célra kidolgozott mérőrendszerből építettük fel. Ez utóbbi két fő funkciója:

- olyan mérőjel előállítás, amely a hozzá tartozó szinkronizáló egységgel biztosítja az alállomások időosztású működését;
- lehetővé teszi a két alállomási hurok hibaarányának egymástól független mérését.

A kísérleti összeköttetés elrendezése a 2. ábrán látható.

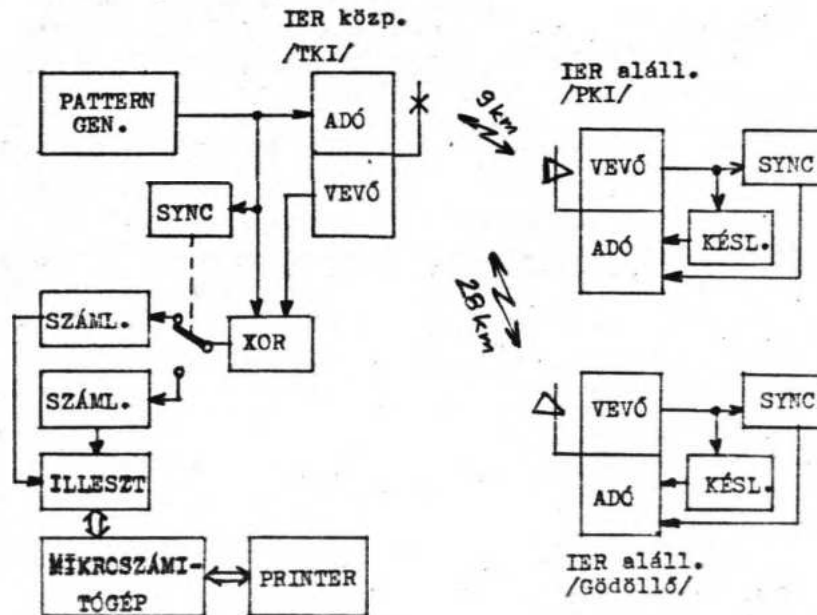
A központi állomás adója egy speciális 704 kbit/s sebességű álvéletlen jellel modulált 1500 MHz-es vivőt sugároz az alállomások felé. Az alállomások veszik, regenerálják ezt a jelet, majd a szinkronizáló egységek által adott ütemben, 1450 MHz-es vivőn, ellenütemben visszasugározzák a központba. A szinkronizáló egységek erős hibavédelemmel rendelkeznek, hogy az esetleges tévesztések a visszairányú átvittet ne zavarják. Az alállomásokon található, az IER részét képező késleltetők beállításával biztosítottuk, hogy mindkét hurok késleltetése az álvéletlen jel periódusával egyező legyen. A központi állomáson vett jelet az adójellel összehasonlítjuk és az alállomási szinkronizálókkal azonos egység segítségével irányonként szétválasztva számláljuk a tévesztéseket. A hibamérő egység által 1 sec-os időablakban mért hibaszámokat mikroszámlógéppel dolgozzuk fel. A számítógép felveszi a különböző hibaarányú másodpercek időbeli elosztását, illetve naplózza a

hibaeseményeket. A kísérleti összeköttetés több hónapos folytonos üzeme alatt gyűjtött adatok hatékonyan segítették a rendszerrel kapcsolatos problémák [2.] megoldását.

A mérési elrendezést a feldolgozó program módosításával a laboratóriumi rendszermérésekben is felhasználtuk.

Hivatkozások:

1. Battistig Gy., Marczy A., Róna P.: Időosztású Előfizetői Rádióberendezés szolgáltatásai és felépítése, Mikrohullámú Szeminárium Közleményei, Bp. 1985. január 15-16. pp. 6-11.
2. Benedek A., Róna P.: Időosztású Előfizetői Rádióberendezés rádiótechnikai problémái, Mikrohullámú Szeminárium Közleményei, Bp. 1985. január 15-16. pp. 61-64.



2. ábra

PROGRAMOZHATÓ ELLENÁLLÁS-HŐFOKTÉNYEZŐ MÉRŐ RENDSZER

KOCSIS ZOLTÁN, BENCZE JÓZSEF, NYIRJESY GYULA,
NAGY ISTVÁN

1. Bevezetés

A Távközlési Kutató Intézetben a vékonyréteg ellenállások gyártása során felmerült ezen ellenállások hőmérsékletfüggés, illetve hőfoktényező (TK) vizsgálatának igénye. Ez annál is indokoltabb, mert egyrészt a vékonyrétegek hőfoktényezője a tömör anyagoktól eltér, másrészt a TK értéke a rétegösszetétel és a technológiai paraméterek változtatásával nagymértékben befolyásolható. A feladat megoldása speciális mérőrendszer megtervezését igényelte, amelyben a termosztát hőmérsékletének, illetve egyidejűleg több párologtatási minta ellenállásának A/D konverziójával, lehetővé vált az adatok számítógépes feldolgozása, a mérési hibák korrekciója stb.

2. Mérési összeállítás és működés

A rendszer mérési összeállítása 1. ábrán látható. A termosztát által szabályozott hőmérsékletű szilikonolajat a keringetőszivattyúval áramoltatjuk át a mérőhelyen. A mérőhelyen hat ellenállás minta, illetve egy hőmérsékletérzékelő elhelyezésére van lehetőség. A mérőegység a megadott hőmérsékleti pontokban sorban végigméri az egyes ellenállásokat, és továbbítja a mért értékeket a számítógép felé. A számítógépen futó program feldolgozza az adatokat, kiszámítja és felrajzolja az ellenállásváltozást a hőmérséklet függvényében.

Egy tipikus görbe látható a 2. ábrán. Az ellenállás mérésére a digitális multiméterekben is elterjedten használt ún. négyvezetékes módszert választottuk. Állandó áramot kapcsolunk az ismeretlen ellenállásra, megmérjük rajta a feszültségesést, majd A/D konverterrel digitális jellé alakítjuk át. Megfelelő felbontóképességű A/D konverter alkalmazásával az áramot ismerve már elérnénk célunkat, azaz meghatározhatnánk az ellenállás értékét. Mindenképpen tekintettel kell lennünk azonban a keletkező nemkívánatos termofeszültségekre, melyek meghamisítanák a mérési eredményt. A termofeszültség hatásának kiküszöbölésére egy automatikus hibakompenzáló módszert alkalmaztunk. Számítógépes feldolgozás segítségével további

zavaró tényezőket is kiszűrhetünk és lehetővé vált a mérés közbeni automatikus kalibrálás is.

A hőmérséklet mérése AD 590KH típusu Analog Devices gyártmányú hőmérséklet-áram átalakítóval történik.

Mérési tartománya: -55°C -tól $+150^{\circ}\text{C}$ -ig

Átalakítási faktora: $1 \mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$

Pontossága: $\pm 2,5^{\circ}\text{C}$

A kimenő áram mikroamperben kifejezett értéke megfelel a hőmérséklet Kelvin fokokban kifejezett értékének. Az átalakító pontossága egyedi hitelesítéssel fokozható. Előnye a termoelemmel szemben, hogy nincs szüksége hidegpontkompenzációra továbbá, hogy a kimenőjele feszültség helyett áram.

3. Felépítés

A készülék blokkvázlata a 3. ábrán látható. Főbb jellemzői:

- 7 db ellenállás mérőhely (6 mérendő+1 referencia)
- 4 méréshatár (5 MOhm; 500 kOhm, 50 kOhm, 5 kOhm)
- relatív felbontóképesség: 2 ppm....20ppm
- 1 db hőmérséklet mérőhely
- mérési tartomány: -55°C $+150^{\circ}\text{C}$
- felbontóképesség: $0,1^{\circ}\text{C}$
- beépített IEEE-488 interface

A mérőrendszerbe beépítettük az összes analóg funkciót megvalósító áramkört, a stimuláló, méréspontváltó valamint az A/D konvertáló és az interface áramköröket is. A számítások elvégzését és az adatok kiértékelését a mérőrendszerhez IEEE-488 sinen kapcsolódó számítógépen futó program végzi el. A készülék analóg és digitális áramkörü részei a nagyobb zavarvédelem elérése céljából optocsatolókkal galvanikusan teljesen el vannak választva.

3.1. Áramgenerátor

Az áramgenerátor 2 V feszültségű referenciaforrásról táplált földfüggetlen feszültség-áram, konverter. Feladata, hogy méréshatáronként különböző nagy stabilitású egyenáramot szolgáltatson a mérendő ellenállások számára.

Mérőáram	Méréshatár	Felbontóképesség	Teljesítmény
$1 \mu\text{A}$	5 MOhm	10 Ohm	$5 \mu\text{W}$
$10 \mu\text{A}$	500 kOhm	1 Ohm	$50 \mu\text{W}$

100 μA	50 kOhm	100 mOhm	500 μW
1 mA	5 kOhm	10 mOhm	5 mW

Az áramgenerátor maximális üresjárású kimeneti feszültsége kisebb mint 8 V.

3.2 Méréspontváltó

A méréspontváltó kapcsolja az ellenállás mérőhely (6 bemeneti és 1 referencia) áram és feszültséghezvezetési pontjait a kiválasztott ellenállásra. Minden mérőhelyhez 4 vezeték csatlakozik, 2 áramhozvezetési és 2 feszültségérzékelő vezeték. A hőmérsékletérzékelő jele áramfeszültség átalakítás után kerül a méréspontváltóra. A felhasznált multiplexerek CMOS típusúak.

3.3 A/D Konverter

Az A/D konverter a mérőátalakító egyik legfontosabb egysége. Mind az ismeretlen ellenállásokon eső feszültséget, mind a hőmérséklettel arányos feszültséget ezzel az áramkörrel mérjük. A nagy soros módusú zajelnyomás érdekében az átalakítás az ismert "dual-slope" elven történik. Mivel a hőmérséklettel arányos feszültséget elegendő kisebb pontossággal megmérni mint az ellenállások feszültségét, az A/D konverter felbontóképessége átváltható a kétféle méréshez. Ezzel jelentős mérési idő takarítható meg. Fontos tulajdonsága még az áramkörnek a beépített automatikus nullázási lehetőség, minden mérés megkezdése előtt.

3.4 IEEE-488 interface

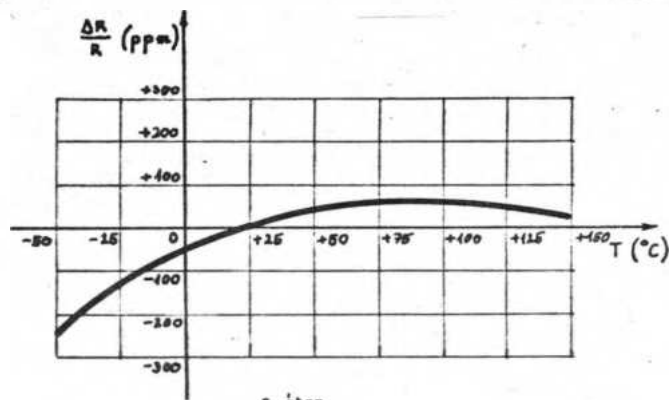
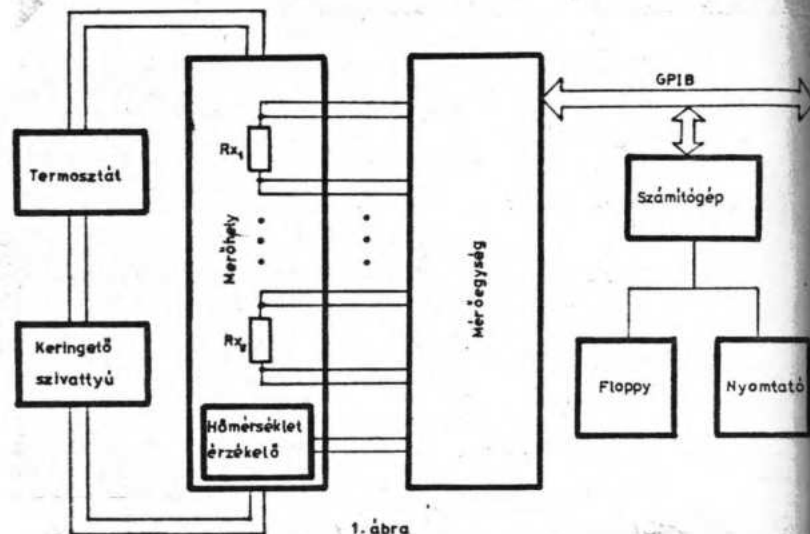
Az interface kapcsolat vezérlését HCF 4738V típusú Philips gyártmányú CMOS áramkör végzi. A jelenlegi kiépítésben az alábbi interface funkciókat látja el: AHL, SHL, L3, T5, RL1, PP0, DC1, DTL. A sin, szabványban előírt terhelő és meghajtóképességét TTL áramkörökkel biztosítottuk.

4. Számítógépes kiértékelés

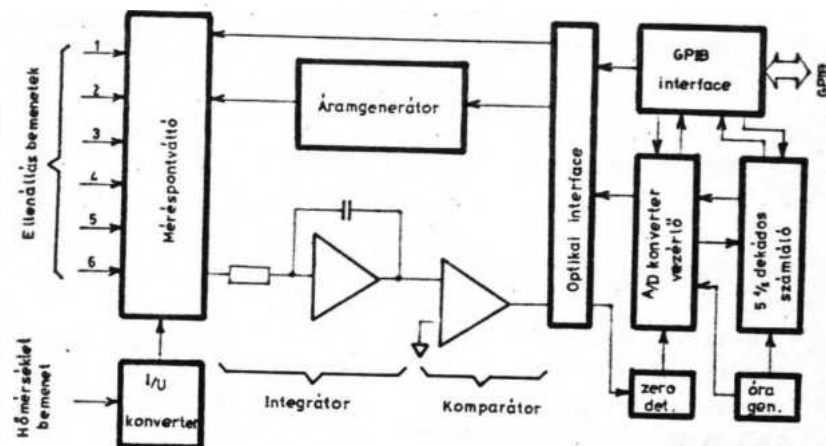
A mérési és kiértékelési program egyszerűsített folyamatábráját a 4. ábrán mutatjuk be.

Ez a program biztosítja a mérőegység vezérlését az igényeknek megfelelően. Beállítja a megfelelő méréshatárt, elvégzi az adatok hibakorrektúráját, a függvény mérési pontok közti interpolációját. Gondoskodik a mérési

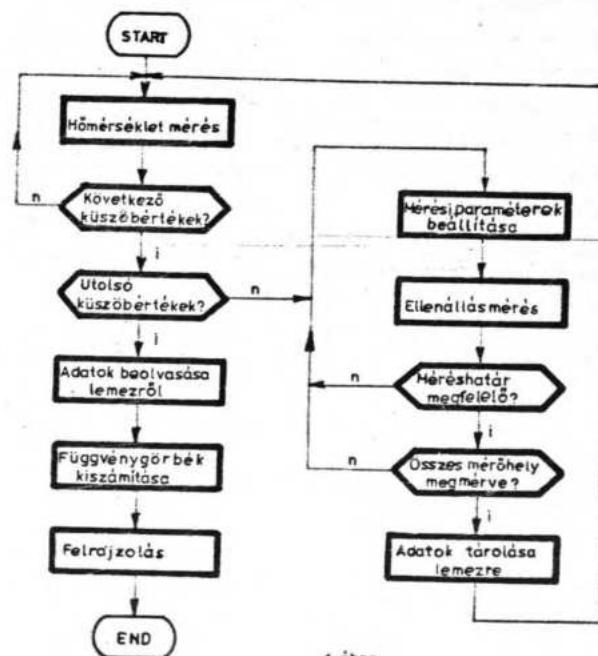
eredmények megfelelő dokumentálásáról. Lehetővé teszi az eredmények printeren történő kinyomtatását, vagy pedig mágneslemezen való rögzítést további feldolgozás céljából.



2. ábra



3. ábra



4. ábra

MÉRŐAUTOMATA A PRS TIPUSÚ PCM ALAPU BELSŐ

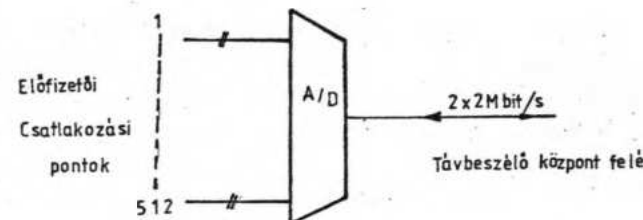
FORGALOM NÉLKÜLI KONCENTRÁTOR RENDSZER VONALCSATLAKOZÓ

BERENDEZÉSHEZ

Sugár Péter, Gombos Tibor, Kladni Sándor

1./ A mérőautomata rendeltetése

A mérőberendezés elsősorban olyan PCM átviteli rendszerek vizsgálati méréseihez készült, amelyeknél az analóg paramétereken kívül egyenáramu és digitális jellemzőket is vizsgálni kell. Ilyen átviteltechnikai rendszernek tekinthető a PRS rendszer PRT/F előfizetői végberendezése, amely a távbeszélő központ felé digitális áramkörökkel, a másik irányba az előfizetők felé analóg áramkörökkel csatlakozik. /A-D, D-A pontok közötti mérések/. A PRS rendszer mérésére kifejlesztett mérőautomata annyiban különbözik a hagyományos 30/32 csatornás primer PCM berendezés mérésére készített berendezésektől, hogy a csatornaválasztást maga a PRT/F végzi a 2Mbit/sec-os jelfolyamba befűzött információk alapján. Analóg oldalon pedig nem alkalmaz csatornaválasztó egységet, mert a mérendő berendezés azt is tartalmazza.



1.sz.ÁBRA

A PRT/F előfizetői végberendezés egyszerűsített vázlata méréstechnikai szempontból

2./ A mérőrendszer fontosabb jellemzőinek összefoglalása

Az 1. pontban leírt problémák megoldását jelenti, egy olyan univerzális mérőautomata rendszer, amely alkalmas a felhasználási területen előforduló valamennyi fontosabb vizsgálat elvégzésre, rugalmasan illeszthető a vizsgált berendezéshez, mind a 2Mbit/sec-os vonalon, mind az előfizetői oldalon keresztül. A bonyolult és nagyszámú mérés gyors lebonyolítását biztosítja, kezelése egyszerű. A mérési eredményeket jegyzőkönyvezi a felhasználó igényeinek megfelelően.

3./ Mérési feladatok elvégzéséhez szükséges áramkörök

- digitális jelet generáló és analizáló áramkörök
- analóg hangfrekvenciás jeleket generáló és mérő áramkörök
- egyenfeszültséget és áramot mérő áramkörök
- jelzési célokat szolgáló áramkörök

4./ A mérési feladatok

Az előfizetői vonal és a 2Mbit/sec-os jelfolyam között mindkét irányban elvégzendő mérések

- egyenáramu mérések
- hangfrekvenciás mérések / a PRS-nél A-D és D-A pontok között/
- digitális mérések / a PRS vezérlő funkcióinak ellenőrzésére/

5./ A mérőautomata részegységeinek ismertetése

A TKI 206 típusú Kódgenerátor alkalmas a 2Mbit/sec digitális jelfolyam előállítására, a PRS rendszer vezérlésére, a kívánt időrásba szimulált sinus és álvéletlen zaj elhelyezésére, valamint 7 bit segítségével a helyes vezérlésvégrehajtás ellenőrzésére.

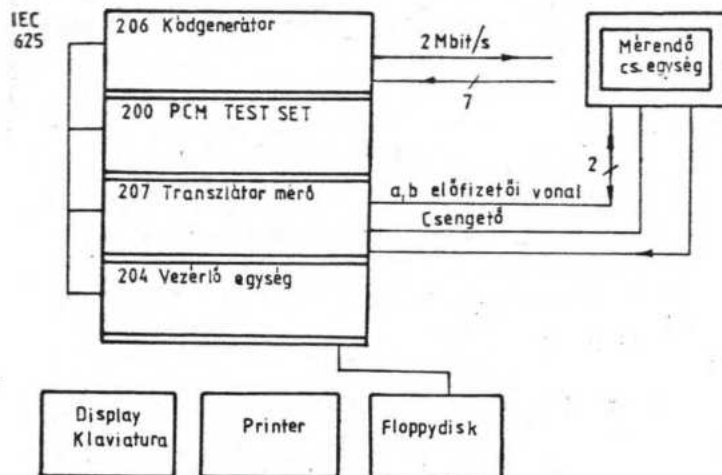
A TKI 200 típusú PCM TEST SET az Intézet által már korábban kifejlesztett mérőműszer továbbfejlesztett változata. Alkalmas analóg mérőjelek generálására, vevőrésze pedig a telefoncsatorna következő paramétereinek mérésére:

- kvantálási torzítás
- maradék csillapítás szintfüggése
- maradék csillapítás frekvencia függése
- jelszint
- csatornaközi áthallás
- nyugalmi csatornazaj

A TKI 207 típusú Transzlátor Egység alkalmas az előfizetői vonaláramkörök egyenáramú paramétereinek mérésére, a mérőautomatához való illesztésére, valamint a mérőrendszernek a mérési feladatoknak megfelelő elrendezésbe való kapcsolására.

A TKI 204 típusú Vezérlő Egység a mérőautomata részegységeinek IEC-625 szabványosított buszon keresztüli vezérlését végzi. Az IEC-625 busz lehetővé teszi a mérőrendszer kereskedelmi egységekkel való bővítését. Az egység további feladatai:

- a kezelő - gép kapcsolat megvalósítása display és billentyűzet segítségével
- a mérőprogram és mérési eredmények tárolása 512 KByte kapacitású dual floppy disk egység felhasználásával
- a mérési eredmények dokumentálása.



2.sz. ÁBRA
A mérőautomata felépítése

ANALÓG JEL TÁROLÁSA ÉS MEGJELENÍTÉSE OSZCILLOSKÓP,

ILLETVE MOZAIKNYOMTATÓ SEGÍTSÉGÉVEL

SUGÁR PÉTER, RISZTITS MIKLÓS

Az osztályunkon folyó kutató- fejlesztő munkák során már több különböző feladatot ellátó mikroprocesszoros berendezést készítettünk. Univerzális alkalmazhatóságuk lehetővé tette, hogy egy újabb feladat ellátásához csak programírással volt szükség. Egy még kutatási fázisban levő egydimenziós radarképhez maximálisan rugalmas feldolgozórendszert kellett összeállítani. Rendelkezésünkre állt egy 64Kbyte kiépítésű 8 bites, mikroprocesszoros rendszer, DMA kontrollert, 12 bites analóg-digitális (A/D) és digitális-analóg (DA) átalakítók, és aritmetikai processzor (APU) is. Ezekkel megvalósítható egy analóg jelfolyamat viszonylag gyors mintavételezése, a mért értékek memóriába tárolása, feldolgozása majd a módosított értékhalmoz analóg formában való megjelenítése. Az eljárás igen előnyösen használható fel még egy pásztázó mérőrendszer (wobbler) kimenő jelének módosítására, például a jelamplitúdó logaritmizálására, zajelnyomásra is.

Az általunk alkalmazott A/D átalakító 12 bites, az analóg technikában még elérhető pontosságot meghaladó felbontású és elegendő sebességű is

az előbb említett feladatokhoz. Mivel egy 8 bites mikroprocesszoros rendszerhez csatlakozik, a 12 bites mérési eredményt két byte beolvasásával lehet le-tárolni. Az áramköri tervezés úgy lett megoldva, hogy a két byte soros kiolvasását /egy cimről/ DMA alkalmazással is végre lehessen hajtani. Ez teszi lehetővé a legrövidebb futási idejű program használatát. A feldolgozandó analóg jelet egy mintavevő-tartó áramkör rögzíti az A/D átalakító számára. A mintavételi pillanatot vezérelheti belső generátor vagy éppen külső szinkronjel is. Az utóbbi esetben például van lehetőség arra is, hogy mintavevő oszcilloszkóppá egészítsük ki a rendszert.

Az adatbeolvasási sebességet meghatározza az A/D átalakító sebessége és az adatmozgatási idő. Egy általunk megépített rendszerben az A/D átalakító jelfeldolgozási ideje 2,8 μ sec, DMA alkalmazásával a teljes jelfeldolgozási idő 4,8 μ sec-ra adódott. Ez 220 kHz-es mintavételi frekvenciának felel meg. Ezzel a sebességgel már 4000 minta vehető egy 50 Hz-es ismétlődésű jel egy periódusából.

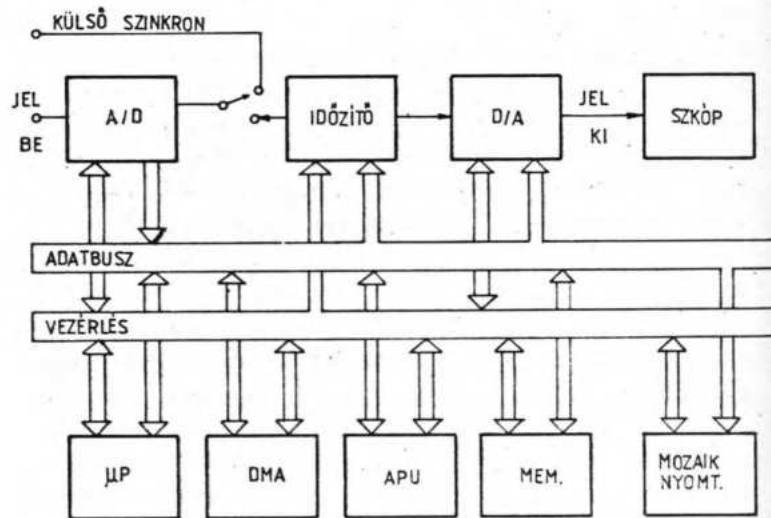
Ha periódikus jel vizsgálatáról van szó, külső szinkronjel alkalmazásával felvehetünk egyszerre több jelperiódust is a memóriába. Ezek átlagértékének képzésével a bemenő jel additív zajkomponensei elnyomhatók. Ha 16 jelperiódust átlagolunk és periódusonként 128 mérést végzünk, 4 K-byte RAM-ra van szükségünk, a futási idő pedig kevesebb, mint 1 sec.

A letárolt adatokon való matematikai műveletek végzését az aritmetikai processzor alkalmazása nagymértékben elősegíti. Az egyik legidőigényesebb művelet lehet például az adatok logaritmikus ábrázolása. Az APU-val ekkor a következő műveleteket kell végrehajtani: Fixpontos-lebegőpontos átalakítás (kb.200 órajelperiódus), szorzás (168 ó.p), log művelet (4490 ó.p.), lebegőpontos-fixpontos átalakítás (kb.200 ó.p.). Egy 0,3 μ sec-cs órajelperiódust alapulvéve a 128 db mintavételi adat átszámítási ideje 0,2 sec-ra adódik. Ez a 8 bites mikroprocesszoros rendszerek kategóriájában gyorsnak számít. A felvett és átszámított adathalmazt a 12 bites D/A átalakító adja vissza analóg formába. Az adatkisőprés, ami DMA-val is végrehajtható, periódikusan ismétlődik, így a jel egy egyszerű oszcilloszkóppal is megjeleníthető. Az oszcilloszkóp aluláteresztő szűrő nélkül természetesen kvantált jelet kap. Az egyes feszültséglépcső-átmenetek után jelentkező tranzienseket feszültségtartó - kapuáramkör kombináció vágja ki a kimenőjelből. A periódusidő egy programmal széles határok közt módosítható belső szinkron-generátortól függ. Egy további lehetőséget kínál az analóg megjelenítéshez a mikroprocesszoros rendszer mozaiknyomtatója. A mozaiknyomtató számára egy program állítja össze a nyomtatónak megfelelő képbyte sorozatot. Egy 162x91 mm-es képmérethez (384x256 képpont) 12 Kbyte RAM-ra van a rendszernek szüksége.

Mivel a kép időtengelye háromszor nagyobb, mint a 128-as felbontás, a közbűlső értékeket a program lineáris interpolációval számítja ki.

A programnak még gondoskodni kell arról, hogy egy-nél nagyobb meredekségű görbe rajzoláskor se húz-zon szaggatott vonalat a nyomtató.

Mivel a képtartalom a RAM-ban megmarad, a régire újabb és újabb felvétel szuperponálható, vagy programmal pl. toleranciahatárok, markervonalak is képezhetők.



A GPIB HASZNÁLATA MÉRŐMŰSZEREK FEJLESZTÉSÉRE

Sugár Péter, Schmiedt László

1. Bevezetés

Az elektronikus mérőműszerek tervezésénél ma már követelmény, hogy rendelkezzenek olyan felülettel, amely lehetővé teszi azok mérőrendszerbe integrálását. Ilyen - távadatfeldolgozást is biztosító - interfecse csatlakozási lehetőség a GPIB (HP-IB, IEC 625, IEEE-488). Jelen tanulmány egy, a GPIB szokásos adatátviteli alkalmazásain túlmutató, a műszer-fejlesztési munkában jól alkalmazható eljárást ismertet.

2. Elvi megfontolások

A sokféle mérési funkció ellátására alkalmas műszerek hardware - software támogatást nyújtó eszközközet feltételez. A számítógépgyártók által erre a célra ajánlott és használt ICE (IN CIRCUIT EMULATION) nem kevés pénzügyi ráfordítást igényel, s emellett a szükséges számban nem is mindig elérhető. Az itt ismertetésre kerülő eljárás lényege, hogy a fejlesztőrendszer és a készülék közötti kommunikációs csatorna létrehozásához a készülékben már egyébként is megépített GPIB interface-t használja fel. A GPIB hardware és a mindössze két GPIB funkciót (beszélő/hallgató) felhasználó monitorprogram gyorsan feléleszt-

hető. Ez a megoldás pótlólagos ráfordítást nem igényel és nagy sebességű információcserét biztosít a programszegmensek között. A GPIB kontrollert tartalmazó fejlesztőrendszer megfelelő programja biztosítja a disk operációs rendszer, a szövegszerkesztő, assembler fordítóprogram, stb. és a készülék közötti kétirányú kapcsolatot. Ily módon lehetőség van a mérőprogram, vagy annak tetszőleges részének betöltésére, RAM területen való futtatására.

A program futása felfüggeszthető (breakpoint), a CPU regiszterek állapota és a programváltozók, flag-ek, adatmérők kiolvashatók.

A programfejlesztés (debugging) során a fejlesztőrendszer valamennyi szolgáltatása igénybe vehető. A módszer nagy előnye, hogy a mérőprogram valóságos körülmények között fut, így a real-time működésről is információk nyerhetők.

Még van alkalmas tesztprogram betöltésével a mérőműszer hardware funkcióinak ellenőrzésére, a bemérés megkönnyítésére is.

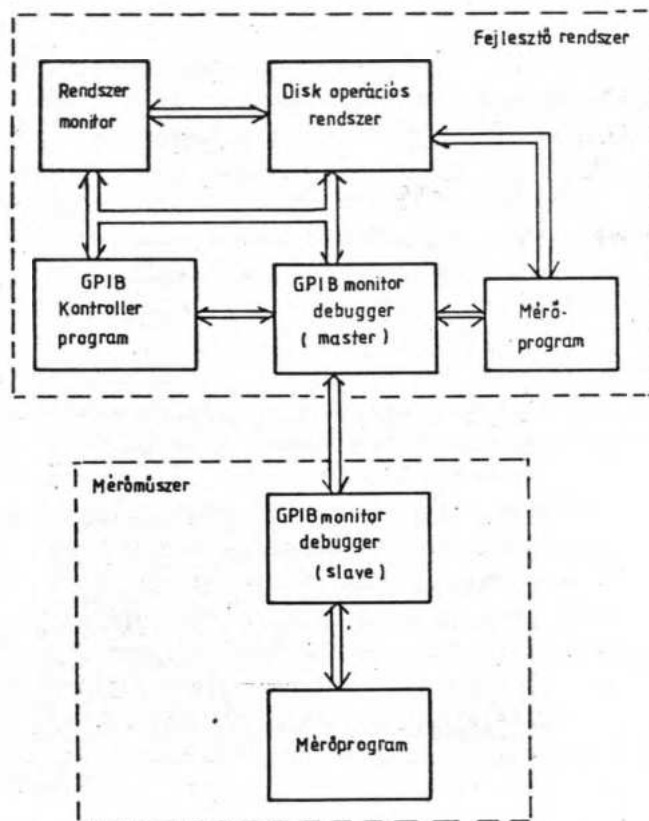
3. A műszerfejlesztési eljárás

A műszerfejlesztést egészen a legalapvetőbb áramköri funkciók ellenőrzésével kezdetjük. A fejlesztőrendszerben bármely rendelkezésre álló programnyelven (assembler, Basic, PL/M stb) megírt tesztprogram(ok)-nak a készülékbe való betöltésével a hardware funkciók működése vizsgálható, az áramköri megoldások és az azokat kezelő programrészek dialektikus egységben fejleszthetők. Ez a fázis a fejlesztés során bármikor igénybe ve-

hető. A tesztprogramokban alkalmazott és kipróbált megoldások a mérőprogramba modulárisan beilleszthetők. A mérőprogram írását tetszőleges részletekben, célszerűen a készülék funkciók szerint elkülönítve végezhetjük. Az így egymásra épülő modulokból összeállt programszegmensek alapján szerkeszthetők meg a végleges mérőprogram. Az 1.sz ábrán a fejlesztési eljárás software-struktúrája tekinthető meg.

Az eljárás különösen alkalmas műszerfejlesztési feladatok megoldására, mivel a programfutas jellemzői mellett folyamatosan figyelemmel kísérhetők az időzítés, a megszakításkezelés és a készüléknek a külvilággal folytatott információcseréjének paraméterei is. A programok tetszőleges részei futtathatók a fejlesztőrendszerben és csak azokban az esetekben kell a mérőműszerhez fordulni, amikor annak speciális, a fejlesztőrendszerben meg nem lévő eszközeit, perifériáit kell kezelni. Ily módon a programfejlesztés során a fejlesztőrendszer és a készülék közötti kapcsolat folyamatos és kétirányú, valamint a fejlesztőrendszer teljes eszköztára hatékonyan felhasználható. A napi eredmények adathordozón rögzíthetők.

Meg kell még jegyeznünk, hogy az eddigiek során a GPIB funkciók igen korlátozott körét használtuk fel az információcsere kibonyolításában - minden egyéb hardware (pl.DMA) segédlet nélkül. Így a készülék oldalon elhelyezett, a GPIB-kezelő program igen



1.sz. ábra. Software struktúra

kicsi (1 Kbyte) lehet, s egyetlen memóriatokban (EPROM) realizálható. A fejlesztőrendszerben működő GPIB monitor számára még ilyen memóriakapacitás probléma sem merül fel.

A GPIB monitorral együttműködő GPIB kontroller program segítségével a mérőműszer összes GPIB funkciója - a teljes hardware támogatással (pl. interrupt, DMA) kipróbálható.

Mindhárom programot - a két GPIB monitort és a GPIB kontrollert - kifejlesztettük és műszerfejlesztési munkáinkban sikerrel alkalmazzuk. Ezek az eredmények a műszergyártásban, a bemérés során is jól használhatók.

4. Összefoglalás

Végezetül a műszerfejlesztési eljárás főbb jellemzőit összesítve is megadjuk:

- a fejlesztőrendszer és a készülék közötti információcseréhez a már meglévő GPIB interface-t használja fel, így
- pótlólagos ráfordítást nem igényel
- a GPIB-t kezelő monitor programok igen egyszerűek lehetnek
- nagysebességű átvitel
- tetszőleges hardware környezet

- moduláris programépítés
- a mérőprogram tetszőleges része fut-
hat mind a fejlesztőrendszeren, mind
a készülékben
- a program futása bárhol felfüggeszt-
hető, a paraméterek, állapotok kiolvas-
hatók
- real time működés
- a fejlesztőrendszer valamennyi szolgál-
tatása igénybe vehető
- az eljárás a műszergyártásban, a beméré-
si feladat során is alkalmazható.

TECHNOLÓGIA

A FERRIMÁGNESES ANYAGKUTATÁS UJABB EREDMÉNYEI

Sztaniszláv Dánielné, Balla Lászlóné, Beregi Péterné

A TKI Mágneses Anyagok Osztályán 1958-tól mikrohullámu polikristályos ferrit-, 1967-től gránát egykristály, 1969-től polikristályos gránát anyagkutató, fejlesztés és kisorsozatgyártás folyik. Az eszközorientált anyagkutató első időszakának eredményeiről a 25 éves jubileumi ülésesszákon elhangzott előadások számoltak be. /TKI évkönyv, 1975, III. kötet/. Előadásunkban az elmúlt 10 év legújabb eredményeit kívánjuk bemutatni.

Polikristályos ferrit- és gránátanyag fejlesztésünk eredményeként - szubsztituált YFe-gránátokból, valamint MgMn-, Li-, és Ni- ferritekből álló - anyagválasztékunk átfogja a 250 G-4500 G telítési mágnesezettség tartományt. Jelentős eredményeink vannak a telítési mágnesezettség hőmérsékletfüggésének, a mágneses és dielektromos veszteségek csökkentésének terén.

Folyamatban levő kutató-fejlesztő munkánk egy olyan anyagrendszernek - a hexagonális strukturájú ferriteknek - a kidolgozása és előállítás, amely alkalmas a mm-es hullámsávban történő felhasználásra.

Egykristály fejlesztésünkénél a Ga-szubsztituált gránátokat kiváltottuk a kisebb hőmérsékletfüggésű, lényegesen olcsóbb CaVBi-gránátokkal, melyek telítési mágnesezettsége 190 G-tól 700 G-ig terjed. Készítünk YIG és Sc ill. In szubsztituált YIG anyagokat, továbbá kifejlesztettünk egytengelyű anizotrópiával / M típusú / és planáris anizotrópiával / Y típusú / rendelkező Ba- ill. Sr-hexaferrit egykristályokat is.

Az elmúlt időszakban fokozatosan nőtt az igény a MIC szubsztrátumaként történő ferrit és gránátanyag felhasználás iránt. Ez a felhasználási terület különösen nagy követelményeket támaszt a polikristályos anyagok homogenitásával szemben /kémiai és morfológiai homogenitás/. Ennek kielégítéséhez a technológia egyes lépéseit fokozottabban kell ellenőrizni.

A kis mágneses veszteségeket, valamint az alacsony hőmérsékletfüggést igénylő felhasználásokhoz készülő gránátanyagok

egyik típusa a GdCaVIn/Zr szubsztituált YIG. Modellanyagként ezt a rendszer választva bemutatjuk a fenti követelményeket kielégítő gránátanyag előállításának, a technológia ellenőrzésének módját. A technológia szerves részeként kezelt és az elmúlt 10 évben bevezetett, itt bemutatásra kerülő anyagvizsgálati módszerek: DTG/M/, szobahőmérsékletű és "in situ" röntgendiffrakciós vizsgálati módszer, scanning elektromikroszkópia és EEDS.

A polikristályos ferrimágneses anyagokat hagyományos kerámia technológiával állítjuk elő. Kimutattuk, hogy a gránát szubsztitutum kémiai és morfológiai homogenitására az őrlés mellett legnagyobb hatást több komponensű rendszereknél az előszinterelési körülmények gyakorolnak. Ezért új gránát ill. ferritrendszer kidolgozásánál első lépés a gránátképződés kinetikájának meghatározása.

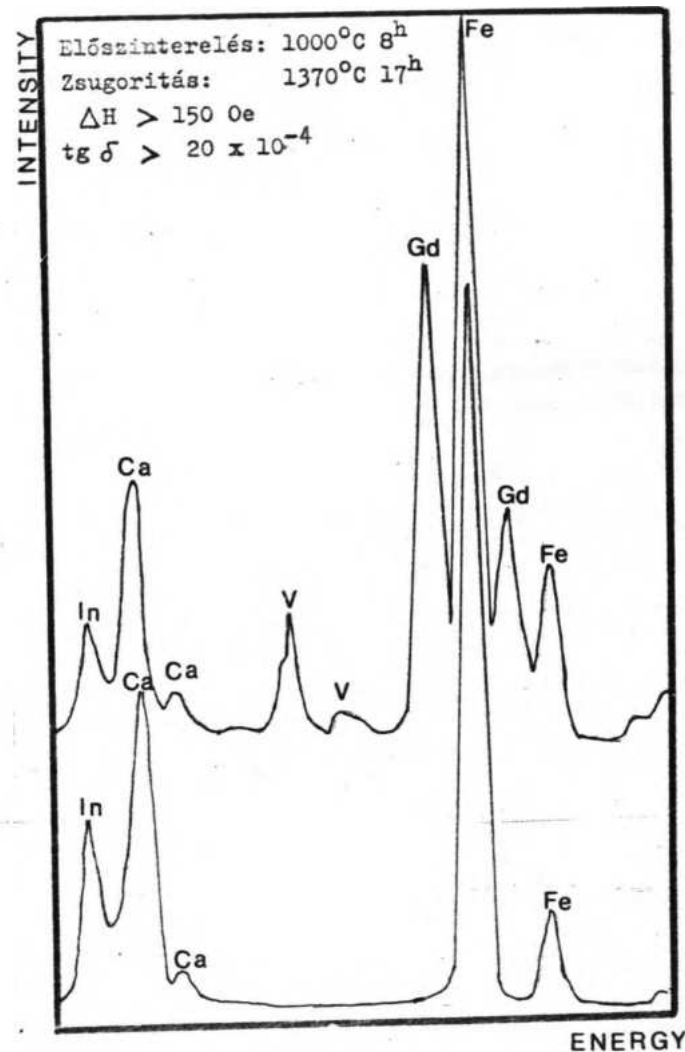
SEM és EEDS módszerrel vizsgálva az ionok diffúzióját, megállapítjuk, hogy melyik ion diffúziója határozza meg a szilárdfázisú kémiai reakció menetét. Ily módon kvalitatív képet alkotunk arról, hogy milyen átmeneti termékek keletkeznek és ezek mely hőmérséklet intervallumban stabilak. Ezeket a feltételezéseket "in situ" röntgendiffrakciós vizsgálatokkal támasztjuk alá. Ezen vizsgálatok eredményeként kiválasztott előszinterelési hőfoktartományban hőkezelési kísérleteket végezve, az előszinterelt gránátporokat DTG/M/ vizsgálatoknak vetjük alá.

A DTG/M/ módszerrel meghatározott Curie pont T_c az anyag kémiai összetételére jellemző. A határozott Curie ponttal nem rendelkező gránátporok esetében a Curie-tartományok az anyag mikrokémiai homogenitásáról adnak felvilágosítást.

Ezen vizsgálatok alapján kiválaszthatók azok az előszinterelési körülmények, ahol az alapanyagok mindegyike reakcióba lépett, és az előszinterelt por kémiai homogenitása is megfelelő volt.

Végül EEDS módszerrel az előszinterelt por egyes szemcséinek kémiai összetételét határoztuk meg. Ha az előszinterelt por kémiaiailag inhomogén volt, a késztermék is inhomogén maradt,

vesztései magasak voltak. / 1. ábra /



1. ábra

Inhomogén kémiai összetételű előszinterelt porból zsugorított gránátminta szemcséiről készült EEDS felvétel

Ha az előszinterelt por kémiailag homogén, a keletkezett homogén kémiai összetételű késztermék veszteségei is alacsonyak $\Delta H=120 \text{ Oe}$; $\text{tg} \delta < 10 \times 10^{-4} /$.

Az előszinterelt gránátpor kémiai homogenitása nemcsak a veszteségek alakulására van hatással, hanem a végső hőkezelési tartomány nagyságára, így a biztonságos technológia megválasztására is.

1. táblázat

Különbözőképpen előszinterelt GdCaVInFe-gránátporok zsugorítási hőmérséklettartományai és mágneses veszteségei

Előszinterelési körülmények	Optimális zsugorítási hőmérséklettartomány	ΔH $\frac{\text{kA}}{\text{m}}$
1200°C 12 ^h	1340°C 10°C - 1350°C	7.12 ± 0,4
1000°C 4 ^h	1340°C 10°C - 1350°C	7.12 ± 0,4
1000°C 12 ^h	1340°C 20°C - 1360°C	6.32 ± 0,48
1200°C 4 ^h	1320°C 40°C - 1360°C	5.48 ± 0,24
950°C 6 ^h	80°C	
1150°C 10 ^h	1280°C - 1360°C	6.32 ± 0,4

MIKROHULLÁMÚ INTEGRÁLT ÁRAMKÖRI TECHNOLÓGIÁK A TKI-BAN

dr. Vértessy Miklós

A nagyfrekvenciás igények kielégítésére alkalmas hibrid integrált áramkörök felépítése, szerkezete eltér az alacsonyabb frekvencián működő áramköröktől. Az eltérés a nagyfrekvenciás tér, a dielektrikum és a fémrétegrendszer kapcsolatára vezethető vissza.

A mikrohullámú áramkörök elektromos paraméterei (pl. a hullámellenállás, a csillapítás) közvetlen kapcsolatban vannak az áramkörök geometriai-, anyag- és morfológiai jellemzőivel. A különböző előállítási technológiák (a vékony-, a vastag, valamint a nyomtatott eljárások) többé-kevésbé eltérő jellemzőkkel valósítják meg a mikroszalag tápvonalakat, így pl. eltérőek a hordozóanyagok, eltérő a fémezés kialakítása, a fémrétegek szerkezete, összetétele, fajlagos ellenállása stb. Ennek következtében a tápvonal tulajdonságok függeni fognak az előállítási technológiától is. A technológia kiválasztását mindig az áramkörökkel szemben támasztott konkrét műszaki és gazdasági követelményeknek megfelelően kell elvégezni. Az alapvető technológiai eljárásoknak egyaránt megvan a létjogosultsága, az eljárások egymást kiegészítőnek tekinthetők.

A TKI a lehetséges technológiák közül a teflon dielektrikumú nyomtatott eljárást és a vékonyréteg technológiát (Al_2O_3 és gránát hordozókon) alkalmazza. E két módszer áramköri igénytől függő megválasztásával elérhető a technológia egyszerűségének és olcsóságának, valamint a nagyobb műszaki elvárásnak az optimalizálása. Az áramkörök elsősorban az intézet kutatási-fejlesztési igényeit elégítik ki. Alkalmazási területük felöleli a mikrohullámú felhasználások szinte teljes spektrumát.

1. Nyomtatott eljárások.

A kereskedelmi forgalomban sokféle mikrohullámú, nyomtatott

technológiájú integrált áramkör előállítására alkalmas, rézréteggel bevont hordozóanyag kapható, melyek közül a teflon alapúak használata terjedt el széles körben. Ilyen pl. az RT DUROID 5870, 5880 és 6010, a Cu Clad 217, 233 és 250, az EPSI-LAM 10, a Keene, a Pampus stb. cégek különböző márkanévű alapanyagai. Nyomatott technológiánkat eredetileg a duroid lapok feldolgozására fejlesztettük ki, azonban ez az eljárás változtatás nélkül alkalmazható minden hasonló, rézzel borított hordozó esetén is.

A duroid lapok fémezése általában mindkét oldalon réz, melynek vastagsága 17,5, ill. 35 μm . A teflon dielektrikum vastagságát az alkalmazott frekvencia függvényében kell megválasztani (a vastagság növekvő frekvenciával csökken). A 20 GHz alatti frekvencia tartományban a leggyakrabban használt vastagságértékek 0,38 mm és 0,8 mm között vannak.

A nyomatott technológiával előállított mikrohullámú integrált áramkörökkel szemben támasztott rajzolat-finomsági igények (elsősorban a kis vonalszélesség és vonalköz értékek), valamint a szigorú tűrés követelmények általában nem teszik lehetővé a "hagyományos" nyomatott áramköri technológia alkalmazását. A mikrohullámú igények kielégítése a vékonyréteg technológia módszereinek felhasználásával vált lehetségessé. Fontos technológiai követelmény az alámarás megfelelő kézbentartása. Mivel ez egyirányú hibát okoz, a topológia tervezésénél figyelembe vehető.

A nyomatott technológiával kialakított szalagtápvonal jellemzők az I. táblázatban láthatók.

minimális vonalszélesség	70 μm
minimális vonalköz	100 μm
a geometriai méretek eltérése a tervezettől (az alámarást is figyelembe véve)	$\pm 25 \mu\text{m}$
veszteség 7,5 GHz-en ($Z_0 = 50 \text{ ohm}$)	
RT Duroid 5880	0,045 - 0,055 dB/cm
Cu Clad 250	0,045 - 0,055 dB/cm
RT Duroid 6010	0,065 - 0,075 dB/cm
Epsilam 10	0,08 - 0,09 dB/cm

I. táblázat

Szalagtápvonal jellemzők nyomatott technológia esetén.

A mm-es hullámhossz tartományú áramköröknél ez a módszer nem alkalmazható a nagy alámarás miatt. A rajzolat finomságot az eredeti rézréteg vékonyításával, u.n. féladditív eljárás kifejlesztésével sikerült növelni, a minimális vonal és rés-szélességet 40 $\mu\text{m} \pm 10 \mu\text{m}$ -re csökkenteni.

2. Vékonyréteg eljárások.

Az Al_2O_3 alapú mikrohullámú vékonyréteg integrált áramkörök fémezése $\text{Ta}_2\text{N-Ti-NiCr-Au}$ (TKI-MEV együttműködésben került kifejlesztésre), Cr-Cu-Au vagy NiCr-Au . Az áramkörök előállítása a vékonyréteg technológiában szokásos módon történik ún. ablak galvanizációs módszerrel. Az áramkörök ill. a szalagtápvonalak legfontosabb jellemzői a II. táblázatban láthatók.

min. vonalszélesség	40 $\mu\text{m} \pm 10 \mu\text{m}$
min. vonalköz	40 $\mu\text{m} \pm 10 \mu\text{m}$
veszteség 7,5 GHz-en ($Z_0 = 50 \text{ ohm}$)	0,05-0,07 dB/cm
négyzetes ellenállás	30-50 ohm
ellenállás tartomány	10 ohm - 200 kohm
ellenállás stabilitás 125°C, 1000 óra	$\Delta R/R \leq 1\%$

II. táblázat

Vékonyréteg áramkörök jellemzői.

A gránát hordozójú vékonyréteg áramkörök fémezése Ti-Cu-Au (VKI együttműködésben) ill. Cr-Cu-Au. Az áramkörök kialakítása ablakgalvanizálással ill. fotómaratással történik. A geometriai jellemzők megegyeznek az Al_2O_3 alapú áramkörökkel. Gránát alapú tárcsa rezonátorok előállítására kémiai részleválasztás módszerét is alkalmazzuk, mely jóval egyszerűbb és olcsóbb a vákuumos eljárásoknál.

AZ INTÉZETBEN JELENTKEZŐ KORROZIÓVÉDELMI FELADATOK MEGOLDÁSA

Dr. Heincz György, Fehér Ödön

Az utóbbi évek korrozióvédelmi feladatait az alábbi témakörökbe foglalhatjuk össze:

1. Nedves trópusálló kikészítések.

Berendezéseink egy részénél a mechanikai alkatrészeket olyan galvanbevonattal kell ellátni, amely nedves trópusi klímának /TH/, sósköd hatásának és sivatagi pornak + 50 °C-ig ellenáll.

Összeszerelésnél a kontakt korrozió kiküszöbölésére kell törekednünk. A kontakt-korrozió csökkentésének lehetőségei:

- az összeépítendő fémek közé szigetelőréteg alkalmazása szigetelő alátét, festés vagy műanyag bevonat formájában;
- köztes fémbevonat alkalmazása.

A klímakövetelményeknek vas-, acél alapra egy min. 25 µm vastag kromátosan passzívált horganyréteg felel meg. Nem kívánatos pl. horganyzott alkatrészek közvetlen érintkezése rozsdamentes acéllal vagy ezüst-palládiumozott vagy aranyozott alkatrészekkel.

Az összeépítésre kerülő passzívált horganyzott kötőelemek alkalmazhatósága végett kidolgoztunk egy védőlakk alkalmazását. Erre a célra vizsgálataink szerint az M. and T. cég Zylac 10 típusu védőlakkja felel meg a legjobban. Ez a lakk a fémfelületen vékony és kemény védőfilmet képez amely inhibitorként 6 vegyértékű kromátot tartalmaz, 15 % szárazanyagtartalommal kerül forgalomba és a legjobbnak 1 : 2 arányban vízzel való felhígítás után találtuk, mikor is mintegy 0,7 µm vastag filmet képez. A passzívált horganyzott árú vizesen is kezelhető vele. Jól szárítható. Az alumínium alkatrészek csak eloxálás és kromatozás után építhetők össze más fémkombinációkkal.

Réz és rézötvözetekre felvitt szokásos 10 µm Ag és 0,5 µm Pd hatásos védelmet jelent a nedves trópusi klímán is. Acél alkatrészekre min. 20 µm porusmentes u. n. duplex nikkelréteget kellene felvinni, majd krómozni, ahhoz,

hogy megfelelő ellenállást mutasson a klimán. Sajnos jelenleg nem rendelkezünk duplex nikkel bevonásra alkalmas technológiával berendezés és helyhiány miatt.

Blő- és fedőlapok festésére a beégetős Ardin 120 tip. festék megfelelő. Nem beégethető alkatrészeknél Rezakril Super SF zománcbevonat rendszer a legjobb, Epodur alapozóval ellátva, megfelelő rétegvastagságban.

2. Invárból készült tápvonalelemek galvanikus kikészítése
Itt a megfelelő korrozióvédelem mellett megfelelően jó villamos vezetőképességet is kell biztosítani a felületen. Az invár alapanyag korrozióra sokkal inkább hajlamos, mint a rézötvözet. Különösen áll ez a keményforrasztott tápvonal-szűrők esetére. A keményforrasztás során az alkalmazott folyasztószer eltávolítása csak hosszantartó melegvizes áztatás után lehetséges, mert sav hatására kemény, zománcszerű, csaknem eltávolíthatatlan anyaggá alakul. A forrasztás során fennáll annak a veszélye, hogy az összeillesztett felületeknél klunkerek és mély mikroüregek képződnek, és természetesen nem galvanizálhatók belülről. Így állandó korroziós gócot képeznek, mert a technológia során a különböző galvánfürdők beszívódnak a kapillárisokba, de onnan vizes mosással és áztatással nem mindig távolíthatók el. A keményforrasztás eredményezhet olyan felületeket, amelyeken "térképszerű" bemaródások képződnek a folyasztószer és az invár határfelületén. A megoldás sikere a keményforrasztott tápvonalelemek, szűrők fémtiszta állapotra való hozása, ami egy vizes közegű karbidszemcsefúvással valósítható meg. A szemcsefúvást "Cavi-blast" típusú folyadéksugaras szemcsefúvóval végeztük el. Nagyon fontos, hogy üreges szűrők esetén a folyadéksugár jól behatoljon az üreg belsejébe is. A kontaktpotenciál csökkentésére szükséges a felületet egy min. 20 µm vastag vörösréz réteggel bevonni. A rezeztést egy meleg cianidos rézfürdőben végezzük. Ez az összefüggő, egyenletes rézréteg biztosítja a következő ezüst és pallá-

diumréteg jó tapadását. Az ezüstözéshez egy általunk kifejlesztett pólusváltós-cianós ezüsfürdőt használunk, amely legjobban biztosítja az egyenletes ezüstréteg felvitelét az üreg belsejében. Az üreges, erősen tagolt belső felületek galvanizálása csak belső-anód alkalmazásával oldható meg.

3. Szűrődobozok korszerű gyártása alumínium galvanizálással
A gyártás alumínium fröccsöntéssel valósítható meg, amely megkívánja az alumínium felület ezüsttel /esetleg palládiummal is/ való bevonását. A legfontosabb a precíziós öntvény felületének homogenizálása, ami tapasztalataink szerint csak vizes szemcseoszórással valósítható meg, esetleg gépi felületmegmunkálással is /pl. marás/. Az alumínium galvanizálására - vizsgálataink alapján - a magas /13 %/ szilíciumtartalmú ötvözetekre is megbízhatóan alkalmazható módszert használtuk, közbelső kémiai nikkelréteg leválasztásával és galvanikus nikkelréteggel való megerősítéssel. A közbelső nikkelréteg leválasztására a Schlötter cég által szállított Alumíniumbeize AL-B fürdőt használjuk szobahőmérsékleten, 10-20 sec idejű bemártással, amikor egy egyenletes szürke színű, vékony vegyinnikkelréteg képződik az alumínium felületén, és a hagyományos nikkelfürdőben leválasztható rá egy 5-10 µm vastag galvánikkal. Az így nikkelezett alkatrész már jól ezüstözhető és szükség szerint palládiumozható is. A galvanizált alumíniumöntvényeknél a legnagyobb problémát az öntvényen található zsákfuratok okozzák, amelyekből alig távolíthatók el a beszívárgott különféle galvánfürdőmaradványok, és későbbi kifolyásukkal korroziós gócot képeznek. A galvanizált alumíniumfelületek megsértése /pl. csavarhúzóval való meghúzásnál/ igen veszélyes lehet, mert nedvesség jelenlétében helyi galvánelem kialakulása az alumínium erős korrozióját váltja ki.

4. Alumínium korrozíóvédelme a villamos vezetőképesség megtartása mellett

Sokszor szükség van olyan alumínium felületre, amely megtartja villamos vezetőképességét és korrozíóállósága is javul. Ez az alumínium kromatozásával érhető el, ami ugyan nem éri el az eloxált alumínium ellenállóképességét de sokkal jobb a natur felületnél. A kromatozást az M. and T. Unichrome C 22 típusu passziválószerszerrel végezzük, amely egy igen vékony, sárgásan irizáló védőréteget hoz létre az alumínium felületén. A kezelés 25-35 C°-on, néhány perces bemártással, öblítéssel és forró levegős szárítással történik.

5. Ürközlési mérőadó galvanikus kikészítése

Kidolgoztuk az Ürközlési mérőadó galvanikus kikészítési technológiáját. A mérőadó műszerdoboz - minimális súlyra való törekvés miatt - alumínium-ötvözetből készült, amelyet olyan galvánbevonattal kellett ellátni, amellyel szemben támasztott követelmények: - mikrohullámú vezetőképesség; - szélsőséges klimatikus körülményekkel szemben való ellenállóképesség; - jó tapadóképeség vibrációs hatások mellett - minimális hőelnyelő és visszaverő tulajdonság.

A fenti követelményeket egy ezüst-ródium bevonatrendszer elégítette ki.

Közbenső réteggént kémiai nikkel pác közvetítésével egy galvanikus nikkelréteget alkalmaztunk.

A kísérletek során tapasztaltuk, hogy az alapbevonat kialakítására befolyással van az alapfém ötvözettségének mértéke, homogenitása és a felületi oxidréteg vastagsága. Megbízható bevonat érhető el, ha az ötvözőanyagok egyenletesen oszlanak el az anyagban, és ha a nyers felületről a felső réteget megmunkálással eltávolítjuk. Ellenkező esetben részleges túlmaradásokkal és nem kívánatos struktúrákkal kell számolni az alapfelületen.

Az elkészített mintadarabok eleget tettek a fenti követelményeknek, és megfelelőnek bizonyultak.

MIKROHULLÁMÚ BERENDEZÉSEK KF ÁRAMKÖREINEK
MEGVALÓSÍTÁSA HIBRID TECHNOLÓGIÁVAL

Aczél Judit, Polczer Gyula

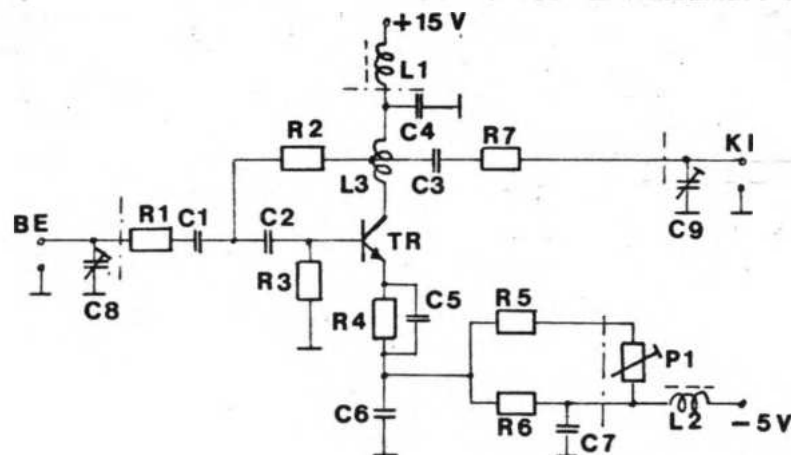
A hibrid technológia elterjedésével lehetőség nyílt a mikrohullámú berendezések egyes KF áramköreinek hibrid technikával történő megvalósítására, melynek előnyei, hogy egységes felépítést, modul rendszert tesznek lehetővé, javul a klímaállóság, a mechanikai stabilitás, a beépített vékonyréteg áramkör egyszerűbb felépítésű, nincs huzalozás, jobb nagyfrekvenciás elválasztás és árnyékolás valósítható meg. A vékonyréteg áramkörök nagymértékben csökkentik a hely-igényt is.

A hibrid technológia előnyeit és a megvalósítás lépéseit egy 70 MHz-es sávközponti frekvencián működő szélessávú nagy intersept pontú (nagy linearitású) egyfokozatú erősítőn mutatjuk be, mely 75 ohmos lezárások között működik, legalább 10 dB-es erősítés mellett. A ki- és bemenőoldali reflexiók tényező hangoló kapacitásokkal állítható be, melyek a többi beállító elemmel együtt a hordozó nyák lemezen kerülnek elhelyezésre.

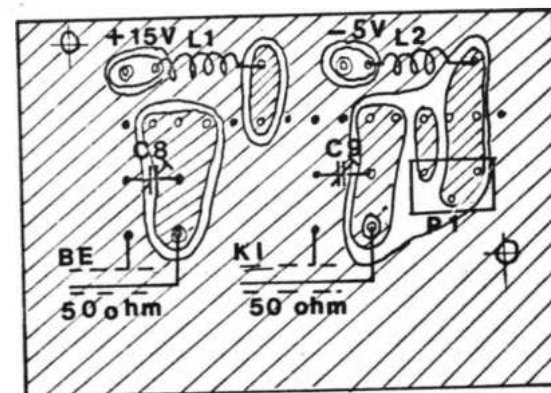
A megvalósítás menete a következő:

- a kapcsolási rajz (1. ábra) átdolgozása, és az áramkör elemeinek felosztása olyan szempontból, hogy mely alkatrészek kerülnek a vékonyréteges megvalósításra (chip kivételben), és melyek a hordozó nyákra, (2. ábra)
- a vékonyréteg áramkör topológiai tervezése, figyelembe véve a hibrid technológia adta előnyöket, továbbá a rendelkezésre álló fémzési rendszert (ellenállásréteg négyzetes ellenállása, diszipálható teljesítmény, stb.) és a beültetendő chip alkatrészek méreteit. A tervezés során a technológia által megvalósítható minimális vonalzélességeket is figyelembe kell venni. Igen lényegesek a nagyfrekvenciás szempontok is, mint pl. a földvezetők, a lábak kiosztása, a leválasztások stb.

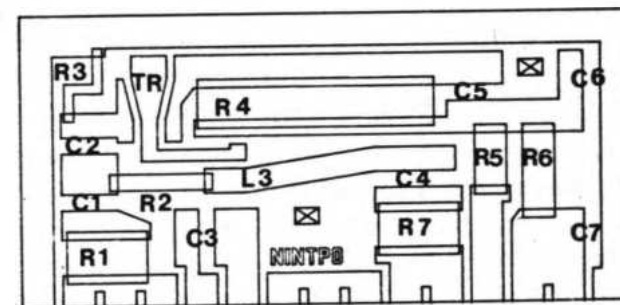
- az elkészült topológia (3. ábra) ellenőrzése,
- a szükséges maszkok elkészítése számítógéppel vezérelt rajzgép segítségével rubylith-ból,
- a maszkok kicsinyítése fotózási eljárással, és a méretek ellenőrzése,
- vékonyréteg áramkörök előállítása fotolitográfia, galvanizálás és szelektív maratás módszerével,
- ellenállások értékbeállítása (trimmerelés) a kívánt tűrésekkel, és egyenáramú ellenőrzés,
- chip alkatrészecskék beültetése,
- mérés, specifikáció, típusvizsgálat (szóródási vizsgálat viszonylag nagyszámú egyed alapján),
- tokozás, végellenőrzés.



1. ábra. Nagy intercept pontú erősítő kapcsolási rajza



2. ábra. Az erősítő hordozó nyák elrendezése.



3. ábra. A vékonyréteg áramkör topológiája

Az elkészült áramkörök mérési eredményei, több egyeden végzett mérések alapján. (típusvizsgálat).

a középfrekvenciás erősítés:

$$A_0 = 10 \text{ dB}$$

a 3 dB-es sávszélesség:

$$B_{-3 \text{ dB}} \geq 120 \text{ MHz}$$

bemenő reflexió:

$$r_{be} \leq 1,5$$

kimenő reflexió:

$$r_{ki} \leq 1,8$$

áramfelvétel:

$$I_o = 70 \text{ mA (60-80 mA a } P_1 \text{ potenció-
méterrel állítva)}$$

az intersept pont:

$$I.P. \geq 37 \text{ dBm/75 ohm}$$

lezárások:

$$Z_{be} = Z_{ki} = 75 \text{ ohm}$$

Az erősítő mérési eredményeit összehasonlítva a teljesen nyák kivittel azt tapasztaltuk, hogy az alkatrészekből adódó szórás kisebb, (szórt kapacitás elhanyagolható) jól kézben tartható, reprodukálható. A típusvizsgálat is jobban tükrözi a tényleges áramköri viselkedést.

Nincs szükség külön hűtőbordára a kerámia alaplemez viszonylag jó hővezetése miatt. Jobb a nagyfrekvenciás árnyékolás is, mivel a vékonyréteg áramkör hátoldala földfelület.

Modul rendszerű alkalmazás szempontjából fontos, hogy több erősítőt láncba kötve paramétereiket jól tartották, egymáshoz viszonyított elhanyagolható volt, így modul rendszerek elemeként is jól használhatók az áramkörök.

Nitrogénnel adalékolt Ta-rétegek összetételének változása a porlasztás paramétereinek függvényében

Kósza Géza, Nagy István, dr. Fetter László, Varga László (TKI)
dr. Nagy Géza (Geokémiai Kutató laboratórium)

Ö s s z e f o g l a l á s

Ta alapú vékonyrétegek sokoldalúan használhatók vékonyréteg áramkörök kialakításában, ugyanis ellenállások, kondenzátorok és vezetópályák egyaránt készíthetők belőlük. Ellenállások készítéséhez általában nitrogénnel adalékot Ta-rétegeket használnak, az előállítás során TaN, Ta₂N vagy Ta-oxid-nitrid rétegek képződnek. A rétegek N tartalma az előállítás paramétereitől függ és azokkal változtatható.

A nitrogénnel adalékolt Ta-rétegeket BA510AS típusú Balzers gyártmányú Sputron II. porlasztó berendezésben növesztettük, különböző kísérleti körülmények között. Kísérleteink során két szinten változtattuk a következő faktorokat: a hordozó helyzete, a porlasztás ideje, az argon és nitrogén bemeneti parciális nyomásai, anódáram, szívássebesség. A rétegek Ta és N tartalmát az MTA Geokémiai Kutató Laboratóriuma Superprobe 733 típusú elektronsugaras mikroanalizátorával határoztuk meg. A kísérlettervezés szabályai szerint kialakított 16 féle faktorkombinációt véletlenszerű sorrendben megvalósítva kiszámítottuk a porlasztás során változtatott faktorok és a kapott rétegösszetétel közötti korrelációt jellemző regressziós együtthatókat.

MIKROHULLÁMÚ MŰSZEREK KONSTRUKCIÓJA

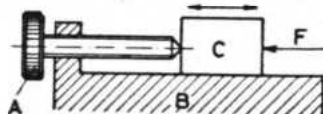
Puskás József

A mikrohullámú műszerek tervezéséhez alapadatokat, amelyek az elektromos működést meghatározzák, az elektromos tervező adja meg. Ezek ismerete szükséges ahhoz, hogy a mechanikus tervező megkezdhesse munkáját. Ezen kívül természetesen a mechanikus konstrukció alapvető követelményeit is be kell tartani. Ezeket a következőkben foglalhatjuk össze:

- megfelelően működő szerkezeteket
- megfelelő anyagból,
- a rendelkezésre álló technológiákat figyelembe véve,
- korszerű megjelenésű,
- gazdaságos berendezéseket konstruáljunk.

A szerkezetek megfelelően működnek, ha az alapadatokat betartjuk, és a konstrukciónál mindig az alpmegoldásokból indulunk ki.

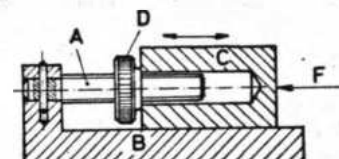
Ilyen egyszerű alpmegoldásokat mutatunk be példaképpen a csavarmentes mozgatók megvalósítására.



1. ábra

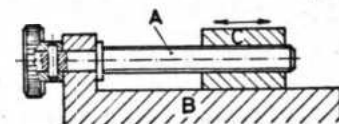
Az anya "B" alapba rögzített, az "A" jelű csavar-orsó forgó és haladó mozgást végezve, maga előtt tolja a "C" elemet.

Ha az "F" erőt működtetjük, akkor a mozgás mindkét irányban lehetséges.



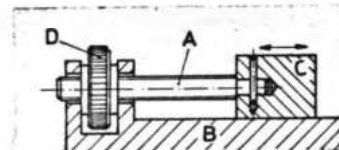
2. ábra

"B" alapba rögzített az "A" jelű menetes orsó. A "D" jelű anya forgó és haladó mozgást végez, és a "C" elemet elmozdítja. Ha "F" erőt működtetjük, a mozgás mindkét irányban lehetséges.



3. ábra

A "B" alapba csapágyazott "A" orsó forgó mozgást végez. A "C" elem egyben a csavaranya szerepét is betölti. A mozgás mindkét irányban lehetséges "F" erő működtetése nélkül.

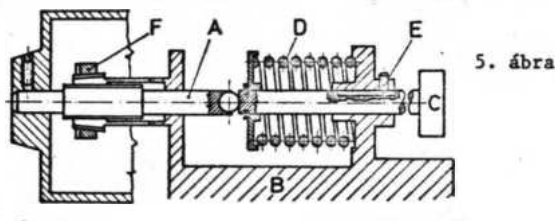


4. ábra

A "B" jelű alpból villásan kiképzett csapágyban haladó mozgást végez az "A" jelű orsó, ha a villa két ága között levő "D" jelű anyát forgatjuk.

Ezeket az egyszerű megoldásokat ebben a formában nem tudjuk alkalmazni. A gyakorlati életben kiegészítésekkel azonban alkalmassakká válnak a mindennapi használatra.

Nézzünk meg egy példát, ahol az 1. ábrán bemutatott alapmegoldást továbbfejlesztve már egy működőképes mozgatóberendezést kapunk:



"B" alapról képeztük ki a felhasított anyát, melynek külső felületére kúpos menetet készítünk. A kúpos menetre csavart "F" jelű anyával a felhasított anyát az "A" jelű orsóra szorítjuk megfelelő erővel, úgy, hogy az könnyen mozgatható legyen, de a holtjátékot kiküszöbölje. Az orsó egy golyóval csatlakozik a mozgatott részhez, amelynek előfeszítését a "D" rugó végzi. A rugó az esetleg még megmaradó holtjáték kiküszöbölését is szolgálja. Az "E" jelű csavarpócsavar az elfordulás ellen biztosít.

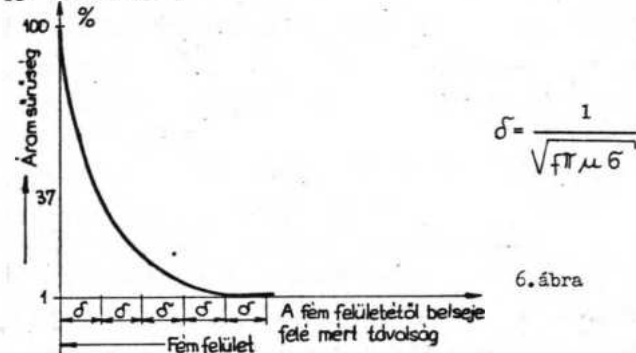
Ezen is láthatjuk, hogy egy egyszerű alapmegoldásból néhány apró kiegészítéssel működőképes konstrukciót alakíthatunk ki.

Ez a kialakítás az üregrezonátoros frekvenciamérőknél egy bevált konstrukció.

Most nézzük meg az anyagra vonatkozó követelményeket. A mechanikus mozgást végző alkatrészekkel szemben:

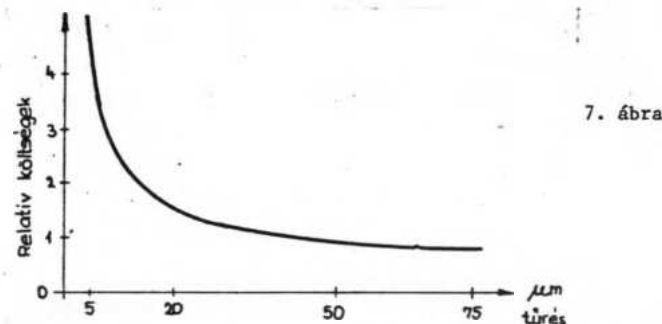
- jó megmunkálhatóság,
- kopásállóság,
- korrozioállóság
- különleges intézkedés nélküli hegeszthetőség ill. forraszthatóság a kívánalom.

Az elektromos szempontból igénybevett részek, - hullámvezetők, üregrezonátorok esetében jó vezetőképesség, mivel a mikrohullámú vezetés a felületen, illetve kevésbé a felület alatt történik. A behatolás mértéke " δ ", a frekvenciától " f ", mágneses permeabilitástól " μ " és a vezetőképességtől " σ " függ. /1. 6. ábra/



A tervezéskor a konstruktőr jó, ha ismeri az üzem sajátosságait, technológiai felkészültségét, hogy a gyártás minél könnyebben és nehézségek nélkül elvégezhető legyen.

Ügyelni kell a tűrések, illesztések előírására. Csak oda írjunk elő szigorú tűrést, ahol az valóban indokolt. A 7. ábrán a relatív gyártási költségeket láthatjuk a tűrések μ -ban mért értékének függvényében-



A konstruktőrnek a családélvet is figyelembe kell venni - ami gazdaságossági szempont - , ugyanakkor ez sok esetben a divatos forma rovására mehet.

GIROMÁGNESES ANYAGOK ELŐÁLLÍTÁSI TECHNOLÓGIÁJÁNAK ANYAGVIZSGÁLATI MÓDSZEREI

Sári Katalin, Tanos Ferenc, Beregi Péterné, Rudnay Gyula,
Hild Erzsébet

A mikrohullámú berendezéseknek egyre fontosabb alkatrészei a korszerű giromágneses anyagok, melyeknek mágneses és elektromos tulajdonságait /telítési mágnesszettség, M_s [A/m], Curie hőmérséklet, T_c [K], rezonanciavonal szélesség, ΔH_0 [A/m], stb/ nagy mértékben meghatározza az anyag kémiai összetétele, vegyértéklállapota, homogenitása, kristályszerkezete, szemcsemérete, porozitása, egykristályok esetén még a kristályhibák nagysága és minősége, valamint a mechanikai megmunkálás finomsága és pontossága.

Ezeknek az anyagoknak az előállítása bonyolult és szigorúan kézbentartott, fizikai és kémiai módszerekkel ellenőrzött technológiai lépéseket igényel.

Munkánkban csak azokat a fontosabb módszereket szeretnénk ismertetni, amelyeket az anyagok előállítása során alkalmaztunk.

Alapanyagok: A vizsgálat célja: az anyagok tisztaságának és reakcióképességének az ellenőrzése.

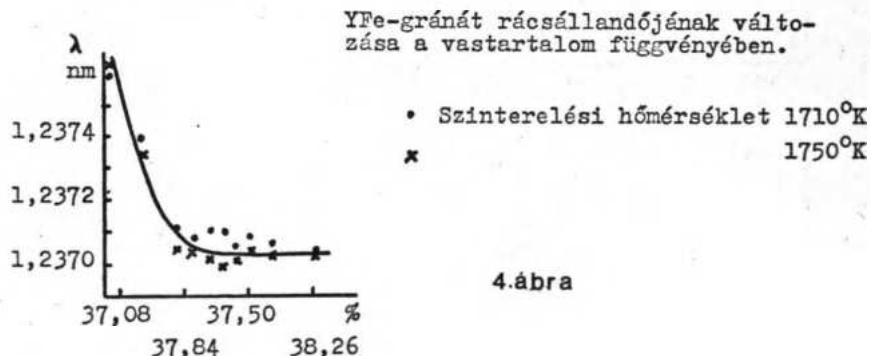
- A főkomponeensek és szennyezők meghatározása fizikai és kémiai módszerekkel.
- A szemcseméret meghatározása elektronmikroszkóppal, scanning elektronmikroszkóppal és röntgendiffrakcióval.
- Félkész termékek:** Cél a technológia optimalítása és a gyártásközi ellenőrzés.
- Kémiai elemzés alapján az őrlés során megváltozott összetétel korrigálása /bekopás miatt/.
- A szemcseméret és szemcseméret-eloszlás ellenőrzése megfelelő előkészítés után elektronmikroszkóppal illetve scanning elektronmikroszkóppal, képanalizátorral

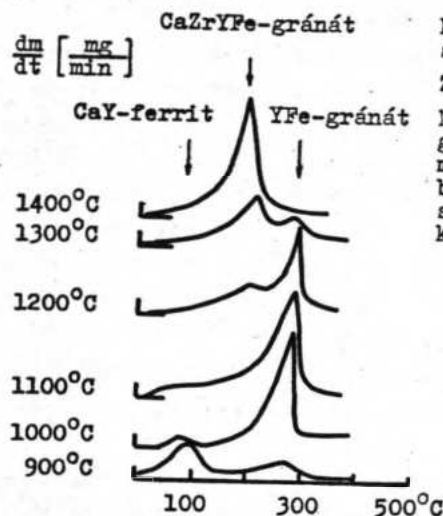
összekapcsolt gyorsselemezőkkel.

- A fázisátalakulások meghatározása: röntgendiffrakcióval /fő, átmeneti és idegen fázisok/. Ugyancsak röntgendiffrakcióval történik a rácsállandó mérése is.
- Reakciókinetika vizsgálatok magas hőmérsékletű röntgendiffrakciós módszerrel és mágneses térben végzett differenciál termogravimetriás méréssel (2. ábra) és infravörös spektroszkópiával.

Késztermékek: Cél a végtermékek folyamatos ellenőrzése és az esetleges hibák okainak felderítése.

- A végső összetétel megállapítása gradiens elúciós kation cserés kromatográfiával és azt követő komplexometriás és műszeres méréssel (3. ábra).
- Morfológiai vizsgálatok fénymikroszkóppal illetve elektronmikroszkóppal egybeépített scanning elektronmikroszkóppal, amelynek során a fajlagos kristályhatárfelületet, az idegen fázisok és zárványok mennyiségét, valamint egyes kristályok és zárványok összetételét határozhatjuk meg roncsolásmentesen (1. ábra).
- Röntgendiffrakciós vizsgálattal a rácsállandó meghatározása alapján következtetni lehet a megfelelő összetétel kialakulására. (4. ábra) A rácsállandókból számítható a röntgensűrűség, amelyből az anyag tömörségére következtethetünk.

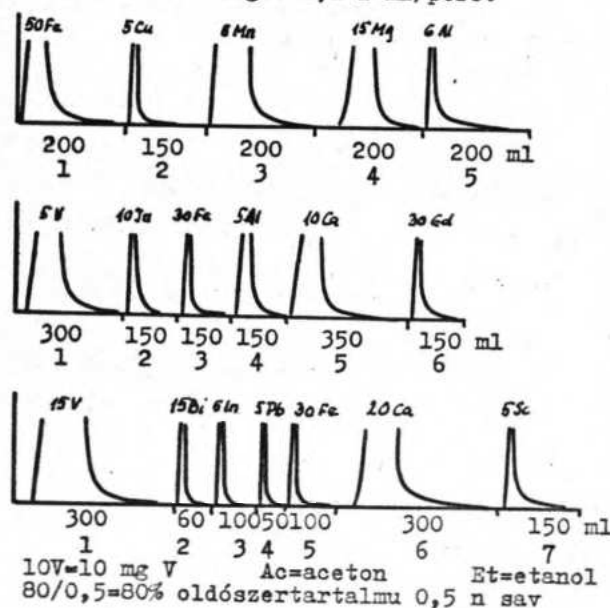




Különböző hőmérsékleten előszinterelt Y_2O_3 , $CaCO_3$, Fe_2O_3 , ZrO_2 keverék mágneses térben készített differenciál termogravimetriás felvétele. Jól mutatja az előszinterelés közben keletkezett idegen fázisokból képződő $CaZrYFe$ -granát kialakulását.

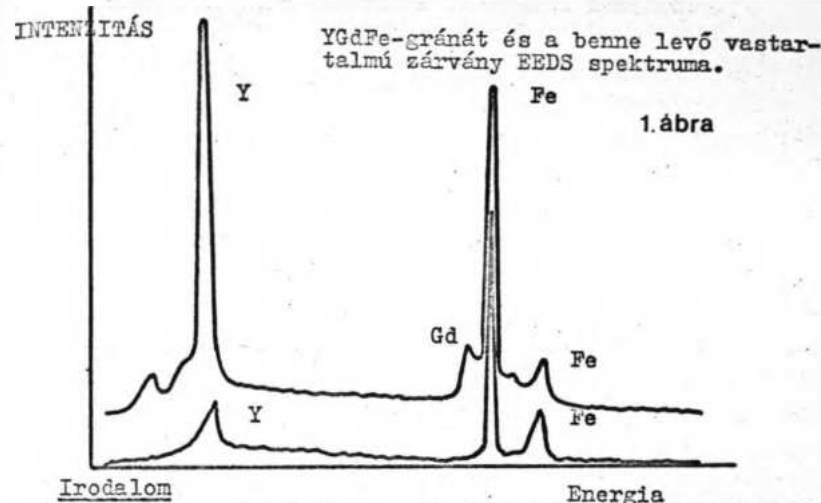
2. ábra

Mesterséges minták komponenseinek szétválasztása Dowex 50WX8 kationcserélő oszlopon. Oszlopméret: 300x10 mm. Az elúció sebessége: 0,2-1 ml/perc.



- 1=80/0,2Ac-HCl
- 2=90/0,2Ac-HCl
- 3=95/0,5Ac-HCl
- 4=1 n.HCl
- 5=1+1 HCl
- 1=0,1n.H₂SO₄+0,01%H₂O₂
- 2=0,5n.HCl
- 3=80/0,5Ac-HCl
- 4=60/4 Et-HCl
- 5=1 n.HCl
- 6=1+1 HCl
- 1=0,1n.H₂SO₄+0,01%H₂O₂
- 2=60/0,1Ac-HBr
- 3=30/0,5Ac-HCl
- 4=80/0,2Ac-HBr
- 5=80/0,5Ac-HCl
- 6=1 n.HCl
- 7=1+1 HCl

3. ábra



1. ábra

Irodalom

- E. Sterk: Annual of the Res. Inst. for Telecommunication '75.
E. Sterk, G. Nagy: Proc. 5th Coll. on Microwave Communication. 1974. SM-311.
O. Brümmer, J. Heidenreich, K. H. Krebs, H. G. Schneider: Szilárd testek vizsgálata elektronokkal, ionokkal és röntgensugárzással. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1984.
E. Sterk, K. Sárny, M. Balla, J. Lábár: Hungarian-Austrian Joint Conference on Electronmicroscopy. 25-27 April, 1985. Balatonaliga.
A. Sztaniszláv, E. Sterk, M. Balla, J. Lábár: 6th Int. Conf. on Microwave Ferrites. 3-9 Okt, 1982. Várna.
E. Beregi, J. Sztatisz, S. Gál: Acta Phys. Acad. Sci. Hung. 47./1979/ 255-261.
E. Beregi, E. Hild, A. Sztaniszláv, Gy. Rudnay, J. Sztatisz: J. Magn. Magn. Materials: 41/1984/ 73-74.
E. Beregi, E. Hild: 5th Int. Conf. on Microwave Ferrites. 8-14 Okt, 1980. Vilnius.
F. Tanos: 3rd Analytical Conference. 24-29 Aug, 1970. Budapest.
F. Tanos: Annual of the Res. Inst. for Telecomm. 1975.
F. Tanos: Symposium on Electronics Technology '85. 16-19 April, 1985. Budapest.

Igen finom rajzolatú nyomtatott technológiájú
mikrohullámú integrált áramkörök megvalósítása

dr. Turi-Kováts Attiláné, Koltainé Jutasi Erna,

dr. Vértessy Miklós

Az alacsonyabb, 20 GHz alatti mikrohullámú frekvenciákon a vékony és vastagréteg integrált áramkörök mellett gyakori a műanyag dielektrikumú, nyomtatott technológiával előállított áramkörök alkalmazása. A hordozó általában speciálisan mikrohullámú célokra kifejlesztett, üvegszövettel vagy üvegszállal erősített teflon, amelyet réz fólia borít kétoldaltól. Az intézetben bevezetett nyomtatott technológiával a finom rajzolatú áramköröket a vastag rézfólia miatt nem lehet előállítani.

20 GHz felett a lényegesen kisebb hullámhossz miatt meg kell valósítani $30-50 \mu\text{m} \pm 5 \mu\text{m}$ széles szalagvonalakat és réseket is. Ebben a frekvenciatartományban különösen fontos, hogy a réseket és vonalakat határoló oldalfalak merőlegesek legyenek a hordozóra.

A rajzolatfinomság növelése érdekében bevezettük az u.n. vékonyítási technológiát, amelynek az a lényege, hogy a műanyag hordozót borító réz fólia vastagságát az ábra-kialakítás előtt jelentősen lecsökkentjük, majd fotolithográfiával és galvanizálással alakítjuk ki a megfelelő alakzatú és vastagságú áramkört. A lecsökkentett rétegvastagság miatt lényegesen lecsökken az alámérés.

A technológia főbb lépése:

vékonyítás
fotolithográfia
galvanizálások
visszamarás.

Mikrohullámú áramköröknél - a skin hatás miatt - a veszteséget a műanyag hordozóval közvetlenül érintkező réz fólia tu-

lajdonságai határozzák meg. 8 mm-es hullámtartományban a skin mélység réz esetében néhány tized mikrométer. Ennek a vékony rézrétegnek a jobb megismerése érdekében elektronmikroszkópos felvételeket készítettünk a vékonyított réz-, és a műanyag hordozó felületéről.

A vékonyítás technológiáját kétszintes faktoriális kísérlet-tervezéssel állítottuk be.

Három, különböző vastagságú 17,5 μm rézzel borított hordozón változtattuk a vékonyító marószerek marási idejét és a réz galvanizálás áramsűrűséget. A fotolithográfiát, az arany galvanizálását, az arany hőkezelését, a lakkleoldást és a visszamarást azonos módon készítettük.

Megmértük a vonalak és a rések méret eltéréseit, továbbá ezek szórását a fotómaszkhoz és a tervezett értékhez képest. Meghatároztuk a megvalósítható minimális vonal- és rés-méreteket.

A galvanizált réteg minősítésére veszteségmérést végeztünk.

A különböző vékonyító marószerekkel kialakított felületek és a különböző áramsűrűséggel növesztett rétegek morfológiájáról elektronmikroszkópos felvételeket készítettünk.

MULTILAYER PC TERVEZÉSE AUTER BÁZISON

Varga Zoltán, Szőke Miklósné, Vavró Istvánné, Soós Gábor

A Távközlési Kutató Intézetben másfél évtizedes multtal rendelkezik a számítógéppel segített tervezés, amelynek keretén belül furatfémezett nyomtatott huzalozású lemezek, hibrid és monolit integrált áramkörök nagy pontosságú gyártási dokumentációját állítjuk elő.

A mikroelektronika rohamos fejlődése, az integrált áramkört funkciók növekedése sok esetben bonyolultabb és sűrűbb huzalozást igényel, mint amelyet a kétoldalas finomrajzolatú nyomtatott áramkörök biztosítanak.

Az összeköttetés /huzalozássűrűség/ növelésére alapvetően két lehetőség adódik.

Igen-finomrajzolat alkalmazásával /a vezetópálya és a szigetelés $\leq 300 \mu$ / növelni a felület egységre eső huzalok számát, vagy pedig egy nyomtatott lemezen belül kettőnél több jelvezető réteget létrehozni.

Hazai viszonylatban elsősorban a számítástechnika területén jelentkezik egyre nagyobb igény a többrétegű finomrajzolatú nyomtatott áramkörök alkalmazására és számítógéppel segített tervezésére.

A kétoldalas furatfémezett finomrajzolatú nyomtatott áramkörök gyártásához kifejlesztett és honosított technológiára építve a többrétegű nyomtatott lemezek kis és közepes sorozatú gyártásának is van reális lehetősége.

Az eladásunk célja, hogy a megrendelői igények tervezési tapasztalataink és a háttér technológia lehetőségeinek elemzésével ismertessük azokat az igényeket és követelményeket, amelyek a finomrajzolatú kétoldalas tervezéshez képest eltér-

nek, de betartásuk mind a gyártástechnológia mind pedig az elkészített lemezek megbízhatósági paramétereinek szempontjából fontosak.

A többrétegű nyomtatott áramkörök számítógéppel segített tervezésének és a gyártási dokumentáció készítésének főbb szempontjai azonosak, de a filmdokumentációval szemben támasztott pontossági követelmények és azok betartása szigorúbban jelentkezik, mivel a filmek méretpontossága és tájolása lényeges meghatározója az elkészült lemezek minőségének.

Többrétegű áramkörök tervezésénél figyelembe kell venni azt, hogy hasonlóan a kétoldalas lemezekhez a huzalozás bonyolultságával a nyomtatási kép tervezése során a tévesztés valószínűsége növekszik, és az elkészített lemezeknél belső rétegek esetén a javítás szinte lehetetlen.

Mivel a többrétegű nyomtatott áramkörök gyártási dokumentációjának jelentős része nyomtatási kép digitalizálásával és a digitalizált adatok számítógépes feldolgozásával készül, és a felhasznált gépidő is jelentősen nagyobb mint az azonos méretű kétoldalas lemezek esetén, ezért nem csak a kész filmeket kell gyártásba vétel előtt szigorú ellenőrzésnek alávetni /itt ugyanis a legtöbb esetben a technológiai szabályellenőrzésre van már csak lehetőség/, hanem feldolgozás előtt a rasztervázatokat is.

A belső rétegek huzalozás-tervezésénél fokozott figyelmet kell fordítani a vezetópályák méretezésére, mivel a hővezetés lényegesen rosszabb a kártya külső felületein elhelyezkedő vezetópályákhoz képest.

Belső rétegekhez fém-vezetést biztosító furatokhoz a káros dilatáció elkerülésére geometriailag megfelelő termoforrszemet kell alkalmazni.

A belső rétegeken áthaladó, de azokkal működésszerűen galvanikus kapcsolatban nem lévő fémezett furatok köré szigetelő szemetet kell kiképezni úgy, hogy azok a filmek megengedett túrésán belüli dilatációja esetén a filmek összetájolásánál a legkedvezőtlenebb pozícióban lévő alkatrész illetve átvetőfurat részére is biztosítsák a megfelelő szigetelést.

A rétegek raszterdokumentációit illetve az elkészült filme-

ket szisztematikusan kialakított azonosítókkal kell ellátni úgy, hogy a többrétegű kártya filmjeinek a mindenkori technológia által megkövetelt rétegsorrendnek megfelelő egymásra helyezése /pozicionálása/ után a rétegeket egyértelműen lehessen azonosítani.

A számítógépes feldolgozás főbb fázisai hasonlóak a kétoldalas lemezek tervezésénél alkalmazottakkal.

Hasonlóan van lehetőség a megtervezett lemezek adatainak mágneses adathordozón hosszú időn át történő hibamentes tárolására és az archiv adatok alapján az áramkör változtatása esetén a módosításra, amely módosítás egyértelműen a teljes archiv dokumentációra kiterjed.

A többrétegű nyomtatott áramkörök számítógéppel segített tervezésének folyamatábráját és a gyártási dokumentáció követelményeit összefoglaló mintafilmeket az előadáson kiállított poszter szemlélteti.

BERENEDZÉS-ORIENTÁLT ÁRAMKÖRÖK GYÁRTÁSI DOKUMENTÁCIÓJÁNAK ELŐÁLLÍTÁSA A TKI-BAN

Soós Gábor, Varga Zoltán, Gindert László

A Távközlési Kutató Intézetben már évtizedes múltra tekintethet vissza a nyomtatott áramkörök számítógépes tervezése, valamint ezek nagypontosságú gyártási dokumentációjának előállítás. Ezt a feladatot jelenleg szolgáltatásszerűen a TKI és más vállalatok részére a Gépi Tervezési Szolgáltatási Osztály végzi. Itt készülnek a TKI által felhasznált hibrid IC maszkok, és külső megrendelésre egyedi tervezésű IC maszkok. A fenti feladatok teljesítéséhez megfelelő hardware és software bázis létesült. Nem elhanyagolható az e témán dolgozó szakemberek tapasztalata és gyakorlata sem.

A hazai elektronikai ipar fejlődése jelenleg a berendezésorientált áramkörök széleskörű alkalmazását kívánja. Ennek alapfeltételeit az előregyártott áramkörök választéka, a gyártóbázisok létrehozása megteremtette.

Az integrált áramkörök létrehozásának a felhasználó számára legkevesebb lépést igénylő módja az előregyártott áramkörök alkalmazása. Ezek lehetnek elem mátrix, kapu mátrix, cella mátrix áramkörök, a legkisebb hozzáférhető elemek szerinti felosztásban. A tervezés folyamán az áramkörön az elemek kívánt összeköttetést kell megvalósítani, egy rétegen. A gyártás során ezeknek az összeköttetéseknek megfelelő fém-maszk terítésével jön létre a kívánt elektromos funkciót megvalósító integrált áramkör.

Látható, hogy ez a folyamat a tervezés szempontjából igen hasonló a nyomtatott áramkör tervezéshez. A számítógépes tervező bázis nélkülözhetetlen, mivel az adatbázis /tervezési

segédlet, technológiai paraméterek, tervezési szabályok, cel-lakönyvtár/, a tervezés közbeni és a kész tervezést ellenőrző lépések/ logikai, DC, tranziens analízis, tervezési szabály ellenőrzés/ valamint a gyártást közvetlenül vezérlő adathordozók /pattern generátor vezérlő/ megkövetelik alkalmazását. Az eddigiekből következik, hogy Gépi Tervezési Szolgáltatási Osztályon reális alapja van a berendezésorientált áramkörök tervezésének illetve gyártási dokumentáció előállításának. A felhasználói igények mind a TKI mind külső partnerek részéről a hazai előregyártott áramkörök alkalmazását kívánják. Így biztosítható a további technológiai lépések /fémzés, tokozás/ gyors megvalósítása /MEV, HTSZ, KFKI/. Jelenleg a HT001 típusu dedikált alapcellákat is tartalmazó ULA típusu tranzisztor-mátrix feldolgozása, és az arra való tervezés valósult meg. A kész terv számítógépre vitele koordináta digitalizáló berendezéssel történik. A rajzolat helyességének ellenőrzésére a rajzgéppel készült ábrák alkalmasak. A fotoplotterrel közvetlenül készíthetők a fém-maszk kialakítására használható gyártási mesterfilmek /40x nagyításban/. Ennél jobb megoldás pattern generátor vezérlő szalag előállítása. Erre szintén van lehetőség.

Természetesen a berendezésorientált áramkörökkel való szolgáltatásszerű tevékenység bevezetése további jelentős eszköz és munkabefektetést igényel.

A számítástechnikai eszközök korszerűsítése a grafikus munkahellyel rendelkező, kisszámítógépekre telepített interaktív tervező rendszerek létrehozásának irányába mutat. /IBM-DATAGRAF, MOD-81/. E berendezéseknek már részben birtokában vagyunk, jelenleg rendszerbe integrálásuk folyik. Ezek alkalmazása, megfelelően hatékony software /grafika, analízis, adatbázis stb./ támogatással rendkívül gyors és óminőségű munkavégzést tesz lehetővé.

A szolgáltatásszerű munka egyik alapvető feltétele, hogy a jelenleg hazánkban forgalomban lévő előregyártott áramkörök

tipusválasztéka számunkra is ismert legyen, esetleges adaptálásukat megfelelően rövid idő alatt meg tudjuk oldani. Nagy erőt kell összpontosítani az e témán dolgozó munkatársak szakmai továbbképzésére, mivel az új feladatok az eddigiektől eltérő, minőségileg új problémák megoldását teszik szükségessé. Az áramkörtervezési-ellenőrzési tevékenység feltételezi a tervezendő elektronika működésének, sajátosságainak ismeretét, az alkalmazott előregyártott áramkör elektromos-fizikai-technológiai ismeretét. Az új számítástechnikai eszközökkel való hatékony munkavégzés és az új software használat is jelentékeny szellemi ráfordítást igényel. Ezért igen fontos, hogy időben, még a nagyobb mennyiségű tervezési feladat megkezdése előtt, a hardware, software fejlesztéssel párhuzamosan történjen a továbbképzés, betanulás, gyakorlás.

Fel kell készülnünk arra, hogy hamarosan általános lesz az igény a berendezésorientált áramkörök alkalmazása iránt az egész elektronikai iparban, mint ez a számítógéppel segített nyák tervezés és dokumentáció előállítás területén történt.

Bizunk benne és minden erőnkkel törekszünk rá, hogy a fokozott minőségi és mennyiségi igényeket egyre magasabb szinten elégíthessük ki, a TKI és az egész hazai elektronikai ipar hasznára.

A TKI-ban számítógépes támogatással készült ULA filmdokumentációját és a tervezés főbb fázisait bemutató folyamatábrát az előadáson kiállított poszter szemlélteti.

A konstrukciós tervezés grafikus támogatása

Zsuppán Ferenc, Simon Gergely

Bevezetés

A TKI AUTER rendszere már a 70-es évek közepe óta működik üzemszerűen néhány hazai nagyvállalatnál. A nyomtatott áramköri lapok tervezésének a grafikus ellenőrzés és módosítás lehetősége azonban mindmáig nem megoldott; csupán próbarajz készítésre van lehetőség - hosszú átfutási idővel. Ez a rendszer hatékonyságát nagymértékben rontja.

Jelenleg erre a célra a TKI rendszerbe kívánja állítani a Medicor-BME fejlesztésű MMT/RD raszter-display rendszert, illetve egy IBM PC-XT-t. A jövőben mindkettőt használni kívánjuk a nyomtatott lapok, illetve az ULA AUTER-en belüli tervezésére.

AUTER oldal

Mind az ULÁ-k, mind a nyomtatott áramkörök topológiai és geometriai információit formailag teljesen azonosan, tartalmilag hasonlóan írjuk le az AUTER oldalon. Erre a célra az Egységes Konstrukciós leírás [1] /továbbiakban: EKL/ szolgál; ez a leírónyelv szintaktikailag megegyezik az Integrált Tervező Rendszerben szabványosított ETALON leírónyelvvvel. A grafikus munkahely software-fejlesztése ilyen formátumu adatot lesz képes fogadni, illetve produkálni.

A grafikus munkahely oldala

Ez az oldal még korántsincs úgy kikristályosodva, mint az AUTER oldal. Első problémaként az jelentkezik, hogy a két gép hardware-software rendszere élesen különbözik egymástól. Az MMT/RD 1Mbyte képmemóriával rendelkezik; az IBM-PC-n ugyanekkora képet nem lehet gyorsmemóriában tárolni. Rendszerfejlesztési szempontokból azonban az elvárás az, hogy a grafikus

rendszert gépfüggetlenné tegyük. A rendszernek van olyan pontja, ahol ez a probléma feloldható; ez az ablakozás szintje. 1000x1000 raszterpont egyik képernyőre sem fér fel; az ablakozás tehát megkerülhetetlen. A kép váltása az egyik gépen csupán néhány mutató megváltoztatásával történik, míg a másikon az előző kép diszkre mentésével, majd az új kép beolvasásával érhető el.

Megvalósítási problémák

Mint már utaltunk rá, gépfüggetlen rendszer létrehozása a célunk. Ebből fakadóan olyan gondok is felmerülnek, hogy a két gépen két teljesen különböző op.rendszer alatt működnek, tehát az összes perifériakezelést egy-egy, csak az adott gépen működő, de ugyanolyan paraméterekkel hívható eljárás mögé rejtjük, valamint a filesorszámok kiosztásánál egységes koncepciót kell kidolgoznunk.

Másik, ennél jelentősebb probléma az, hogy a visszafejtésnél nemcsak a geometriai, hanem a topológiai adatokat is vissza kell tudni állítanunk, vagyis a programnak fel kell ismernie alakzatokat, ezek között lévő ekvipotenciális kapcsolatot, és azt is, hogy az alakzatok könyvtári tételek-e vagy pedig huzalozási primitivek, esetleg rajzadatok.

Harmadik ilyen problémának a host-computerrel való kapcsolatot emlitenénk. Nyitott még a kérdés, hogy az AUTER rendszerrel való kapcsolattartás on-line vagy off-line üzemmódban történjék, ezt elsősorban sebességi /hatékonysági/ és műszaki /hardware-software/ kérdések döntenek el.

Következtetések

Becslések szerint az interaktív grafikus munkahely üzembeállása a NYÁK tervezés átfutási idejét 40%-kal csökkentené; ez abból is következik, hogy egy próbarajz kimaradhatna. Azonnal felvetődik az igény, hogy intelligens mátrixnyomtatóval lehessen a képmemóriából hard-copy-t készíteni,

ez nagymértékben könnyítené a tervező dolgát, közbűlső ellenőrző rajzok másodpercek alatt helyben készülhetnének. Mindezekon túlmenőleg nemcsak layouttervezésre lehetne használni a grafikus munkahelyet, hanem pl. logikai áramkörből induló tervezés adatbevitelére vagy a logikai szimuláció eredményeinek megjelenítésére is.

Reméljük, hogy a feladatok kitűzése és végrehajtása nagyban elősegíti azt a szándékunkat, hogy intézetünkben minél előbb üzembe álljon egy korszerű, konstrukciós tervezésre alkalmas CAD rendszer.

Irodalom:

- [1] Scsaurszki Péter: Az MMT/RD grafikus munkahely illesztése az AUTER rendszerhez. 1983, TKI

NÉVJEGYZÉK

Abrusán György	119	Fürjes Lajos	13,215
Aczél Judit	417	Gáspár Gyula	349
Árik Tivadar	108	Geleji Vilmos	112
Babits László	348,357	Gerencsér András	210
Bács Ernő	13	Gervai Miklós	280
Bakos Sándor	361,375	Gindert László	435
Balázs János	365	Gombos Tibor	388
Balla Gábor	142	Gönczi Kornélia	219
Balla Lászlóné	405	Grad János	164
Bán András	206	Gránásy József	223
Baranyi András	12,13,151,160	Gyenes Imre	236
Baráth Bálint	76	Gyimesi András	67,123
Bársony Péter	172	Hammer Géza	168,
Battistig György	19		180
Bencze József	328,369,	Hanzó Lajos	13,188
	375,383	Havasiné	
Benedek Andor	29,379	Zentai Edit	272,287
Berceli Tibor	7,15,	Heincz György	413
	72,112	Henk Tamás	12,13
Baregi Péterné	405,426		192
Blaha István	331	Herpy Miklós	7,47
Blum Endre	202	Hild Erzsébet	426
Blum Endréné	293	Hinsenkamp László	268
Bodrog Levente	317	Horváth András	307
Borsányi József	321	Hutter Ottó	38
Csaba István	176,210	Ivics József	323
Csapodi Csaba	38	Járeb Ottmár	231
Czoboly Nóra	116	Jeszenői Péter	92
Denk Attila	47	Kajdi László	168
Djacskov V.I.	12	Káldy Csaba	264
Dobrovits Andor	104,247	Kálmán Lajos	210
Dorofejev V.M.	12	Kanász Nagy Lajos	287
Dudás József	260	Kantor L.Ja.	12
Elekes József	104	Kapitánffy Krisztina	104,
Esztó Péter	119		272
Faix István	47	Kása István	348
Farkas Ferenc	211	Kaszavitz Iván	13
Farkas János	13	Kenderessy Miklós	100
Farkasvölgyi János	348	Kendrovics Ágnes	63
Fazakas Csaba	67,80	Kerecsen István	116
Fazakas Dénes	284	Kiss István	1
Fehér Iván	43	Kiss Sándor	124,
Fehér Ödön	413		379
Fetter László	421	Kladni Sándor	388
Fókás Elemér	375	Klimó János	324
Forgó László	357	Kocsis Ferenc	276
Frigyas István	63	Kocsis Zoltán	328,
			383

Koltainé Jutasi Erna 430
 Kolumbán Géza 13,160
 Kolumbán Gézané 168
 Korzsinek Károly 251,342
 Kósa Zsuzsanna 198
 Kósza Géza 421
 Kováts János 63
 Kovács Vendel 156
 Kovács Zsoltné 317
 Krasznai Endre 136
 Králik Ottóné 328
 Ladvánszky János 152
 Lévai Pál 303
 Littvay István 156
 Loginov V.V. 12
 Makausz András 130,236
 Marafkó László 328
 Megyesi Csaba 67,80
 88
 Méhes András 284
 Meng József 15,72,
 76,379
 Móder István 47
 Mrowca Árpád 156
 Nagy Géza 421
 Nagy István 383,421
 Nagy László 348
 Nemcsics Elek 156
 Nemes László 146
 Neuberger Béla 76
 Novák Ernő 152
 Nyirjesy Gyula 369,375
 383
 Ocsovai Károly 227
 Öry Zsolt 264,280
 Pápics József 13
 Papp Andor 88
 Papp Tamás 227
 Péterné Kiss Márta 251
 Polczer Gyula 417
 Pribelszky György 34
 Printz Imre 369
 Puskás József 422
 Radványiné
 Sárközy Klára 184
 Rákosi Ferenc 7,12,
 15,47
 Reiter György 72,168

Risztits Miklós 393
 Róna Péter 24,379
 Rubik Péter Pálné 272
 Rudnay Gyula 426
 Sári Katalin 426
 Sárkány Tamás 13
 Schmiedt László 397
 Schwenner Sándor 230
 Scsaurszki Péter 299
 Seres Péter 52
 Simon Gergely 438
 Simonyi Ernő 104,247
 260,287
 Somogyi Antal 231,312
 Soós Gábor 432,435
 Stipkovits Árpád 260
 Stipkovits István 260
 Sugár Péter 92,349
 388,393
 397
 Szabó András 357
 Szabó Lászlóné 331
 Szabó Zoltán 15,63,
 72,96
 Szalontai Zoltán 152
 Szakács Péter 47
 Szende Györgyi 335
 Szenté Ágnes 338
 Sziklay Péter 338
 Szilvási Mária 256
 Szőke Miklósné 432
 Sztaniszláv Dánielné 405
 Tanos Ferenc 426
 Tatai Gáborné 323
 Tatai Péter 361
 Tófalvi Gyula 7,15
 Tóth István 119
 Tóth Tamás 72,130,
 156,236
 Tóth Zoltán 176
 Trefil Imre 342
 Turi-Kováts Attiláné 430
 Túrmezei Péter 141
 Uharczky László 12,13
 Vadász Ferenc 223
 Vály László 130,236
 353
 Ványai Péter 15,63,
 72,76,
 124,219
 379

Varga László 421
 Varga István 335
 Varga Tamás 241
 Varga Zoltán 432,435
 Várady Szabó Mihály 47,112,116
 Vavró Istvánné 432
 Végh Gabriella 136,280
 Vértesy Miklós 409,430
 Zoller Vilmos 215
 Zorkóczy Zoltán 59
 Zeiga Árpád 84
 Zsoldosné Ámon Klára 247
 Zsuppán Ferenc 438



MTESZ- egyesületi használatra!

Kiadja: Híradástechnikai Tudományos Egyesület

Készült: 500 példányban

85/1475 MTESZ Házinyomda, Bp.

Felelős vezető: Boncza Gábor