



**Az elektronika
újabb eredményei**

MŰSZAKI TUDOMÁNYOK

KENDERESSY MIKLÓS

**KÜLÖNLEGES
MIKROHULLÁMÚ
VEVŐBERENDEZÉSEK**

AKADÉMIAI KIADÓ · BUDAPEST

MŰSZAKI TUDOMÁNYOK
AZ ELEKTRONIKA ÚJABB EREDMÉNYEI

KÜLÖNLEGES
MIKROHULLÁMÚ
VEVŐBÉSZÉSEK

A szerkesztőség

elöljáró: GÉHER KÁROLY

titkár: PAP LÁSZLÓ

tagok: GÉBELI SÁNDOR

CSURGAY ÁRPÁD

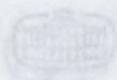
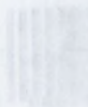
GYULAI JÓZSEF

SOMLO JÁNOS

TÓTFALVI GYULA

TUSCHAK RÓBERT

MTK



AKADEMIAI KIADÓ - BUDAPEST

10000
MŰSZAKI TUDOMÁNYOK
AZ ELEKTRONIKA ÚJABB EREDMÉNYEI

12. kötet

Szerkeszti
PAP LÁSZLÓ

A szerkesztőbizottság

elnöke: GÉHER KÁROLY

titkára: PAP LÁSZLÓ

tagjai: CSIBI SÁNDOR

CSURGAY ÁRPÁD

GYULAI JÓZSEF

SOMLÓ JÁNOS

TÓFALVI GYULA

TUSCHÁK RÓBERT



AKADÉMIAI KIADÓ · BUDAPEST

KENDERESSY MIKLÓS

KÜLÖNLEGES MIKROHULLÁMÚ VEVŐBERENDEZÉSEK

Bevezetés

I.	Azonnali frekvenciaközvetítés (IFB)	11
I.1	Az azonnali frekvenciaközvetítés vevő berendezése	12
I.2	Limitáló erőhatás	19
I.3	Teljesítményvesztés	24
I.4	Késleltető vonalak	25
I.5	Fázisválaszkriminálók	26
I.6	Digitális fázisválaszkriminálók	33
I.7	Többfokozatú fázisválaszkriminálók	45
I.8	A frekvenciaközvetítés egyéb módjai	52
I.8.1	Frekvenciaközvetítés szuperhősszerű átvitelével	54
I.8.2	Digitális frekvenciaközvetítés szuperhősszerű átvitelével	59
I.9	CW jel zavaró hatása	67
I.10	Egyidejű jelek problémája	74
I.11	Átfedő jelek kizárása	80
I.11.1	Differenciális áramkör alkalmazása	81
I.11.2	Minimális-terítési és összehasonlító áramkör alkalmazása	82
I.11.3	Késleltető és komparátor alkalmazása	83
I.11.4	Digitális kijelzők	84
I.12	Fontosság	87
I.13	Irodalom	87

MTAK



0 00034 45600 2



Akadémiai Kiadó · Budapest

508630

KÜLÖNLEGES
MIKROHULLÁMÚ
VEVŐBEREKEZÉSEK

MAGYAR
TUDOMÁNYOS AKADEMIA
KÖNYVTÁRA

elnök: GÉHER KÁROLY
titkára: PAP LÁSZLÓ
tagjai: CSIBI SÁNDOR
CSURGAY ÁRPÁD
GYULAI JÓZSEF
BOMLÓ JÁNOS
TÓFALVI GYULA
TUSCHÁK RÓBERT

ISBN 963 05 6634 6

Kiadja az Akadémiai Kiadó
1117 Budapest, Prielle Kornélia u. 19–35.
Első magyar nyelvű kiadás: 1994

© Kenderessy Miklós, 1994

Minden jog fenntartva, beleértve a sokszorosítás, a nyilvános előadás,
a rádió- és televízióadás, valamint a fordítás jogát, az egyes fejezeteket
illetően is.

Printed in Hungary

M. TUD. AKADEMIA KÖNYVTÁRA

Könyvleltár 1838.../19 95... SZ.

TARTALOM

Bevezetés	9
1. Azonnali frekvenciamérő (IFM) vevők	11
1.1. Az azonnali frekvenciamérő vevő működési elve	12
1.2. Limitáló erősítők	19
1.3. Teljesítményosztó	24
1.4. Késleltető vonalak	25
1.5. Fázisdiszkriminátorok	26
1.6. Digitális fázisdiszkriminátorok	35
1.7. Többfokozatú diszkriminátor	45
1.8. A frekvenciakiértékelés egyéb módjai	53
1.8.1. Frekvenciamérés amplitúdó-összehasonlítással	54
1.8.2. Digitális frekvenciakijelzés ellenállásgyűrűvel	56
1.9. CW jel zavaró hatása	61
1.10. Egyidejű jelek problémája	64
1.11. Átfedő jelek kijelzése	68
1.11.1. Differenciáló áramkör alkalmazása	75
1.11.2. Mintavevő-tartó és összehasonlító áramkör alkalmazása	75
1.11.3. Késleltetés és komparálás alkalmazása	78
1.11.4. Digitális kijelzőrendszer	79
1.12. Pontosság javítása ismételt mintavétellel	82
1.13. Irodalom az 1. fejezethez	84
2. Csatornázott vevők	85
2.1. A csatornázott vevő elve	85
2.2. Csatornák szétválasztása, demultiplexeres megoldások	91
2.3. Szűrők szerepe a csatornázott vevőkben	101
2.4. Különleges szűrők	104
2.4.1. Dielektromos szűrők	104
2.4.2. Felületi akusztikus hullámú (SAW) szűrők	106

2.5.	Frekvenciameghatározási elvek	122
2.5.1.	A frekvencia közelítő meghatározása	122
2.5.2.	Frekvenciameghatározás frekvenciatartományú méréssel	125
2.5.3.	Frekvenciameghatározás időtartományú méréssel	129
2.6.	Különböző frekvenciamérési megoldások	131
2.6.1.	Kétdetektoros módszer	131
2.6.2.	Energiadetektáló rendszer alkalmazása a frekvencia meghatározásához	135
2.6.3.	Késleltetési módszer	138
2.7.	Különleges csatornázott vevő megoldások	141
2.7.1.	Frekvenciaérzékeny limiter	141
2.7.2.	A SAWFAST vevő	145
2.7.3.	IFM vevővel kombinált csatornázott vevő	147
2.8.	Irodalom a 2. fejezethez	152
3.	Bragg-cellás vevőkészülék	154
3.1.	Bevezetés	154
3.2.	A Bragg-cella működési elve	155
3.3.	Bragg-cellás vevőkészülék működési elve	164
3.4.	Az akusztóoptikai vevőkészülékekben alkalmazható fotodetektorok	167
3.4.1.	Fotodetektorok általános jellemzői	167
3.4.2.	Egyedi fotodetektorok	173
3.4.3.	Fotodetektor-sorozatok	176
3.5.	Lézer fényforrások	177
3.6.	Bragg-cellás vevőtípusok	178
3.6.1.	Teljesítmény típusú vevő	178
3.6.2.	Bragg-cellás vevő koherens detektálással	180
3.7.	Kétdimenziós optikai spektrográf	184
3.7.1.	Működési elv	184
3.7.2.	A nagyfrekvenciás spektrográf optikai rendszere	187
3.7.3.	A nagyfrekvenciás spektrográf elektromos rendszere	190
3.7.4.	A frekvencialépcső-generátor	194
3.8.	Integrált optikai Bragg-cellás vevő	197
3.8.1.	A vevő elvi felépítése	197
3.8.2.	Integrált optikai vevő alkatrészei	199
3.9.	Összefoglalás	202
3.10.	Irodalom a 3. fejezethez	203
4.	Milliméteres hullámú vevők	205
4.1.	Terjedési viszonyok és tápvonalak	205

4.2.	Vevőrendszerek	210
4.2.1.	Egyenes vevő	211
4.2.2.	Széles sávú csatornázott vevők	212
4.2.3.	Különleges felépítésű mm-es hullámú vevők	220
4.2.4.	Összetett milliméteres hullámú vevők	229
4.3.	Milliméteres hullámú alkatrészek	231
4.3.1.	Erősítők	231
4.3.2.	Keverők	235
4.3.3.	Helyi oszcillátorok	241
4.3.4.	Szűrők	249
4.3.5.	Nonreciprok eszközök	252
4.4.	Irodalom a 4. fejezethez	258
5.	Extrém nagy érzékenységű vevők (A szupravezetés alkalmazása)	261
5.1.	A Josephson-effektus elve	262
5.2.	Josephson-átmenetek típusai	268
5.2.1	Tunnelátmenet	268
5.2.2	Dayem-híd	270
5.2.3	Tűérrintkezős átmenet	271
5.2.4	Cseppelem	272
5.3.	A Josephson-átmenet mint mikrohullámú detektor	273
5.4.	Josephson-átmenet alkalmazása keverőként	278
5.5.	Parametrikus erősítés Josephson-átmenettel	282
5.6.	10 GHz alatti vevőkészülékek	284
5.7.	10 – 100 GHz tartományú vevők	287
5.8.	100 GHz fölötti vevőkészülékek	302
5.9.	Összefoglalás	319
5.10.	Irodalom az 5. fejezethez	321
6.	Digitális vevőberendezések	326
6.1.	Digitális vevő elvi felépítése	329
6.2.	Kétsatornás digitális vevő	335
6.3.	Kettős mintavételezésű vevőberendezés	340
6.4.	Analóg – digitál átalakítók	343
6.4.1.	Fokozatos közelítésű kvantálók	349
6.4.2.	Késleltetett soros kvantáló	350
6.4.3.	Párhuzamos kvantálók	352
6.4.4.	Kombinált kvantálók	354
6.5.	Mintavevő-tartó áramkör	356
6.6.	Jelfeldolgozás digitális vevőben	357

6.7.	Irodalom a 6. fejezethez	358
7.	Függelék	360
7.1.	Jelölések	360
7.2.	Rövidítések	361
1.1.	Bevezetés	362
1.2.	Általános ismertetés	363
1.3.	Alkalmazási területek	364
1.4.	Technikai jellemzők	365
1.5.	Használati utasítás	366
1.6.	Biztonsági előírások	367
1.7.	Garancia	368
1.8.	Technikai rajzok	369
1.9.	Alkalmazási példák	370
1.10.	Technikai rajzok	371
1.11.	Alkalmazási példák	372
1.12.	Technikai rajzok	373
1.13.	Alkalmazási példák	374
1.14.	Technikai rajzok	375
1.15.	Alkalmazási példák	376
1.16.	Technikai rajzok	377
1.17.	Alkalmazási példák	378
1.18.	Technikai rajzok	379
1.19.	Alkalmazási példák	380
1.20.	Technikai rajzok	381
1.21.	Alkalmazási példák	382
1.22.	Technikai rajzok	383
1.23.	Alkalmazási példák	384
1.24.	Technikai rajzok	385
1.25.	Alkalmazási példák	386
1.26.	Technikai rajzok	387
1.27.	Alkalmazási példák	388
1.28.	Technikai rajzok	389
1.29.	Alkalmazási példák	390
1.30.	Technikai rajzok	391
1.31.	Alkalmazási példák	392
1.32.	Technikai rajzok	393
1.33.	Alkalmazási példák	394
1.34.	Technikai rajzok	395
1.35.	Alkalmazási példák	396
1.36.	Technikai rajzok	397
1.37.	Alkalmazási példák	398
1.38.	Technikai rajzok	399
1.39.	Alkalmazási példák	400
1.40.	Technikai rajzok	401
1.41.	Alkalmazási példák	402
1.42.	Technikai rajzok	403
1.43.	Alkalmazási példák	404
1.44.	Technikai rajzok	405
1.45.	Alkalmazási példák	406
1.46.	Technikai rajzok	407
1.47.	Alkalmazási példák	408
1.48.	Technikai rajzok	409
1.49.	Alkalmazási példák	410
1.50.	Technikai rajzok	411
1.51.	Alkalmazási példák	412
1.52.	Technikai rajzok	413
1.53.	Alkalmazási példák	414
1.54.	Technikai rajzok	415
1.55.	Alkalmazási példák	416
1.56.	Technikai rajzok	417
1.57.	Alkalmazási példák	418
1.58.	Technikai rajzok	419
1.59.	Alkalmazási példák	420
1.60.	Technikai rajzok	421
1.61.	Alkalmazási példák	422
1.62.	Technikai rajzok	423
1.63.	Alkalmazási példák	424
1.64.	Technikai rajzok	425
1.65.	Alkalmazási példák	426
1.66.	Technikai rajzok	427
1.67.	Alkalmazási példák	428
1.68.	Technikai rajzok	429
1.69.	Alkalmazási példák	430
1.70.	Technikai rajzok	431
1.71.	Alkalmazási példák	432
1.72.	Technikai rajzok	433
1.73.	Alkalmazási példák	434
1.74.	Technikai rajzok	435
1.75.	Alkalmazási példák	436
1.76.	Technikai rajzok	437
1.77.	Alkalmazási példák	438
1.78.	Technikai rajzok	439
1.79.	Alkalmazási példák	440
1.80.	Technikai rajzok	441
1.81.	Alkalmazási példák	442
1.82.	Technikai rajzok	443
1.83.	Alkalmazási példák	444
1.84.	Technikai rajzok	445
1.85.	Alkalmazási példák	446
1.86.	Technikai rajzok	447
1.87.	Alkalmazási példák	448
1.88.	Technikai rajzok	449
1.89.	Alkalmazási példák	450
1.90.	Technikai rajzok	451
1.91.	Alkalmazási példák	452
1.92.	Technikai rajzok	453
1.93.	Alkalmazási példák	454
1.94.	Technikai rajzok	455
1.95.	Alkalmazási példák	456
1.96.	Technikai rajzok	457
1.97.	Alkalmazási példák	458
1.98.	Technikai rajzok	459
1.99.	Alkalmazási példák	460
2.00.	Technikai rajzok	461

BEVEZETÉS

A mikrohullámú technika egyre nagyobb tért hódít a tudományban, az iparban és mindennapi életünkben is. A legfontosabb alkalmazások:

- távközlés, adatátvitel,
- űrtávközlés,
- méréstechnika,
- orvosi terület.

Mіндеzen területeken igen nagy érzékenységgű vevőberendezésekre van szükség, melyek az alkalmazástól függően nagyon különböző kivitelűek lehetnek. Jelen könyv a különleges vevőberendezésekkel foglalkozik, azok fajtáit, működésüket, felépítésüket ismerteti. A „különleges” szó azt kívánja érzékeltetni, hogy a jól ismert egyenes és szuper vevőkhöz képest itt különleges rendszerű vevőket ismertetünk. Ezek a vevők a vett jelről több információt adnak, különleges paramétereket (pl. impulzusadatok, jelfrekvencia, frekvenciaugrás stb.) határoznak meg, vagy különleges bemeneti fokozataik révén nagyon gyenge jelek vételére is képesek (nagy érzékenységgű vevők). Nem foglalkozunk viszont a vevőkészülékek bemenetét biztosító antennákkal és általában a kimenetre csatlakoztatható jelfeldolgozó egységekkel. Ezek ismertetése meghaladná a könyv terjedelmét.

Az 1. fejezet az azonnali frekvenciamérő vevőkkel foglalkozik, melyek egyetlen impulzus beérkezésekor már működnek, és ezzel a gyorsaságukkal tudják támogatni a vevőrendszerek többi részének hatékony működését.

A 2. fejezet a csatornázott vevőket ismerteti, melyek több, párhuzamosan működő vevőnek is tekinthetők. Valójában ennél többről van szó, mert egyetlen vevőberendezésben nagyon sok csatorna van kiépítve, ami különleges technológiai megoldást igényel.

A 3. fejezet a Bragg-cellás vevők működését tárgyalja. Ez a vevőtípus az optikai és a mikrohullám kölcsönhatására épül, felhasználva mindegyikből az előnyös tulajdonságokat. Különleges építőelem itt maga a Bragg-cella, mely a kétféle jel kölcsönhatását hozza létre.

A 4. fejezet a milliméteres hullámú vevőkkel kapcsolatos különleges megoldásokkal foglalkozik. Ez a frekvenciasáv különleges áramkörök és különleges technológiák alkalmazását igényli. Erről ad áttekintést ez a fejezet.

Az 5. fejezet a különlegesen nagy érzékenységu vevőket ismerteti, melyek bemenő fokozatai szupravezető állapotban működnek. Ezek a szupravezető áramkörök különösen 100 GHz fölötti tartományban alkalmazhatók előnyösen.

Végül a 6. fejezet a mikrohullámú vevők egy újfajta megoldásával foglalkozik, a közvetlen digitális vevőkkel. Ezekben nincs detektor, hanem a nagyfrekvenciás jel van digitalizálva, ezáltal a vett jerről több információt (pl. fázisát) lehet megállapítani, és a jel hosszú időn át tárolható és ismételten feldolgozható. A digitális mikrohullámú vevő a legújabb kutatások eredménye, mely még sok kutatómunkát igényel mind technológiai, mind elméleti vonatkozásban.

A könyv felhasználása feltételez alapvető műszaki ismereteket, és a vevőberendezések alapvető felépítésének ismeretét. A szakmát már ismerő szakemberek számára további információkat ad, melyek segítségével ilyen vevőket tervezni, készíteni tudnak. Megtalálhatók a tervezési módok és az azokkal elérhető eredmények. Adva vannak a tervezéshez szükséges legfontosabb képletek, műszaki összefüggések és sok ábra, melyek a konstrukció kialakítását segítik. Azok számára pedig, akik részletesebben kívánnak megismerkedni a vevőtípusokkal, esetleg tovább akarják azt fejleszteni, részletes irodalomjegyzék áll rendelkezésre, ahonnan bőven lehet meríteni további információkat.

1. AZONNALI FREKVENCIAMÉRŐ (IFM) VEVŐK

Az azonnali frekvenciamérő (IMF = instantaneous frequency measuring) vevők a beérkező nagyfrekvenciás jel frekvenciáját a beérkezéskor azonnal kijelzik, innen az elnevezés. Ez különösen nagy jelentőségű a rövid ideig működő adóberendezéseknél, amelynek a lokátorok, és a frekvenciaugratásos adók. Az IFM vevő már egyetlen impulzus beérkezésekor azonnal kijelzi annak frekvenciáját, ha egyáltalán a vevő vételi sávjába esik. A frekvenciamérés pontossága lényegesen kisebb, mint a szuperheterodin vevőknél, azonban többfokozatú frekvenciameghatározó elemekkel így is el lehet érni a 10^{-3} – 10^{-4} értéket, ami az esetek nagy többségében elegendő.

Az azonnali frekvenciamérő (IFM) vevők elve nagyon régóta ismert. Már 1948-ban bejelentettek egy amerikai szabadalmat jelek frekvenciájának meghatározására oszcilloszkóppal [1]. Különösen az 1950-es évek táján nagyon intenzív munka folyt az IFM vevők fejlesztése terén [2] az alábbi kutatóintézetekben:

- Syracuse University Research Co.,
- Stanford Electronic Laboratory,
- Mullard Research Laboratories (Anglia).

Az ott folyó munkákról számos tanulmányban és cikkben számoltak be, de csak pár évvel később [3], [4], és ezek egy része is belső tanulmány.

Az azonnali frekvenciamérés elve nagyon egyszerű, csupán egy késleltető vonalra van szükség. A vevő gyakorlati megvalósítása, a kívánt frekvenciapontosság elérése azonban magasfokú technikát, bonyolult áramköröket igényel. Az első IFM vevőknél a frek-

venciakijelzés egy katódsugárcső kerülete mentén történt [1]. Az újabb vevőknél ehelyett digitális frekvenciakijelzést alkalmaznak, ami nemcsak kényelmesebb, de nagyobb pontosságot is lehetővé tesz. Ezeket a vevőket digitális IFM vevőknek is nevezik, ami azonban csak a kijelzésre vonatkozik, mert a frekvencia meghatározása ezekben is késleltető vonalakkal (tipikusan analóg eszközzel) történik.

Az azonnali frekvenciamérő vevőknél még egyéb súlyos problémák is vannak. A vevő csak akkor tud frekvenciát mérni, ha csak egy jel jut rá egyidejűleg. Ha két vagy több jel érkezik egyszerre, akkor lehet, hogy csak az egyiket jelzi ki, de általában valamilyen hibás kijelzés következik be. Ezért feltétlenül figyelni kell, hogy a vevőre nem jut-e több jel egyszerre. A másik hasonlóan súlyos probléma az, hogy a vevő csak impulzusjelek frekvenciáját tudja mérni. Ha azonban folytonos (CW) jel is van a bemeneten, akkor az telítésbe viheti az áramköröket, és az ilyenkor érkező impulzusjeleket sem tudja a rendszer mérni. Mindkét problémán különleges kapcsolásokkal igyekeznek segíteni.

1.1. Az azonnali frekvenciamérő vevő működési elve

Mint már említettük, az azonnali frekvenciamérő vevő működési elve nagyon egyszerű. A bejövő jel ketté van osztva két ágra, és az egyik ágra egy késleltető vonal van beépítve (1.1. ábra). A késleltető vonal végén más lesz a jel fázisa, mint a késleltetés nélküli ágon. A fáziskülönbség azonban frekvenciafüggő is, ezért a fáziskülönbség méréséből egy adott késleltető vonal esetén meg lehet állapítani a jel frekvenciáját.



1.1. ábra. Azonnali frekvenciamérő vevő elve

Legyen a bemenő jel

$$U_1 = \cos \omega t \quad (1.1)$$

alakú, ahol feltételezzük, hogy az amplitúdó egységnyi, és ω a jel körfrekvenciája. A késleltető vonal kimenetén a fázisszög a késleltető vonal hosszától és a fázistényezőtől függ:

$$U_2 = \cos(\omega t + \beta L), \quad (1.2)$$

ahol L a késleltető vonal hossza és β a fázistényező:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{v} = \frac{\omega}{v}, \quad (1.3)$$

ahol λ a hullámhossz, f a frekvencia, v pedig a jel terjedési sebessége a késleltető vonalon. Ez a terjedési sebesség a késleltető vonal típusától függ. Dielektrikummal kitöltött tápvonal esetén:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}, \quad (1.4)$$

ahol ε a relatív dielektromos állandó, és c a fénysebesség. A terjedési sebesség egy adott késleltető vonal esetén rögzített és egyértelmű érték. A késleltető vonalat azonban inkább a késleltetés idejével szokták jellemezni, ami nem más, mint a jel futási ideje:

$$\tau = \frac{L}{v}. \quad (1.5)$$

Ennek figyelembevételével a βL fázisszög másképpen is írható:

$$\varphi = \beta L = \frac{\omega L}{v} = \omega \tau. \quad (1.6)$$

Ez nagyon lényeges összefüggés, mert [az (1.3) egyenlethez hasonlóan] azt mutatja, hogy a kimenő jel fázisa az állandó τ értéken kívül a frekvenciától függ. Ha tehát megmérjük a fázisváltozást, ak-

kor abból a frekvenciát meg lehet állapítani:

$$\omega = \frac{\varphi}{\tau}. \quad (1.7)$$

Ez jelenti az azonnali frekvenciamérő vevő működésének alapját.

Ha a vevőt valamilyen frekvenciasávban kívánjuk használni, akkor a fázisszög ennek megfelelő határok között fog változni:

$$\begin{aligned} \varphi_{\min} &= \omega_{\min} \tau, \\ \varphi_{\max} &= \omega_{\max} \tau. \end{aligned} \quad (1.8)$$

A φ szög azonban 360° után ismétli önmagát, ezért a fázisszög változása legfeljebb 360° lehet, ami a τ értékére jelent előírást:

$$\varphi_{\max} - \varphi_{\min} = (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \tau \leq 360^\circ = 2\pi(\text{rad}). \quad (1.9)$$

Ebből a megengedhető késleltetési idő:

$$\tau \leq \frac{2\pi}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} = \frac{1}{f_{\max} - f_{\min}}. \quad (1.10)$$

A biztonságot 10–20%-ban érdemes megállapítani, tehát a φ szög csak $300-330^\circ$ -ot változhat, nehogy kétértelműség jöjjön létre. Pl. ha a figyelni kívánt frekvenciasáv 4–8 GHz, akkor

$$\tau \leq \frac{10^{-9}}{8 - 4} = 0,25 \text{ ns},$$

biztonsággal $\tau = 0,2 \text{ ns}$. Ha légtöltésű késleltető vonalat feltételezünk, akkor $v = c$, és a késleltető vonal hossza:

$$L = \tau c = 0,2 \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^{10} = 6 \text{ cm}.$$

Ez légvonallal is könnyen megvalósítható. Ha azonban ennél nagyobb hosszúságok adódnak, alacsonyabb frekvenciákon, akkor esetleg másfajta késleltető vonalak alkalmazása célszerű.

A következő megvizsgálandó kérdés az, hogy hogyan lehet a φ fázisszöget megmérni, milyen elektromos áramkörrel lehet ezt az elvet megvalósítani. A legegyszerűbb megoldás az, ha az 1.1. ábrán

látható két kimenetet egyszerűen összeadjuk és oda egy detektor diódát helyezünk el. A két bemenet összege:

$$U_3 = U_1 + U_2 = \cos \omega t + \cos(\omega t + \varphi). \quad (1.11)$$

Használjuk fel azt a trigonometrikus összefüggést, hogy

$$\cos a + \cos b = 2 \cos \frac{a-b}{2} \cos \frac{a+b}{2}, \quad (1.12)$$

akkor

$$U_3 = 2 \cos \frac{\varphi}{2} \cos(\omega t + \frac{\varphi}{2}). \quad (1.13)$$

Négyzetes detektorra vezetve ezt a jelet, a nagyfrekvenciás rész levágódik, és csak az amplitúdótartalom marad meg:

$$U_4 = (2 \cos \frac{\varphi}{2})^2 = 4 \cos^2 \frac{\varphi}{2}. \quad (1.14)$$

Készítsünk egy második ilyen összegző áramkört is azzal a különbséggel, hogy a második rendszerbe iktassunk be egy járulékos 180° -os fázistolást (pl. 2 db iránycsatolóval). Ez az áramkör látható az 1.2. ábrán. A második rendszer kimenő feszültsége, az (1.14) egyenlethez hasonlóan,

$$U_5 = 4 \sin^2 \frac{\varphi}{2}. \quad (1.15)$$

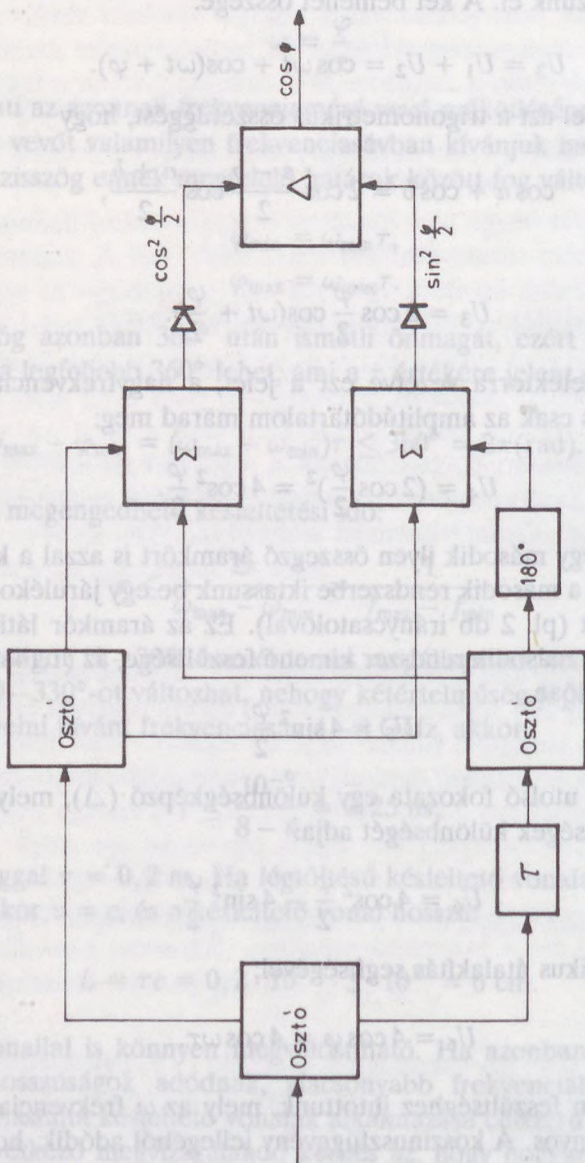
Az áramkör utolsó fokozata egy különbségképző (Δ), mely az U_4 és U_5 feszültségek különbségét adja:

$$U_6 = 4 \cos^2 \frac{\varphi}{2} - 4 \sin^2 \frac{\varphi}{2}. \quad (1.16)$$

Trigonometrikus átalakítás segítségével:

$$U_6 = 4 \cos \varphi = 4 \cos \omega \tau. \quad (1.17)$$

Így egy olyan feszültséghez jutottunk, mely az ω frekvencia koszinuszával arányos. A koszinuszfüggvény jellegéből adódik, hogy 90° és 270° környezetében meredek, ezért itt az U_6 feszültségből kellő pontossággal meg lehet határozni a frekvenciát. Viszont 0° és 180°



1.2. ábra. Kettős fázismérő áramkör

környezetében ez a görbe lapos, itt tehát a frekvenciameghatározás pontatlan lesz.

Ezért célszerű egy második ilyen áramkört is készíteni azzal a különbséggel, hogy a teljesítményosztó helyett olyan hibridet kell alkalmazni, mely az egyik ágon 90° -os fázistolást hoz létre. Ennek a második áramkörnek a kimenő feszültsége az (1.17) egyenlethez nagyon hasonló lesz:

$$U_7 = 4 \sin \varphi = 4 \sin \omega \tau. \quad (1.18)$$

A kimenő feszültség most a frekvencia szinuszával lesz arányos, vagyis éppen ott ad nagyobb pontosságot, ahol az (1.17) egyenlet pontatlan. Ez a két feszültség (U_6 és U_7) tehát jól kiegészíti egymást.

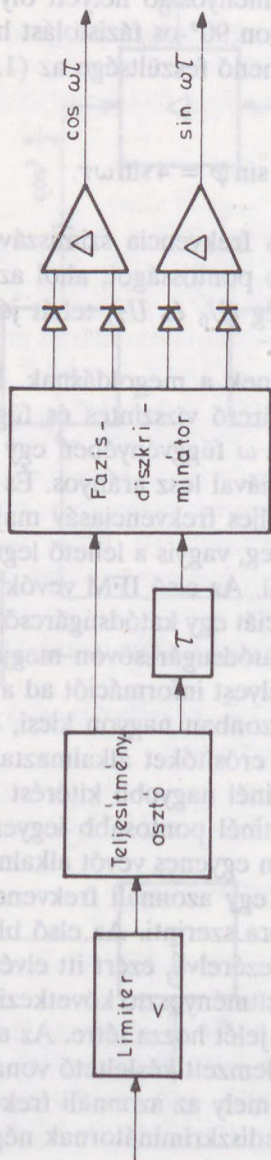
További előnye is van ennek a megoldásnak. Ha az U_6 és U_7 feszültségeket egy katódsugárcső vízszintes és függőleges eltérítő lemezeire vezetjük, akkor az ω függvényében egy kört kapunk. A szöghelyzet pedig a frekvenciával lesz arányos. És ha τ értékét jól választottuk meg, akkor a teljes frekvenciasáv majdnem egy teljes körnek ($330^\circ - 300^\circ$) felel meg, vagyis a lehető legnagyobb pontosságot értük el, átfedés nélkül. Az első IFM vevők ténylegesen úgy épültek meg, hogy a frekvenciát egy katódsugárcső köré rajzolt skáláról lehetett leolvasni. A katódsugárcsővön megjelenő pontnak a sugár irányú kitérése valamelyest információt ad a bejövő jel amplitúdójáról is. A dinamika azonban nagyon kicsi, ezért a későbbiekben szándékosan limitáló erősítőket alkalmaztak a bemenetnél, hogy a katódsugárcsővön minél nagyobb kitérést kapjanak, és így a frekvenciameghatározás minél pontosabb legyen. Az amplitúdó meghatározására pedig külön egyenes vevőt alkalmaznak.

Az eddig leírtak alapján egy azonnali frekvenciamérő vevő általános felépítése az 1.3. ábra szerinti. Az első blokk egy limitáló erősítő, mely telítésbe van vezérelve, ezért itt elvész az amplitúdó-információ. Ezután egy teljesítményosztó következik, mely a normál és késleltetett ágak bemenő jelét hozza létre. Az alsó ágba van bekötve a τ időtartammal jellemzett késleltető vonal. Ezután következik a fázisdiszkriminátor, mely az azonnali frekvenciamérő vevő egyik lényeges része. A fázisdiszkriminátornak négy kimenete van,

környezetben ez a körbe látható a frekvenciameghatározás pontatlan lesz.

Ezzel oldható meg egy második ilyen áramkör is készíteni azaz a különbséggel, hogy a teljesítményesség helyett olyan hibridet kell alkalmazni, mely az egyik ágon $\sin \omega t$ és a másik ágon $\cos \omega t$ kimenő áramkörök a kimenő áramkörök (1.17) egyenletéhez nagyon hasonló lesz:

(1.18)



1.3. ábra. Teljes IFM vevő

melyek mindegyike más-más fázissal rendelkeznek. Ide vannak téve a négyzetes detektorok. A detektorok kimenetére differenciálerősítők (Δ) vannak kapcsolva, melyek képezik az (1.17) és (1.18) egyenleteknek megfelelő kimeneteket. Ezeket lehet azután katódsugárcső eltérítésére, vagy egyéb módon a frekvencia meghatározására felhasználni.

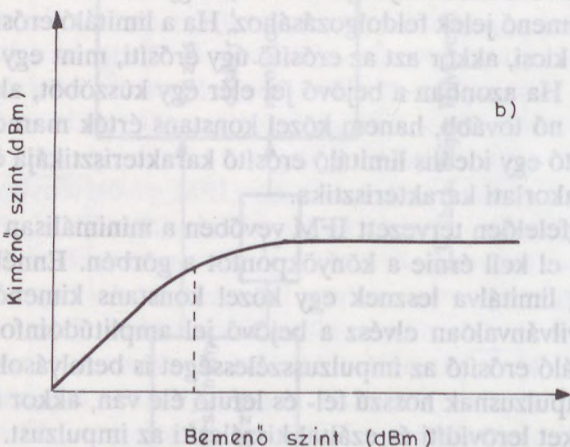
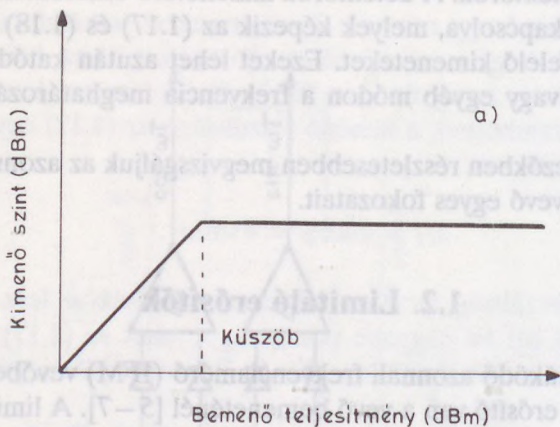
A következőkben részletesebben megvizsgáljuk az azonnali frekvenciamérő vevő egyes fokozatait.

1.2. Limitáló erősítők

Egy jól működő azonnali frekvenciamérő (IFM) vevőben általában limitáló erősítő van a vevő bemeneténél [5–7]. A limitáló erősítő javítja a vevő érzékenységét azáltal, hogy RF erősítést alkalmaz a gyenge bemenő jelek feldolgozásához. Ha a limitáló erősítőre jutó bemenő jel kicsi, akkor azt az erősítő úgy erősíti, mint egy szokásos RF erősítő. Ha azonban a bejövő jel eléri egy küszöböt, akkor a kimenet nem nő tovább, hanem közel konstans érték marad. Az 1.4. ábrán látható egy ideális limitáló erősítő karakterisztikája és egy azt közelítő gyakorlati karakterisztika.

Egy megfelelően tervezett IFM vevőben a minimálisan detektálható jelnek el kell érnie a könyökpontot a görbén. Ennél erősebb jelek pedig limitálva lesznek egy közel konstans kimenő szinten. Ilyenkor nyilvánvalóan elvész a bejövő jel amplitúdóinformációja. Sőt, a limitáló erősítő az impulzusszélességet is befolyásolhatja. Ha a bejövő impulzusnak hosszú fel- és lefutó éle van, akkor a limitáló erősítő ezeket lerövidíti és ezáltal kiszélesíti az impulzust.

Mint az 1.4.b. ábrán látható, a limitáló erősítő egy nemlineáris eszköz, ezért a kimenete nem tiszta szinuszos hullám. Az IFM vevők működési elve viszont egyszerű szinuszhullámon alapszik, ezért az erősítő után aluláteresztő szűrőt kell alkalmazni, mely a harmonikusokat csökkenti, és így megmarad a jel szinuszos jellege. Ezt az aluláteresztő feladatot tényleges kapcsolásoknál néha a teljesítményosztó és a fázisdiszkriminátor ellátja, néha azonban külön be kell építeni. Az IFM vevők limitáló erősítője és a szokásos lineáris erősítők között az a legnagyobb különbség, hogy a limitáló erősítő



1.4. ábra. Limitáló áramkör karakterisztikája: a) ideális; b) gyakorlati

tő esetén a kimeneti szint közel van a telítéshez és alig változik. A szokásos lineáris erősítők kimenete sokkal többet változik a telítés után is, sőt néha csökkenhet is, ha a bemenet tovább nő. Alkalmas tervezés esetén azonban egy telítésben működő lineáris erősítő is megfelelhet limitáló erősítőként.

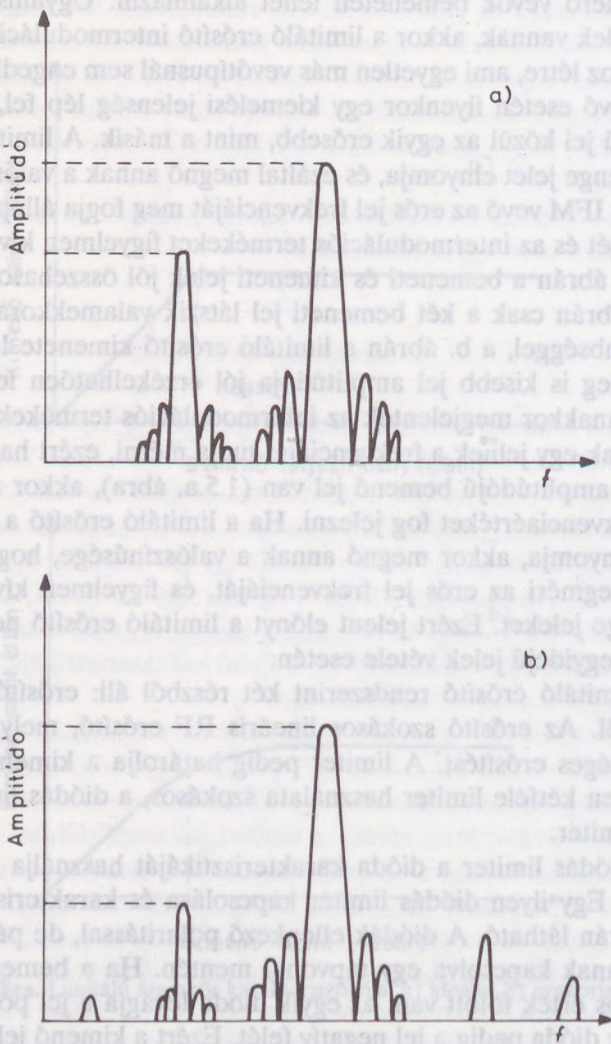
Fontos megjegyezni, hogy limitáló erősítőt csak azonnali frek-

venciamérő vevők bemenetén lehet alkalmazni. Ugyanis, ha egyidejű jelek vannak, akkor a limitáló erősítő intermodulációs termékeket hoz létre, ami egyetlen más vevőtípusnál sem engedhető meg. IFM vevő esetén ilyenkor egy kiemelési jelenség lép fel, ha a két egyidejű jel közül az egyik erősebb, mint a másik. A limitáló erősítő a gyenge jelet elnyomja, és ezáltal megnő annak a valószínűsége, hogy az IFM vevő az erős jel frekvenciáját meg fogja állapítani, míg a gyengét és az intermodulációs termékeket figyelmen kívül hagyja. Az 1.5. ábrán a bemeneti és kimeneti jelek jól összehasonlíthatók. Az a. ábrán csak a két bemeneti jel látszik valamekkora amplitúdókülönbséggel, a b. ábrán a limitáló erősítő kimenete látszik. Az eredetileg is kisebb jel amplitúdója jól érzékelhetően lecsökkent, de ugyanakkor megjelentek az intermodulációs termékek. Az IFM vevő csak egy jelnek a frekvenciáját tudja mérni, ezért ha két közel azonos amplitúdójú bemenő jel van (1.5.a. ábra), akkor a vevő hibás frekvenciaértéket fog jelezni. Ha a limitáló erősítő a gyengébb jelet elnyomja, akkor megnő annak a valószínűsége, hogy az IFM vevő megméri az erős jel frekvenciáját, és figyelmen kívül hagyja a gyenge jeleket. Ezért jelent előnyt a limitáló erősítő nemlineáris jellege egyidejű jelek vétele esetén.

A limitáló erősítő rendszerint két részből áll: erősítőből és limiterből. Az erősítő szokásos lineáris RF erősítő, mely biztosítja a szükséges erősítést. A limiter pedig határolja a kimenetet. IFM vevőkben kétféle limiter használata szokásos, a diódás limiter és a YIG limiter.

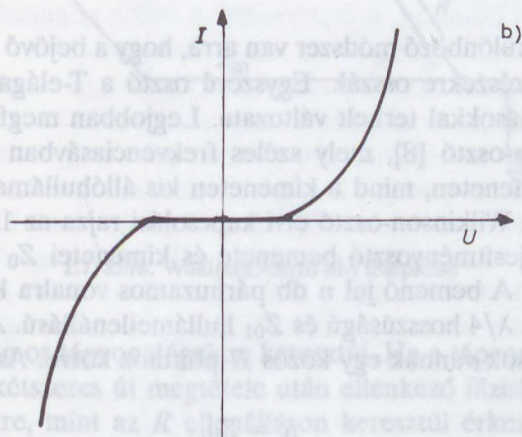
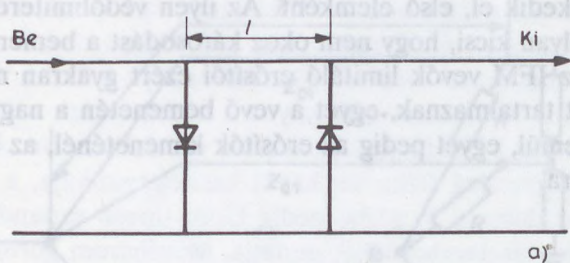
A diódás limiter a dióda karakterisztikáját használja fel limitáláshoz. Egy ilyen diódás limiter kapcsolása és karakterisztikája az 1.6. ábrán látható. A diódák ellenkező polaritással, de párhuzamosan vannak kapcsolva egy tápvonal mentén. Ha a bemenő jel egy bizonyos érték fölött van, az egyik dióda levágja a jel pozitív felét, a másik dióda pedig a jel negatív felét. Ezért a kimenő jelszint limitált lesz. Ezt a fajta limitert használják leggyakrabban, egyszerűsége és jó minősége miatt.

A YIG limiter olyan, mint egy YIG szűrő. A limiter bemenete és kimenete egy YIG gömbön keresztül van csatolva, és a YIG gömb megfelelő egyenáramú mágneses térben van. Ha a bejövő jel egy bizonyos szint alatt van, akkor a kimenő jel a bemenővel arányos.



1.5. ábra. Limitáló erősítő bemenőjel-spektruma (a) és kimenőjel-spektruma (b) két egyidejű jel esetén

Ha a bejövő jel egy küszöb fölött van, akkor a YIG gömb elkezd telítődni, és a kimenet letörik, nem nő tovább a bemenettel arányosan. A YIG limiter a nagy mágneses tér következtében valamiféle



1.6. ábra. Diódás limiter és karakterisztikája

tehetetlenséggel rendelkezik, a bemenet megnövekedésére nem tud azonnal válaszolni. Ha nagy, meredek impulzus érkezik a YIG limiterre, akkor a felfutó él nem lesz megfelelően határolva, hanem annak egy része átjut (átszökik) a YIG limiteren, ezért a kimeneten egy túske jelenik meg. A YIG limiter sávszélessége is kisebb, mint a diódás limitereké, ami az alkalmazott YIG anyag minőségétől függ. Ezenkívül a YIG limiter különleges mágneses rendszert is igényel, ezért a felépítése sokkal bonyolultabb, mint a diódás limitereké. Mindezekért a YIG limitert ritkán alkalmazzák.

Van a limitereknek még egy nagy haszna a vevőkészülékeknel, ez pedig a bemenő fokozatok védelme a túl nagy RF jelektől. Ezt

a feladatot természetesen csak akkor látja el, ha rögtön a bemeneten helyezkedik el, első elemként. Az ilyen védőlimiterek kimenő jele már olyan kicsi, hogy nem okoz károsodást a bemenő fokozatokban. Az IFM vevők limitáló erősítői ezért gyakran megosztott limitereket tartalmaznak, egyet a vevő bemenetén a nagy jelek elleni védelemül, egyet pedig az erősítők kimeneténél, az amplitúdó határolására.

1.3. Teljesítményosztó

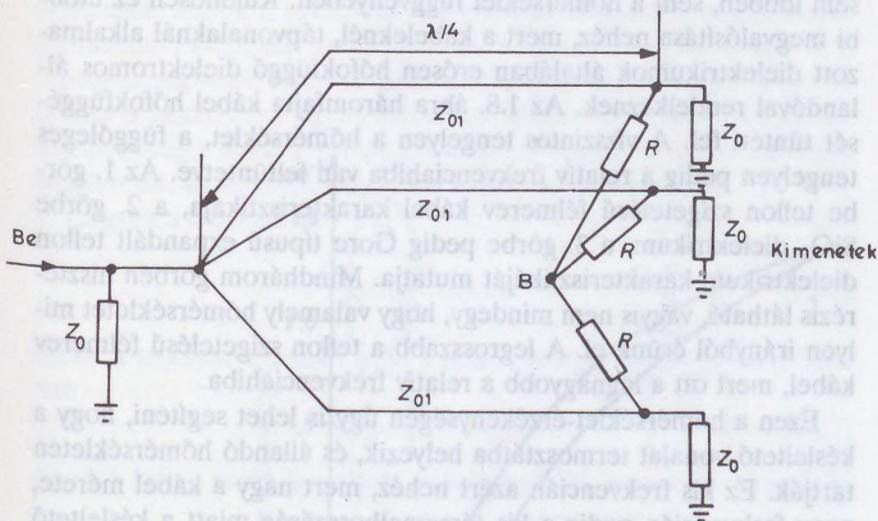
Számos különböző módszer van arra, hogy a bejövő teljesítményt különböző részekre osszák. Egyszerű osztó a T-elágazás vagy annak ellenállásokkal terhelt változata. Legjobban megfelel azonban a Wilkinson-osztó [8], mely széles frekvenciasávban működik, és mind a bemeneten, mind a kimeneten kis állóhullámaránnyal rendelkezik. A Wilkinson-osztó elvi kapcsolási rajza az 1.7. ábrán látható. A teljesítményosztó bemenete és kimenetei Z_0 hullámimpedanciájúak. A bemenő jel n db párhuzamos vonalra kerül, melyek mindegyike $\lambda/4$ hosszúságú és Z_{01} hullámellenállású. A kimenetnél R ellenállások vannak egy közös B ponthoz kötve. Az R ellenállások értéke:

$$R = Z_0. \quad (1.19)$$

A tápvonalak hullámellenállásai pedig:

$$Z_{01} = \sqrt{n} Z_0. \quad (1.20)$$

A Wilkinson-teljesítményosztó működési elve az, hogy a bemenő jel szimmetriaokok miatt egyenletesen oszlik el az n ág között. Ha a kimeneteken illesztett lezárás van, akkor semmi jel nem jut az R ellenállásokra, mert minden tápvonal azonos potenciálon van. Ha a kimenetek valamelyikénél reflexió lép fel, akkor az több felé oszlik. Egy része az ellenállásokon keresztül a többi kimenetre jut, a maradék a bemenet felé megy. Ez a jel a bemenetnél ismét eloszlik a tápvonalakra és onnan is a többi kimenetre jut. Tehát a kimenetekre kétféle úton jut el a reflektált jel, az R ellenállásokon keresztül



1.7. ábra. Wilkinson-osztó elvi felépítése

és a párhuzamos tápvonalágakon keresztül. Ha a tápvonalak hossza $\lambda/4$, akkor kétszeres út megtétele után ellenkező fázisban jut a jel a kimenetekre, mint az R ellenálláson keresztül érkező jel. Ezért ezek gyengítik egymást. Ha az (1.19) és (1.20) egyenletek teljesülnek, akkor a kétféle úton érkező reflektált jelek teljesen ki is oltják egymást. Ezért jó az elválasztás a kapuk között, és kicsi az állóhullámarány minden csatlakozási ponton. A Wilkinson-osztót ezen nagy előnyei miatt szívesen alkalmazzák IFM vevőben is. Ilyenkor természetesen az ágak száma csak kettő, de a működésen ez semmit nem változtat.

1.4. Késleltető vonalak

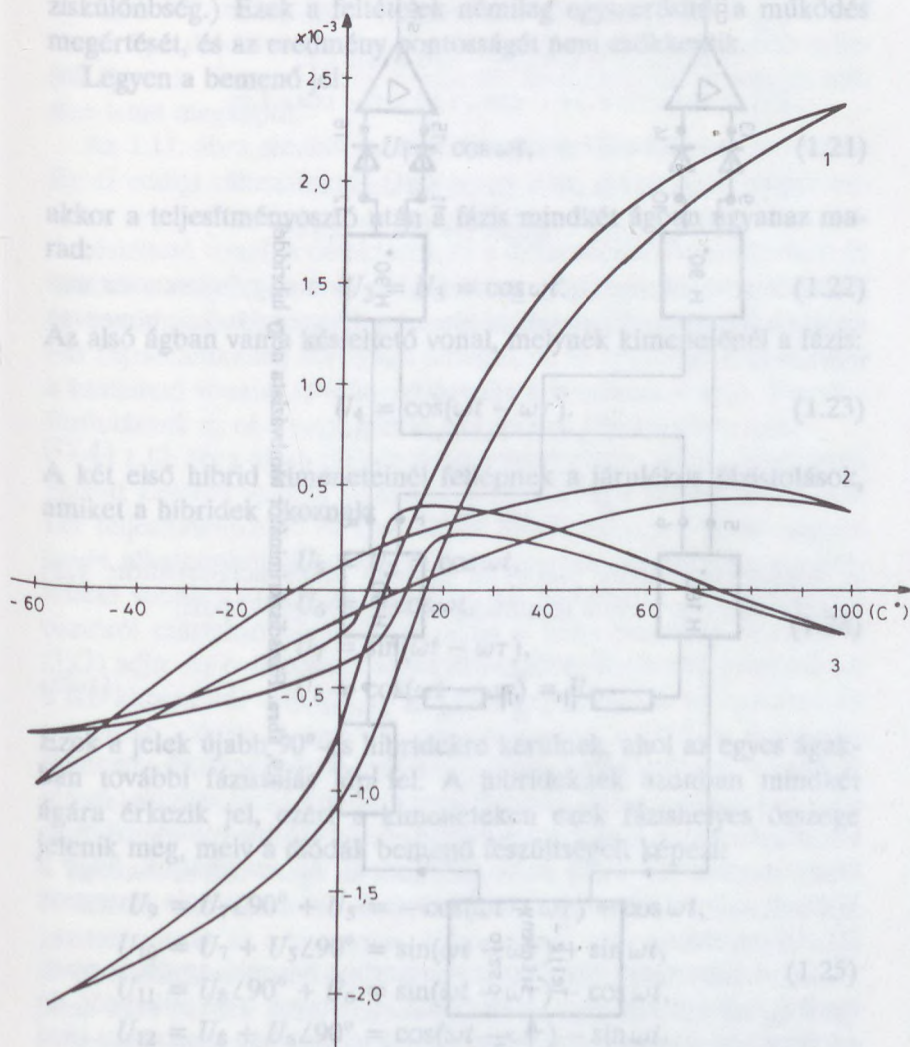
A késleltető vonalak futásidejének (τ) vagy a késleltető vonal hosszának (L) nagyon pontosnak kell lennie. Ez a pontosság itt főleg stabilitást jelent, vagyis a késleltetésnek nem szabad változni

sem időben, sem a hőmérséklet függvényében. Különösen ez utóbbi megvalósítása nehéz, mert a kábeleknél, tápvonalaknál alkalmazott dielektrikumok általában erősen hőfokfüggő dielektromos állandóval rendelkeznek. Az 1.8. ábra háromfajta kábel hőfokfüggését tünteti fel. A vízszintes tengelyen a hőmérséklet, a függőleges tengelyen pedig a relatív frekvenciahiba van feltüntetve. Az 1. görbe teflon szigetelésű félmerev kábel karakterisztikája, a 2. görbe SiO_2 dielektrikum, a 3. görbe pedig Gore típusú expandált teflon dielektrikum karakterisztikáját mutatja. Mindhárom görbén hisztérezis látható, vagyis nem mindegy, hogy valamely hőmérsékletet milyen irányból érünk el. A legrosszabb a teflon szigetelésű félmerev kábel, mert ott a legnagyobb a relatív frekvenciahiba.

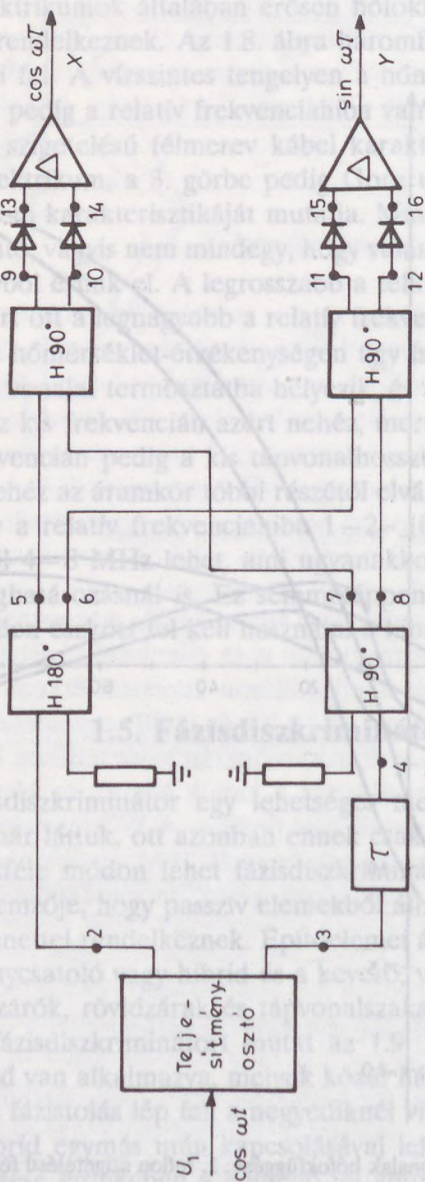
Ezen a hőmérséklet-érzékenységen úgy is lehet segíteni, hogy a késleltető vonalat termosztátba helyezik, és állandó hőmérsékleten tartják. Ez kis frekvencián azért nehéz, mert nagy a kábel mérete, nagy frekvencián pedig a kis tápvonalhosszúság miatt a késleltető vonalat nehéz az áramkör többi részétől elválasztani. Látható azonban, hogy a relatív frekvenciahiba $1-2 \cdot 10^{-3}$ nagyságú, azaz pl. 4 GHz-nél 4–8 MHz lehet, ami ugyanakkora hibát jelent a frekvenciameghatározásnál is. Ez semmiképpen nem engedhető meg, ezért minden eszközt fel kell használni a hiba csökkentésére.

1.5. Fázisdiszkriminátorok

A fázisdiszkriminátor egy lehetséges megoldását az 1.2. ábra kapcsán már láttuk, ott azonban ennek csak egy eleme volt feltüntetve. Sokféle módon lehet fázisdiszkriminátort készíteni, melyek közös jellemzője, hogy passzív elemekből állnak, két bemenettel és négy kimenettel rendelkeznek. Építőelemei általában: teljesítményosztó, iránycsatoló vagy hibrid és a keverő, valamint az ezeket kiegészítő lezárók, rövidzárok és tápvonalszakaszok. Egy általánosan használt fázisdiszkriminátort mutat az 1.9. ábra. A kapcsolásban négy hibrid van alkalmazva, melyek közül háromnál a keresztágaknál 90° -os fázistolás lép fel, a negyediknél viszont 180° . Ez utóbbit pl. két hibrid egymás után kapcsolásával lehet elérni. A tárgyalás egyszerűsítése érdekében a bemenő jel amplitúdóját egységnyi



1.8. ábra. Késleltető vonalak hőfokfüggése: 1. teflon szigetelésű félmerev kábel, 2. SiO_2 dielektrikumú kábel, 3. Gore típusú expandált teflonkábel



1.9. ábra. Fázisdiskriminátor tömbvázlata négy hibriddel

tételezzük fel, és a továbbiakban elhagyunk minden amplitúdóinformációt. Feltesszük továbbá, hogy a hibridek egyenes ága és a tápvonalszakaszok nem okoznak fázistolást. (A tápvonalszakaszok hossza a valóságban egyformára beállítható, ezért nem lép fel fáziskülönbség.) Ezek a feltételek némileg egyszerűsítik a működés megértését, és az eredmény pontosságát nem csökkentik.

Legyen a bemenő jel:

$$U_1 = \cos \omega t, \quad (1.21)$$

akkor a teljesítményosztó után a fázis mindkét ágban ugyanaz marad:

$$U_2 = U_3 = \cos \omega t. \quad (1.22)$$

Az alsó ágban van a késleltető vonal, melynek kimeneténél a fázis:

$$U_4 = \cos(\omega t - \omega \tau). \quad (1.23)$$

A két első hibrid kimeneteinél fellépnek a járulékos fázistolások, amiket a hibridek okoznak:

$$\begin{aligned} U_5 &= U_2 = \cos \omega t, \\ U_6 &= -\cos \omega t, \\ U_7 &= \sin(\omega t - \omega \tau), \\ U_8 &= \cos(\omega t - \omega \tau) = U_4. \end{aligned} \quad (1.24)$$

Ezek a jelek újabb 90°-os hibridekre kerülnek, ahol az egyes ágakban további fázistolás lép fel. A hibrideknek azonban mindkét ágára érkezik jel, ezért a kimeneteken ezek fázishelyes összege jelenik meg, mely a diódák bemenő feszültségeit képezi:

$$\begin{aligned} U_9 &= U_7 \angle 90^\circ + U_5 = -\cos(\omega t - \omega \tau) + \cos \omega t, \\ U_{10} &= U_7 + U_5 \angle 90^\circ = \sin(\omega t - \omega \tau) + \sin \omega t, \\ U_{11} &= U_8 \angle 90^\circ + U_6 = \sin(\omega t - \omega \tau) - \cos \omega t, \\ U_{12} &= U_8 + U_6 \angle 90^\circ = \cos(\omega t - \omega \tau) - \sin \omega t. \end{aligned} \quad (1.25)$$

A $\angle 90^\circ$ jel azt jelzi, hogy a feszültség 90°-os fázistolásban részesül. Ezeket az egyenleteket néhány trigonometrikus azonosság felhasználásával

nálásával át lehet alakítani (szögkülönbségből szorzattá alakítás):

$$\begin{aligned}
 U_9 &= -\cos \omega t \cos \omega \tau - \sin \omega t \sin \omega \tau + \cos \omega t = \\
 &= \cos \omega t(1 - \cos \omega \tau) - \sin \omega t \sin \omega \tau, \\
 U_{10} &= \sin \omega t \cos \omega \tau - \cos \omega t \sin \omega \tau + \sin \omega t = \\
 &= \sin \omega t(1 + \cos \omega \tau) - \cos \omega t \sin \omega \tau, \\
 U_{11} &= \sin \omega t \cos \omega \tau - \cos \omega t \sin \omega \tau - \cos \omega t = \\
 &= -\cos \omega t(1 + \sin \omega \tau) + \sin \omega t \cos \omega \tau, \\
 U_{12} &= \cos \omega t \cos \omega \tau + \sin \omega t \sin \omega \tau - \sin \omega t = \\
 &= -\sin \omega t(1 - \sin \omega \tau) + \cos \omega t \cos \omega \tau.
 \end{aligned} \tag{1.26}$$

Ezekből a feszültségekből egyenirányítás és a nagyfrekvenciás maradékok kiszűrése után csak az alacsony frekvenciás komponensek maradnak meg:

$$\begin{aligned}
 U_{13} &= 1 - \cos \omega \tau - \sin \omega \tau, \\
 U_{14} &= 1 + \cos \omega \tau - \sin \omega \tau, \\
 U_{15} &= 1 + \sin \omega \tau + \cos \omega \tau, \\
 U_{16} &= 1 - \sin \omega \tau + \cos \omega \tau.
 \end{aligned} \tag{1.27}$$

A detektorkimenetek párosával egy-egy differenciálerősítőre (Δ) vannak vezetve, mely a feszültségek különbségét képezi:

$$\begin{aligned}
 X &= U_{14} - U_{13} = 2 \cos \omega \tau, \\
 Y &= U_{15} - U_{16} = 2 \sin \omega \tau.
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

Ezeket a feszültségeket közvetlenül egy katódsugárcső vízszintes (X) és függőleges (Y) eltérítő lemezpárjaira lehet vezetni, és akkor megkapjuk a kívánt szögekijelzést. A τ értékére vonatkozó megkötést természetesen itt is be kell tartani, ha azt akarjuk, hogy a kijelzett szögértékhez egyértelműen csak egy frekvencia tartozzon [(1.10) egyenlet].

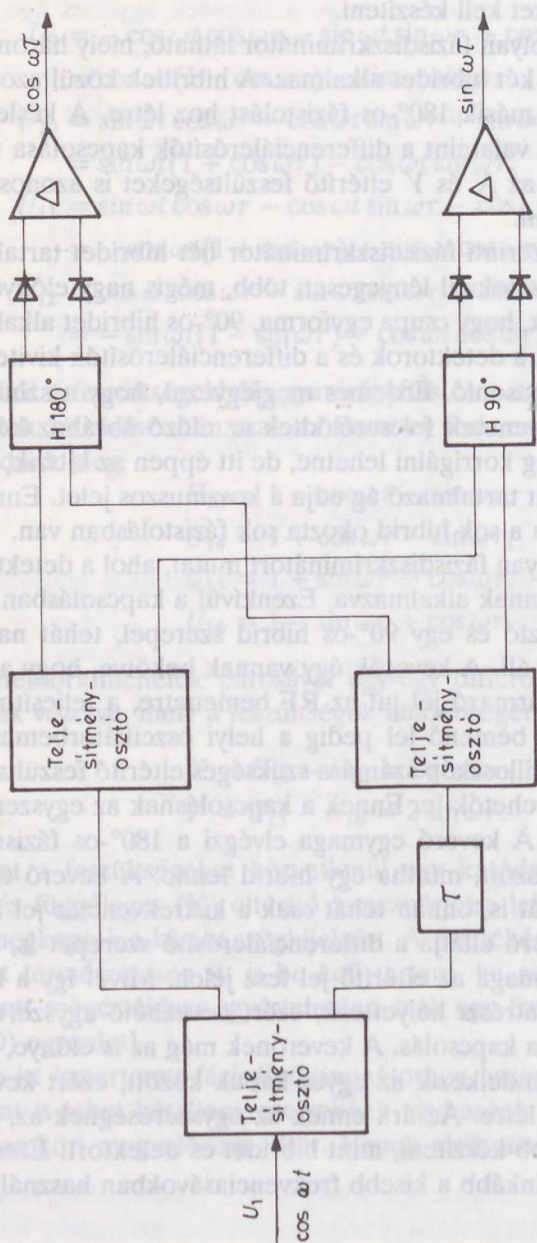
Az itt ismertetett fázisdiskriminátorhoz hasonló egyéb kapcsolásokat is lehet készíteni, melyeknek ugyanazok a fő jellemzői, de az áramköri megvalósítás eltér. Ennek elsősorban gyakorlati okai

lehetnek, hogy kisebb méretet lehet elérni, vagy könnyebben realizálható áramköröket kell készíteni.

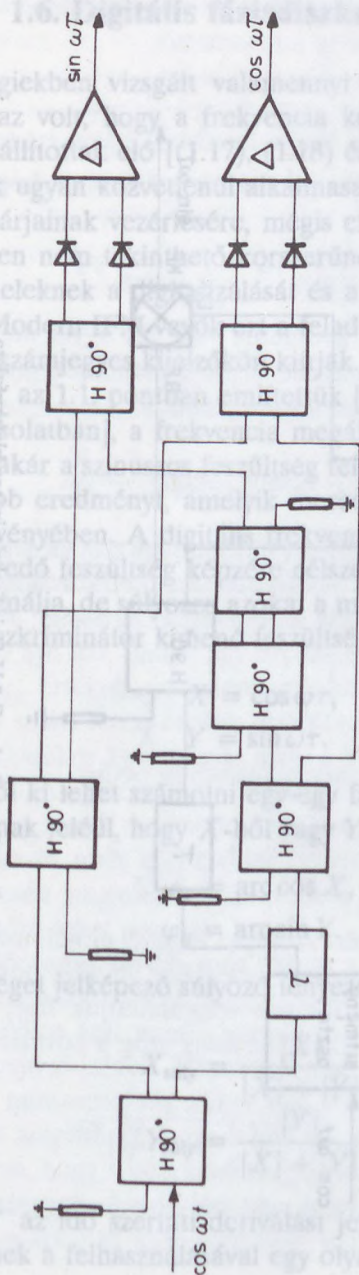
Az 1.10. ábrán olyan fázisdiszkriminátor látható, mely három teljesítményosztót és két hibridet alkalmaz. A hibridek közül azonban az egyik 90° -os, a másik 180° -os fázistolást hoz létre. A késleltető vonal és a diódák, valamint a differenciálerősítők kapcsolása teljesen azonos. Ezért az X és Y eltérítő feszültségeket is azonos módon lehet megkapni.

Az 1.11. ábra szerinti fázisdiszkriminátor hét hibridet tartalmaz. Ez az eddigi változatoknál lényegesen több, mégis nagy előnye ennek a kapcsolásnak, hogy csupa egyforma, 90° -os hibridet alkalmaz. A késleltető vonal, a detektorok és a differenciálerősítők kivitele és bekötése nagyon hasonló. Érdeemes megjegyezni, hogy a szinuszos és koszinuszos kimenetek felcserélődtek az előző ábrához képest. Ezt rajztechnikailag korrigálni lehetne, de itt éppen az látszik, hogy a késleltető vonalat tartalmazó ág adja a koszinuszos jelet. Ennek a fordulásnak az oka a sok hibrid okozta sok fázistolásban van.

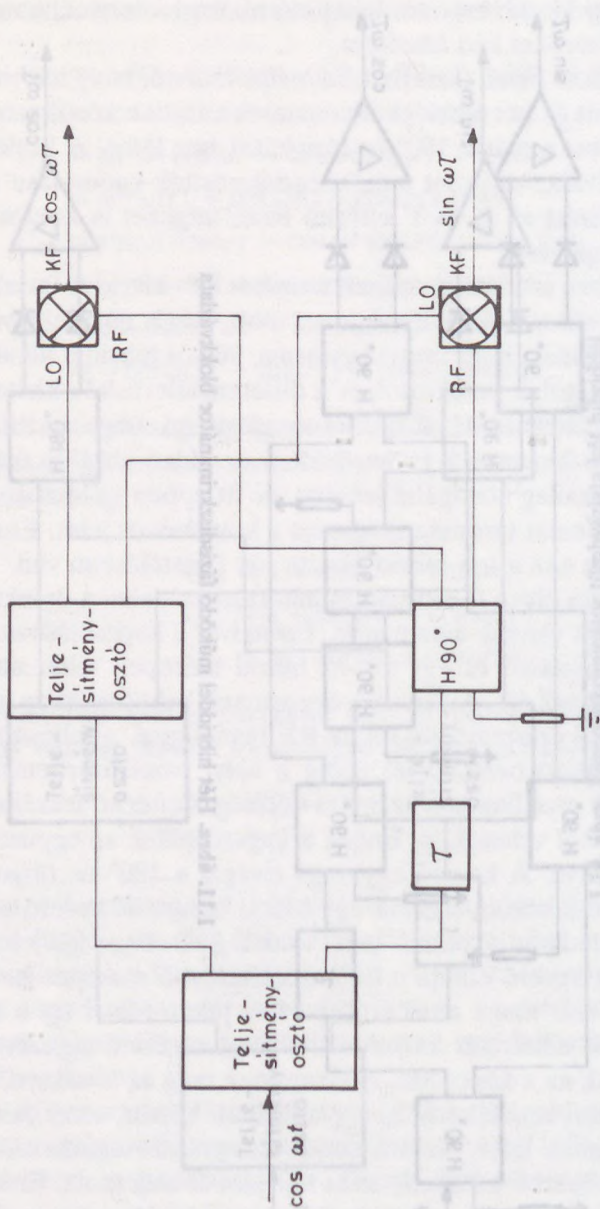
Az 1.12. ábra olyan fázisdiszkriminátort mutat, ahol a detektorok helyett keverők vannak alkalmazva. Ezenkívül a kapcsolásban csak két teljesítményosztó és egy 90° -os hibrid szerepel, tehát nagyon kevés alkatrészből áll. A keverők úgy vannak bekötve, hogy a késleltető vonalról származó jel jut az RF bemenetre, a teljesítményosztóról származó bemenő jel pedig a helyi oszcillátorbemenetet (LO) adja. Az oszcilloszkóp számára szükséges eltérítő feszültségek a KF kimenetről vehetők le. Ennek a kapcsolásnak az egyszerűség a legfőbb előnye. A keverő egymaga elvégzi a 180° -os fázistolást a két bemenete között, mintha egy hibrid lenne. A keverő ellátja a detektor feladatát is, onnan tehát csak a kisméretű jel megy tovább. Sőt a keverő ellátja a differenciálerősítő szerepét is, ezért a kimeneten már maga az eltérítő jel lesz jelen. Mivel így a keverő három más alkatrészt helyettesít, ezért nevezhető egyszerűnek, gazdaságosnak ez a kapcsolás. A keverőnek még az is előnye, hogy jó elválasztással rendelkezik az egyes kapuk között, ezért keverék jelek nem jönnek létre. Az ára ennek az egyszerűségnek az, hogy jó keverőt nehezebb készíteni, mint hibridet és detektort. Ezért ezt a fajta kapcsolást inkább a kisebb frekvenciasávokban használják.



1.10. ábra. Fázisdiskriminátor tömbvázlata két hibriddel



1.11. ábra. Hét hibriddel működő fázisdiskriminátor blokkvázlata



1.6. Digitális fázisdiszkriminátorok

Az eddigiekben vizsgált valamennyi fázisdiszkriminátor közös jellemzője az volt, hogy a frekvencia koszinuszával arányos analóg jeleket állítottak elő [(1.17), (1.18) és (1.28) képletek]. Ezek a feszültségek ugyan közvetlenül alkalmasak egy katódsugárcső eltérítő lemezpárjainak vezérlésére, mégis ez a megoldás nehézkes és semmiképpen nem tekinthető korszerűnek. Ezért meg kell oldani ezeknek a jeleknek a digitalizálását és a vételi frekvencia digitális kijelzését. Modern IFM vevők ezt a feladatot el is látják, és a vételi frekvenciát számjegyes kijelzőkön kiírják.

Mint már az 1.1. pontban említettük [az (1.17) és (1.18) képletekkel kapcsolatban], a frekvencia megállapításához akár a koszinuszos tag, akár a szinuszos feszültség felhasználható, de mindig az ad pontosabb eredményt, amelyik meredekebben változik a frekvencia függvényében. A digitális frekvenciameghatározáshoz azért egy olyan eredő feszültség képzése célszerű, mely mindkét feszültséget felhasználja, de súlyozza azokat a meredekség mértékével [9].

A fázisdiszkriminátor kimenő feszültségei:

$$\begin{aligned} X &= \cos \omega \tau, \\ Y &= \sin \omega \tau. \end{aligned} \quad (1.28)$$

Mindegyikből ki lehet számolni egy-egy fázisszöget, amit indexszel látunk el annak jelöl, hogy X -ből vagy Y -ből számoltuk-e ki:

$$\begin{aligned} \varphi_x &= \arccos X, \\ \varphi_y &= \arcsin Y. \end{aligned} \quad (1.29)$$

A meredekséget jelképező súlyozó tényezők legyenek:

$$\begin{aligned} X_{\text{súly}} &= \frac{|\dot{X}|}{|\dot{X}| + |\dot{Y}|}, \\ Y_{\text{súly}} &= \frac{|\dot{Y}|}{|\dot{X}| + |\dot{Y}|}, \end{aligned} \quad (1.30)$$

ahol $\dot{X}$ és $\dot{Y}$ az idő szerinti deriválást jelentik. Ezeknek a súlyozó tényezőknek a felhasználásával egy olyan átlag fázisszög lehet

kiszámolni, mely a pontosabb φ értéket nagyobb súllyal veszi figyelembe. Ez az átlagos fázisszög a következő:

$$\varphi = \frac{|\dot{X}|}{|\dot{X}| + |\dot{Y}|} \varphi_x + \frac{|\dot{Y}|}{|\dot{X}| + |\dot{Y}|} \varphi_y. \quad (1.31)$$

A deriváltakat ki is számolhatjuk, akkor azt kapjuk, hogy

$$\varphi = \frac{1}{1 + \operatorname{ctg} \varphi_z} \varphi_x + \frac{1}{1 + \operatorname{tg} \varphi_z} \varphi_y. \quad (1.32)$$

Ebben a kifejezésben két probléma van. Az egyik az, hogy a nevezőben is szerepel φ_z , melynek értékét nem ismerjük. Viszont az (1.28) képletek felhasználásával kifejezhető:

$$\operatorname{tg} \varphi_z = \frac{Y}{X}, \quad \text{illetve} \quad \operatorname{ctg} \varphi_z = \frac{X}{Y}. \quad (1.33)$$

A másik probléma az, hogy az (1.32) képlet a tg és ctg függvények főértékeire vonatkozik, és a képletet a többi körcikkre is fel kell írni. A tg és ctg függvények jellege miatt a $0-90^\circ$ és $180-270^\circ$ tartományban:

$$\varphi = \frac{1}{1 + \frac{X}{Y}} \varphi_x + \frac{1}{1 + \frac{Y}{X}} \varphi_y, \quad (1.34)$$

a $90-180^\circ$ és $270-360^\circ$ tartományokban pedig:

$$\varphi = \frac{1}{1 - \frac{X}{Y}} \varphi_x + \frac{1}{1 - \frac{Y}{X}} \varphi_y. \quad (1.35)$$

Az utóbbi egyenletben azért szerepel negatív előjel, mert maga a tg és ctg függvény is negatív, és a nevezőben mindig pozitív számnak kell szerepelni. Ezt a problémát megoldhatjuk úgy, ha abszolút értéket írunk a helyükre, akkor az átlag szög a következő lesz:

$$\varphi = \frac{1}{1 + \left| \frac{X}{Y} \right|} \varphi_x + \frac{1}{1 + \left| \frac{Y}{X} \right|} \varphi_y. \quad (1.36)$$

A két súlyozó tényező között még azt az összefüggést lehet észre-

venni, hogy ezek egymást 1-re egészítik ki, vagyis

$$Y_{\text{súly}} = 1 - X_{\text{súly}}. \quad (1.37)$$

Ez az áramköri megvalósításnál jelent némi előnyt. Végül az átlag szög:

$$\varphi = X_{\text{súly}}\varphi_x + (1 - X_{\text{súly}})\varphi_y, \quad (1.38)$$

ahol

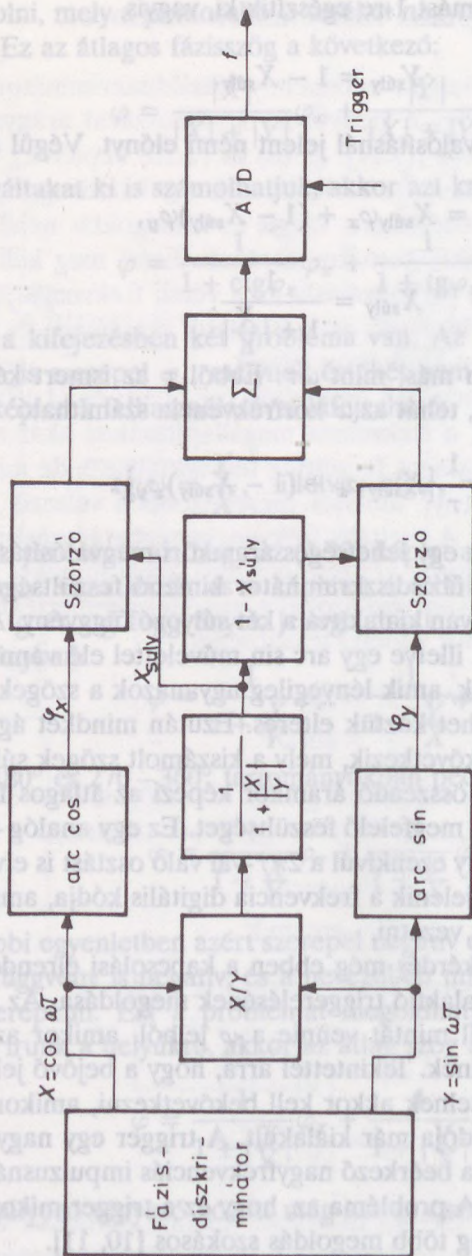
$$X_{\text{súly}} = \frac{1}{1 + \left| \frac{X}{Y} \right|}. \quad (1.39)$$

A φ szög pedig nem más, mint $\omega\tau$. Ebből τ az ismert késleltető vonal időkésleltetése, tehát az ω körfrekvencia számítható:

$$\omega = \frac{1}{\tau} [X_{\text{súly}}\varphi_x + (1 - X_{\text{súly}})\varphi_y]. \quad (1.40)$$

Ennek a kifejezésnek egy lehetséges áramköri megvalósítása látható az 1.13. ábrán. A fázisdiszkriminátor kimenő feszültségeiből az ábra középső részén van kialakítva a két súlyozó függvény. A szélső ágakban egy $\arccos$, illetve egy $\arcsin$ művelettel elő vannak állítva a φ_x és φ_y értékek, amik lényegileg ugyanazok a szögek, csak a mérési hiba miatt lehet köztük eltérés. Ezután mindkét ágon egy-egy szorzó áramkör következik, mely a kiszámolt szögek súlyozását végzi el. Ezután egy összeadó áramkör képezi az átlagos fázisszöget, illetve egy annak megfelelő feszültséget. Ez egy analóg – digitál átalakítóra kerül, mely ezenkívül a $2\pi\tau$ -val való osztást is elvégzi, és így a kimenetén megjelenik a frekvencia digitális kódja, amit számjegyes kijelzőre lehet vezetni.

Nagyon lényeges kérdés még ebben a kapcsolási elrendezésben az analóg – digitál átalakító triggerelésének megoldása. Az A/D átalakítónak akkor kell mintát vennie a φ jelből, amikor az éppen megfelel a bejövő jelnek. Tekintettel arra, hogy a bejövő jel impulzus, ezért a mintavételnek akkor kell bekövetkezni, amikor az impulzus teljes amplitúdója már kialakult. A trigger egy nagyon keskeny impulzus, hogy a beérkező nagyfrekvenciás impulzusnál feltétlenül kisebb legyen. A probléma az, hogy ez a trigger mikor lépjen fel. Erre vonatkozólag több megoldás szokásos [10, 11].

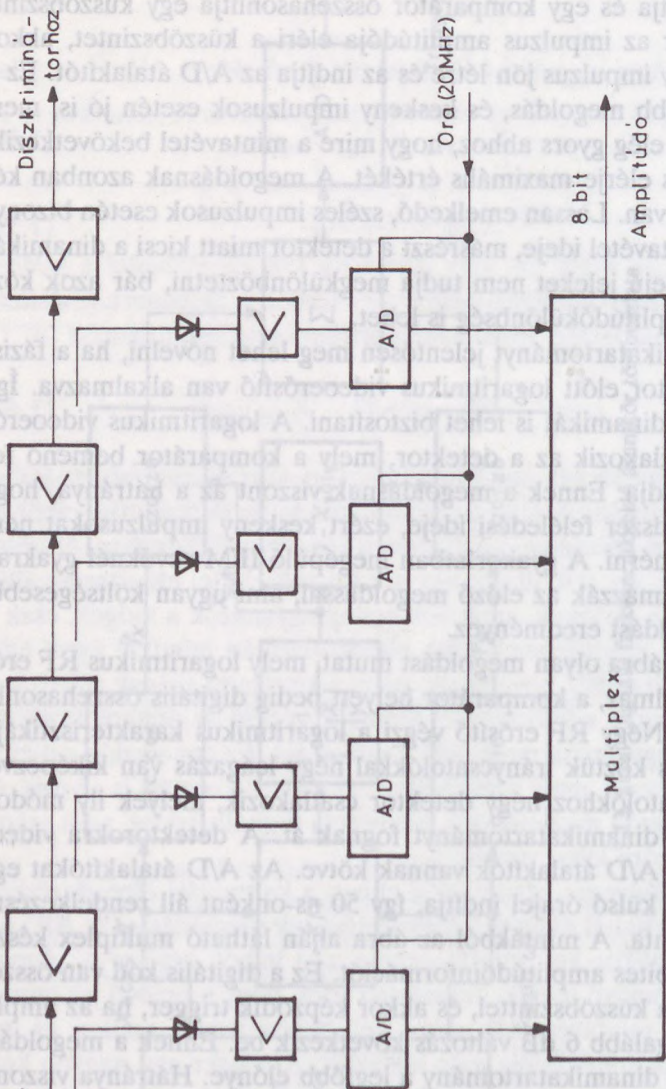


1.13. ábra. Digitális frekvenciakijelző áramkör tömbvázlata

a) **Jelre történő triggerelés.** Ez elvileg nagyon egyszerű megoldás. Amikor egy impulzus érkezik a vevőre, azt egy detektor egyenirányítja és egy komparátor összehasonlíttja egy küszöbszinttel. Amikor az impulzus amplitúdója eléri a küszöbszintet, akkor egy keskeny impulzus jön létre és az indítja az A/D átalakítót. Ez a legegyszerűbb megoldás, és keskeny impulzusok esetén jó is, mert a felfutó él elég gyors ahhoz, hogy mire a mintavétel bekövetkezik, az impulzus elérje maximális értékét. A megoldásnak azonban két hátránya is van. Lassan emelkedő, széles impulzusok esetén bizonytalan a mintavétel ideje, másrészt a detektor miatt kicsi a dinamikája, az egyidejű jeleket nem tudja megkülönböztetni, bár azok közt jelentős amplitúdókülönbség is lehet.

A dinamikatartományt jelentősen meg lehet növelni, ha a fázisdiszkriminátor előtt logaritmikus videoerősítő van alkalmazva. Így 40–50 dB dinamikát is lehet biztosítani. A logaritmikus videoerősítőhöz csatlakozik az a detektor, mely a komparátor bemenő feszültségét adja. Ennek a megoldásnak viszont az a hátránya, hogy lassú a rendszer feléledési ideje, ezért keskeny impulzusokat nem lehet vele mérni. A gyakorlatban megépülő IFM vevőknél gyakran együtt alkalmazzák az előző megoldással, ami ugyan költségesebb, de jó megoldást eredményez.

Az 1.14. ábra olyan megoldást mutat, mely logaritmikus RF erősítőket alkalmaz, a komparátor helyett pedig digitális összehasonlítást végez. Négy RF erősítő végzi a logaritmikus karakterisztikájú erősítést, és köztük iránycsatolókkal négy leágazás van kiképezve. Az iránycsatolókhöz négy detektor csatlakozik, melyek ily módon 80–90 dB dinamikatartományt fognak át. A detektorokra videoerősítők és A/D átalakítók vannak kötve. Az A/D átalakítókat egy 20 MHz-es külső órajel indítja, így 50 ns-onként áll rendelkezésre egy-egy minta. A mintákból az ábra alján látható multiplex készített egyetlen 8 bites amplitúdóinformációt. Ez a digitális kód van összehasonlítva a küszöbszinttel, és akkor képződik trigger, ha az amplitúdóban legalább 6 dB változás következik be. Ennek a megoldásnak a nagy dinamikatartomány a legfőbb előnye. Hátránya viszont, hogy az órajelnél keskenyebb (< 50 ns) impulzusokat nem vesz észre, és az éledési ideje ennek kétszerese, vagyis $0,1 \mu\text{s}$. Az áramkör felépítése nem túl költséges, mert a logaritmikus RF erősítők al-

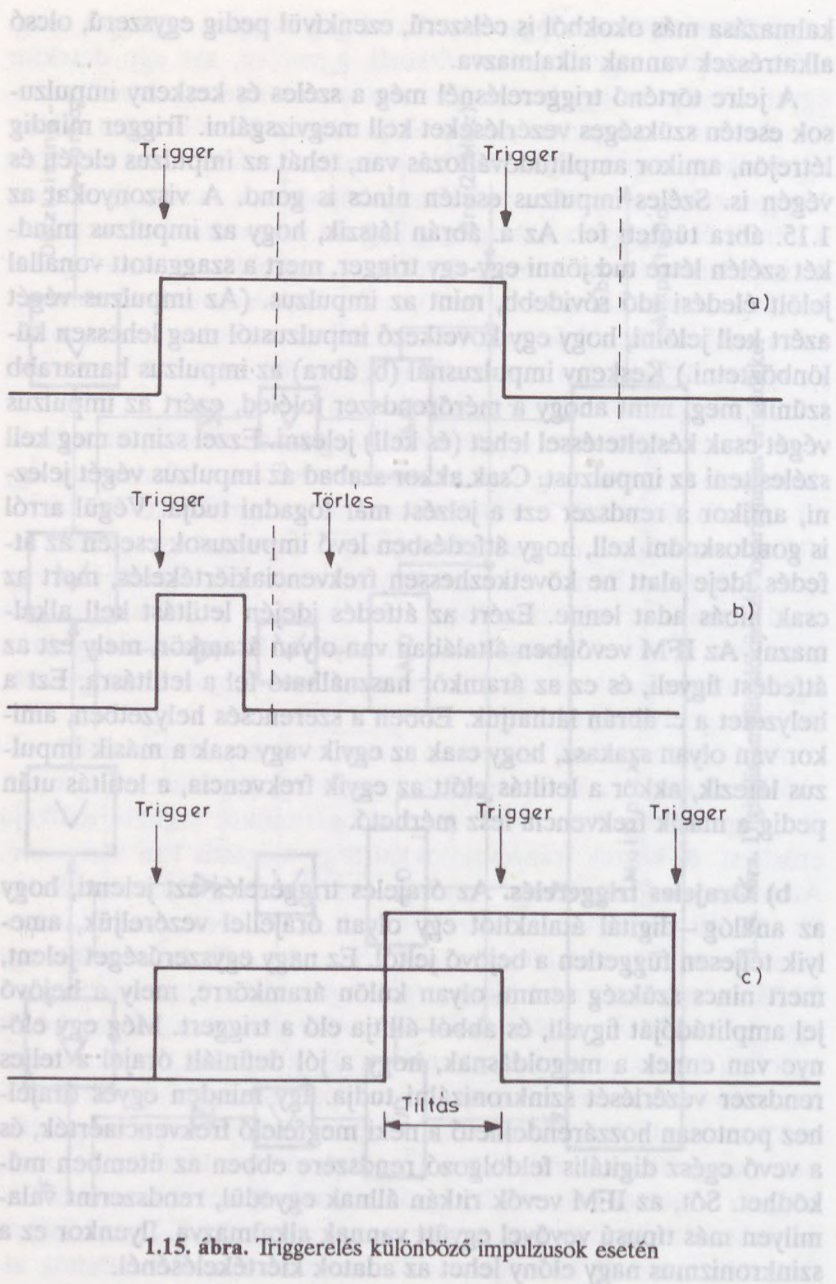


1.14. ábra. Digitális amplitűdókijelzés logaritmikus erősítővel

kalmazása más okokból is célszerű, ezenkívül pedig egyszerű, olcsó alkatrészek vannak alkalmazva.

A jelre történő triggerelésnél még a széles és keskeny impulzusok esetén szükséges vezérléseket kell megvizsgálni. Trigger mindig létrejön, amikor amplitúdóváltozás van, tehát az impulzus elején és végén is. Széles impulzus esetén nincs is gond. A viszonyokat az 1.15. ábra tünteti fel. Az a. ábrán látszik, hogy az impulzus mindkét szélén létre tud jönni egy-egy trigger, mert a szaggatott vonallal jelölt éledési idő rövidebb, mint az impulzus. (Az impulzus végét azért kell jelölni, hogy egy következő impulzustól meg lehessen különböztetni.) Keskeny impulzusnál (b. ábra) az impulzus hamarabb szűnik meg, mint ahogy a mérőrendszer feléled, ezért az impulzus végét csak késleltetéssel lehet (és kell) jelezni. Ezzel szinte meg kell szélesíteni az impulzust. Csak akkor szabad az impulzus végét jelezni, amikor a rendszer ezt a jelzést már fogadni tudja. Végül arról is gondoskodni kell, hogy átfedésben levő impulzusok esetén az átfedés ideje alatt ne következhesen frekvenciakiértékelés, mert az csak hibás adat lenne. Ezért az átfedés idején letiltást kell alkalmazni. Az IFM vevőkben általában van olyan áramkör, mely ezt az átfedést figyeli, és ez az áramkör használható fel a letiltásra. Ezt a helyzetet a c. ábrán láthatjuk. Ebben a szerencsés helyzetben, amikor van olyan szakasz, hogy csak az egyik vagy csak a másik impulzus létezik, akkor a letiltás előtt az egyik frekvencia, a letiltás után pedig a másik frekvencia lesz mérhető.

b) Órajeles triggerelés. Az órajeles triggerelés azt jelenti, hogy az analóg – digitál átalakítót egy olyan órajellel vezéreljük, amelyik teljesen független a bejövő jeltől. Ez nagy egyszerűséget jelent, mert nincs szükség semmi olyan külön áramkörre, mely a bejövő jel amplitúdóját figyeli, és abból állítja elő a triggert. Még egy előnye van ennek a megoldásnak, hogy a jól definiált órajel a teljes rendszer vezérlését szinkronizálni tudja. Így minden egyes órajelhez pontosan hozzárendelhető a neki megfelelő frekvenciaérték, és a vevő egész digitális feldolgozó rendszere ebben az ütemben működhet. Sőt, az IFM vevők ritkán állnak egyedül, rendszerint valamilyen más típusú vevővel együtt vannak alkalmazva. Ilyenkor ez a szinkronizmus nagy előny lehet az adatok kiértékelésénél.



Vannak azonban a rendszernek hibái is. Az egyik az, hogy egy impulzus indikálásához legalább két egymást követő mintavételre kell azonos frekvenciát mérni. Ellenkező esetben az egyik érték téves lehet, mert az impulzus valamelyik oldalából történt a mintavétel. Ez viszont a minimálisan mérhető impulzusszélességre jelent megkötést. Ha az órajelek pl. 25 ns-onként követik egymást, akkor a mérhető impulzus minimális szélességének 50 ns-nak kell lenni. Ennél rövidebb impulzusok esetén lehet jó eredményt mérni, de lehet rosszat is, attól függően, hogy a mintavétel és az impulzus milyen fázisban esnek egybe.

A rendszer másik hibája, hogy nagyon könnyen zavarható. Ha a bemenetre zaj vagy változó frekvenciájú jel érkezik, akkor minden mintavétel alkalmával más-más frekvenciát fog meghatározni, és ezért gyakorlatilag soha nem fog kijelezni, mert soha nem következik be az, hogy két egymást követő frekvencia azonos legyen.

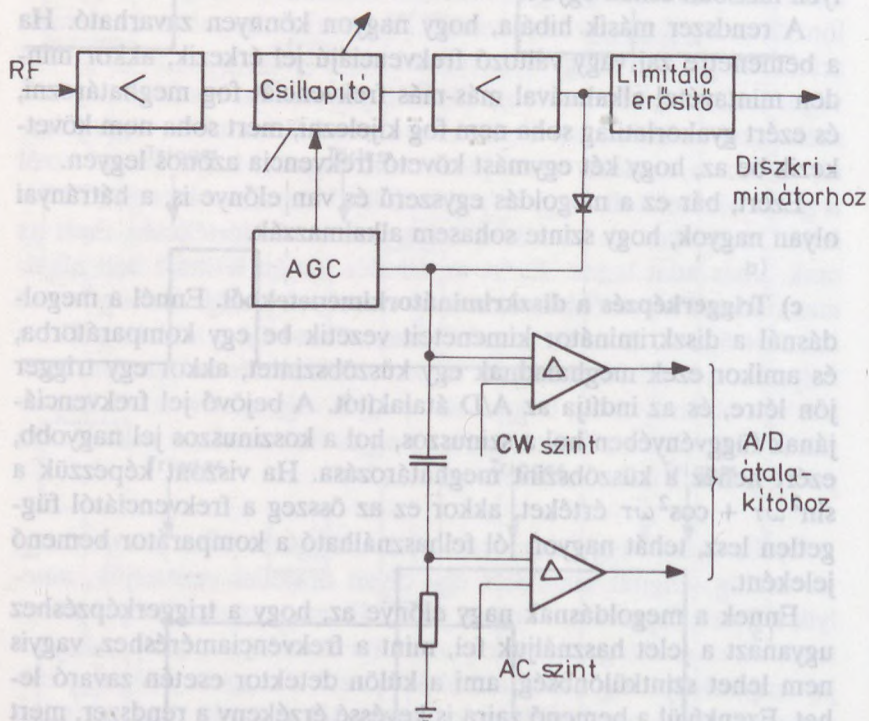
Ezért, bár ez a megoldás egyszerű és van előnye is, a hátrányai olyan nagyok, hogy szinte sohasem alkalmazzák.

c) Triggerképzés a diszkriminátorkimenetekből. Ennél a megoldásnál a diszkriminátor kimeneteit vezetik be egy komparátorba, és amikor ezek meghaladnak egy küszöbszintet, akkor egy trigger jön létre, és az indítja az A/D átalakítót. A bejövő jel frekvenciájának függvényében hol a szinuszos, hol a koszinuszos jel nagyobb, ezért nehéz a küszöbszint meghatározása. Ha viszont képezzük a $\sin^2 \omega \tau + \cos^2 \omega \tau$ értéket, akkor ez az összeg a frekvenciától független lesz, tehát nagyon jól felhasználható a komparátor bemenő jeleként.

Ennek a megoldásnak nagy előnye az, hogy a triggerképzéshez ugyanazt a jelet használjuk fel, mint a frekvenciaméréshez, vagyis nem lehet szintkülönbség, ami a külön detektor esetén zavaró lehet. Ezenkívül a bemenő zajra is kevésbé érzékeny a rendszer, mert a diszkriminátor előtt limitáló erősítő van, mely ezt a zajt jól elnyomja. Egyedüli probléma a limitáló erősítő hőmérsékletfüggéséből származhat, mely miatt a limitálási szint változik meg.

d) Gyors AGC-körös triggerelés. Ez a rendszer is külön detektort alkalmaz a komparátor bemenetének előállítására, de a gyors

működésű AGC miatt a rendszer nagy dinamikával rendelkezik. Az elvi kapcsolás az 1.16. ábrán látható. A limitáló erősítő előtt van egy kicsatolás (pl. iránycsatolóval) egy detektor felé, mely a komparátor számára ad bemenő jelet. Itt azonban két komparátor (Δ) is van, melyek közül a felső az egyenáramú szinteket is érzékeli, az alsó, a kondenzátoros leválasztás miatt, csak a váltóáramú szinteket. Ennek megfelelően a komparátorok küszöbértéke is az egyiknél egy CW jel, a másikinál pedig egy olyan egyenszint, mely az AC jelek vételénél szükséges.



1.16 ábra. Gyors AGC-körös triggerelés

A megoldás legfőbb előnye a nagy dinamika. Ezt úgy éri el, hogy az RF szakaszban egy változtatható csillapító van, amit az AGC-hurok szabályoz. Ezzel a csillapítóval könnyen el lehet érni 60 – 70 dB

dinamikakompressziót, így a detektor csak mintegy 10 dB dinamikával dolgozik, ami nagy előny. Nagyon lényeges az AGC-kör gyors működése, hogy az impulzusjeleket is követni tudja, és azokból csak akkora amplitúdóváltozást engedjen át, ami a komparátor működéséhez szükséges.

A rendszer viszonylag egyszerű, olcsó eszközökből van felépítve, és a teljesítményfelvétele is kicsi. Mindezekért nagyon előnyös megoldás az A/D átalakító vezérlő jeleinek előállítására.

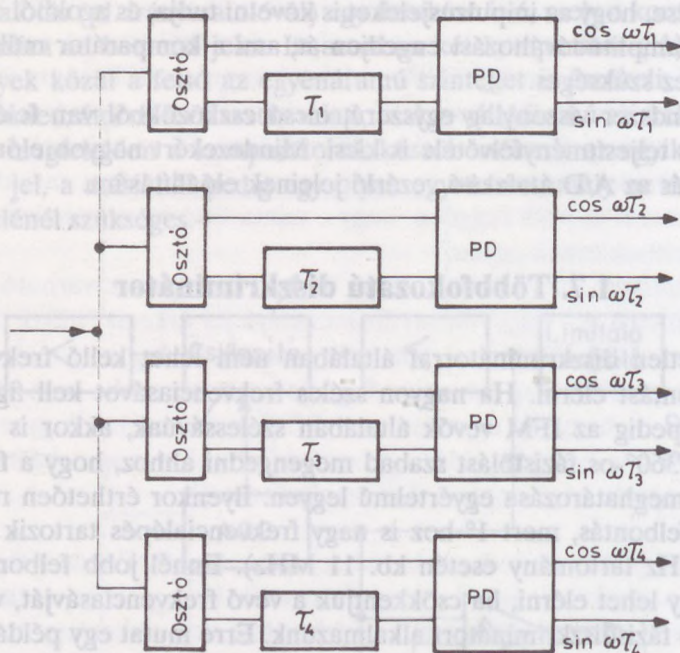
1.7. Többszintű diszkriminátor

Egyetlen diszkriminátorral általában nem lehet kellő frekvenciafelbontást elérni. Ha nagyon széles frekvenciasávot kell figyelni, márpedig az IFM vevők általában szélessávúak, akkor is legfeljebb 360°-os fázistolást szabad megengedni ahhoz, hogy a frekvencia meghatározása egyértelmű legyen. Ilyenkor érthetően rossz lesz a felbontás, mert 1°-hoz is nagy frekvenciálépés tartozik (pl. 4–8 GHz tartomány esetén kb. 11 MHz). Ennél jobb felbontást csak úgy lehet elérni, ha csökkentjük a vevő frekvenciasávját, vagy ha több fázisdiszkriminátort alkalmazunk. Erre mutat egy példát az 1.17. ábra, ahol négy diszkriminátor és négy különböző hosszúságú késleltető vonal van. A legrövidebb késleltető vonalat a vevő sáv-szélessége határozza meg:

$$\tau < \frac{1}{\Delta f}. \quad (1.41)$$

Ennél hosszabb késleltető vonal ugyanis 360°-nál nagyobb változást okoz. A leghosszabb késleltető vonal adja meg a finom frekvenciainformációt. Ennek a hosszát az korlátozza, hogy rövidebbnek kell lennie, mint az a minimális impulzusszélesség, amit a vevőnél még mérni akarunk. Ellenkező esetben ugyanis a késleltetett és nem késleltetett impulzusok soha nem találkoznak, és így a vevő nem képes annak frekvenciáját megmérni.

Térjünk vissza az 1.17. ábrához. A bejövő jel négy párhuzamos csatornára van bontva. Mindegyik csatorna egy önálló IFM vevő is lehetne, melyek mindegyike létrehoz egy $\cos \omega t$ és egy $\sin \omega t$



1.17. ábra. Négy diszkriminátor alkalmazása IFM vevőnél

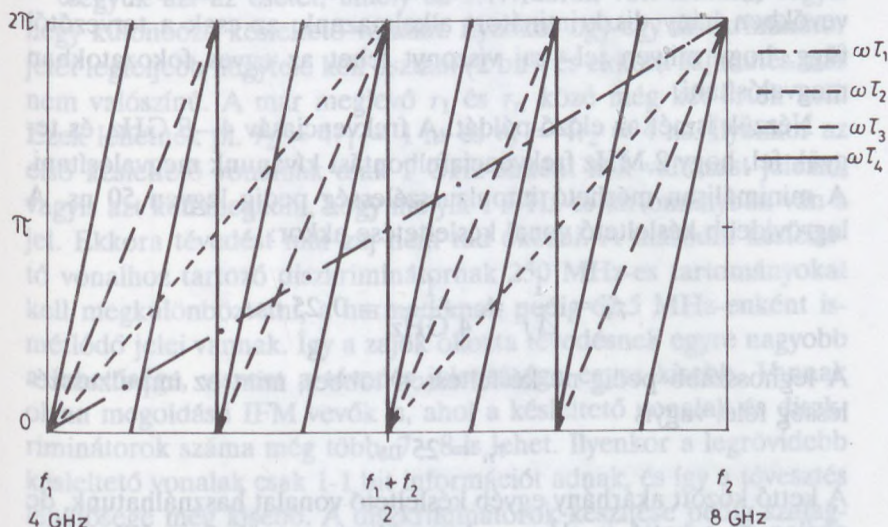
alakú kimenő feszültséget. A bejövő jel frekvenciáját ebből a négy kimenetpárból lehet meghatározni, éspedig egyre jobb felbontással, egyre kisebb frekvencialépésekben. Tegyük fel, hogy az egymás után következő késleltető vonalak mindegyike kétszer olyan hosszú, mint az előző, akkor $\tau_4 = 2\tau_3 = 4\tau_2 = 8\tau_1$. Ha a teljes sáv 4–8 GHz között van, akkor:

$$\tau_1 = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{4 \cdot 10^9} = 0,25 \text{ ns.}$$

A késleltetési idők arányán alapján:

$$\tau_2 = 0,5 \text{ ns, } \tau_3 = 1 \text{ ns és } \tau_4 = 2 \text{ ns.}$$

Az egyes diszkriminátorok fázis – frekvencia karakterisztikája az 1.18. ábrán látható. Itt a negyedik diszkriminátornál 360° szögváltozáshoz 500 MHz tartozik, tehát 1° szögváltozásnak $500/360 = 1,4$ MHz felel meg. Ez teljes összhangban van azzal, hogy 8-szor olyan hosszú késleltető vonalat alkalmazunk, mint az elsőnél, ahol a felbontás 11 MHz volt.



1.18. ábra. Négy diszkriminátor fázis – frekvencia karakterisztikája

A felbontást másképpen is lehet vizsgálni, ami főleg a digitális fázisdiszkriminátorok szempontjából fontos. Tegyük fel, hogy egy diszkriminátor csak 2 bittel járul hozzá a frekvenciainformációhoz. Akkor τ_1 felbontása $4 \text{ GHz}/4 = 1 \text{ GHz}$, azután a felbontások egyre feleződnek, a kétszereződő késleltetés miatt:

τ_2 esetén 500 MHz,

τ_3 esetén 250 MHz,

τ_4 esetén 125 MHz.

Nilvánvaló, hogy ilyen felbontás nem elég, ennél sokkal kisebb frekvenciakülönbségeket is meg akarunk határozni. Viszont minél

nagyobb számú bitet használunk fel egy-egy diszkriminátortól, annál nagyobb jel–zaj viszonyra van szükség. A nagyszámú bit létrehozásához számos finom szakaszra kell osztani a $\sin \omega t$ és $\cos \omega t$ kimeneteket és azok amplitúdóját kell összehasonlítani. Ha a szakaszok között kicsi a különbség, akkor egy annál valamivel nagyobb zaj hibás frekvenciakijelzést eredményez. A gyakorlatban azt tapasztalták, hogy egy-egy diszkriminátor max. 6 bit információt adhat, vagyis 64-nél több lépcső alkalmazása nem célszerű. Hogy a vevőkben hány diszkriminátort alkalmazunk, az csak a tervezőtől függ, hogy milyen jel–zaj viszonyt lehet az egyes fokozatokban megvalósítani.

Nézzük ismét az előző példát. A frekvenciasáv 4–8 GHz, és tegyük fel, hogy 2 MHz frekvenciafelbontást kívánunk megvalósítani. A minimálisan mérhető impulzusszélesség pedig legyen 50 ns. A legrövidebb késleltető vonal késleltetése akkor:

$$\tau_1 = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{4 \text{ GHz}} = 0,25 \text{ ns.}$$

A leghosszabb pedig ne késleltessen többet, mint az impulzusszélesség fele, vagyis

$$\tau_n = 25 \text{ ns.}$$

A kettő között akárhány egyéb késleltető vonalat használhatunk, de elvileg ez a kettő is elég. τ_n biztosíthatja a szükséges felbontást, ha elegendő sok bitet állít elő, τ_1 -nek pedig 40 MHz felbontást kell biztosítani, mert a két időállandó között 1 : 100 arány van, és $4 \text{ GHz}/100 = 40 \text{ MHz}$.

Nézzük, összesen hány bitre van szükség. 4 GHz-et kell 2 MHz-es szakaszokra bontani, ami

$$N = \frac{4000}{2} = 2000$$

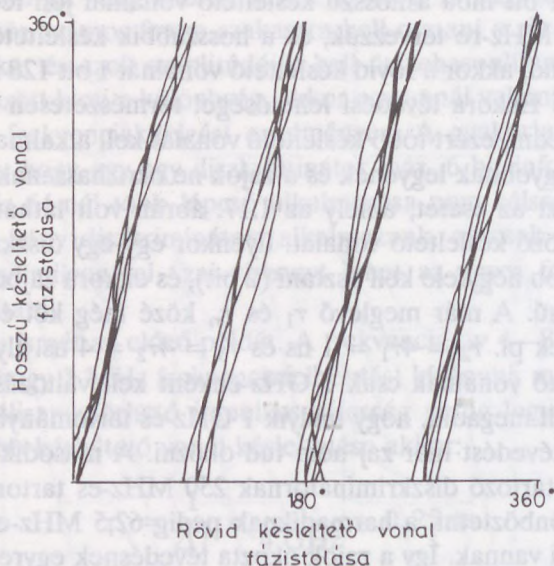
frekvencialépést jelent. Ehhez 11 bitre (2048) van szükség. Ha csak két diszkriminátor van, akkor az egyik 5, a másik 6 bitet kell szolgáltatson. Az elosztást úgy célszerű végezni, hogy a rövid késleltető vonalas diszkriminátor adjon kevesebb bitet, mert ez szabja meg a mért frekvencia nagy helyiértékű számait. Ha itt 1 bit hiba követ-

kezik be (zaj miatt), akkor az sokkal nagyobb hibát okoz, mint ha ugyanez az 1 bit hiba a hosszú késleltető vonalnál jön létre. Ha a felbontást 2 MHz-re tervezzük, és a hosszabbik késleltető vonal 6 bitet ($= 64$) ad, akkor a rövid késleltető vonalnál 1 bit 128 MHz változást jelent. Ekkora tévedési lehetőséget természetesen nem szabad megengedni, ezért több késleltető vonalat kell alkalmazni, hogy a lépések nagyobbak legyenek és a zajok ne okozhassanak bithibát.

Vegyük azt az esetet, amely az 1.17. ábrán volt látható, vagyis négy különböző késleltető vonalat. Ilyenkor egy-egy diszkriminátor jelét legfeljebb négyfelé kell osztani (2 bit), és ekkora zajbeütés már nem valószínű. A már meglevő τ_1 és τ_n közé még két érték kell. Ezek lehetnek pl. $\tau_2 = 4\tau_1 = 1$ ns és $\tau_3 = 4\tau_2 = 4$ ns. Ilyenkor az első késleltető vonalnak csak 1 GHz-enként kell változást jelezni, vagyis azt kell megadni, hogy melyik 1 GHz-es tartományban van a jel. Ekkora tévedést már zaj nem tud okozni. A második késleltető vonalhoz tartozó diszkriminátornak 250 MHz-es tartományokat kell megkülönböztetni, a harmadiknak pedig 62,5 MHz-enként ismétlődő jelei vannak. Így a zajok okozta tévedésnek egyre nagyobb a lehetősége, viszont a tévedés jelentősége egyre kisebb. Vannak olyan megoldású IFM vevők is, ahol a késleltető vonalak és diszkriminátorok száma még több, 7–8 is lehet. Ilyenkor a legrövidebb késleltető vonalak csak 1-1 bit információt adnak, és így a tévesztés lehetősége még kisebb. A diszkriminátorok készítése pedig szalagvonalas technikával elég egyszerű és nagyon kis méretben realizálható, ezért nem nagyon érdemes velük takarékoskodni. A sok késleltető vonal alkalmazásának ugyanakkor az a nagy előnye, hogy érzékenyebb vevőket lehet készíteni. Kisebb jel – zaj viszony esetén is képesek mérni, ezért sokkal gyengébb jelek frekvenciáját is meg tudják határozni. Természetesen ez a megoldás költségesebb, de mint minden esetben, a pontosságot, érzékenységet itt is meg kell fizetni.

A valóságos fázisdiszkriminátorok fázis – frekvencia karakterisztikája azonban nem olyan szép lineáris, ahogy azt az 1.18. ábra mutatta. Ezekből a szép egyenes vonalaktól több minden is eltérést okozhat:

– a fázis – frekvencia karakterisztika nemlinearitása,



1.19. ábra. Zajos diszkriminátorkarakterisztika

- a diszkriminátorok hőfokfüggése,
- az alkatrészek (főleg hibridek) frekvenciafüggősége.

Ezért az egyenes vonal helyett több görbe vonal együttese jellemzi a diszkriminátor karakterisztikáját. Ha két diszkriminátor között 4 : 1 arány van a késleltetési idő szerint, akkor a hosszabb késleltető vonal négy görbevonalsereget fog mutatni. Ilyen karakterisztika látható az 1.19. ábrán. Míg a rövid késleltető vonalhoz tartozó diszkriminátor csak egyszer futja be a 0–360°-os tartományt (vízszintes tengely), addig a hosszú késleltető vonal diszkriminátora négyszer teszi meg ugyanezt. A rövid késleltető vonalnak csak a négy görbe közül kell választani, ami elvileg nagyon egyszerű. A görbék azonban olyan sávokat alkotnak, ami miatt az átmeneteknél bizonytalanság léphet fel. Ha pl. a harmadik vonal alját nézzük, akkor a rövid késleltető vonal 180°-ot mutat. Ehhez azonban mind a 2., mind a 3. görbeseregen találhatunk metszéspontokat, vagyis lesz egy olyan sáv, amikor nem lehet különbséget tenni a kétféle

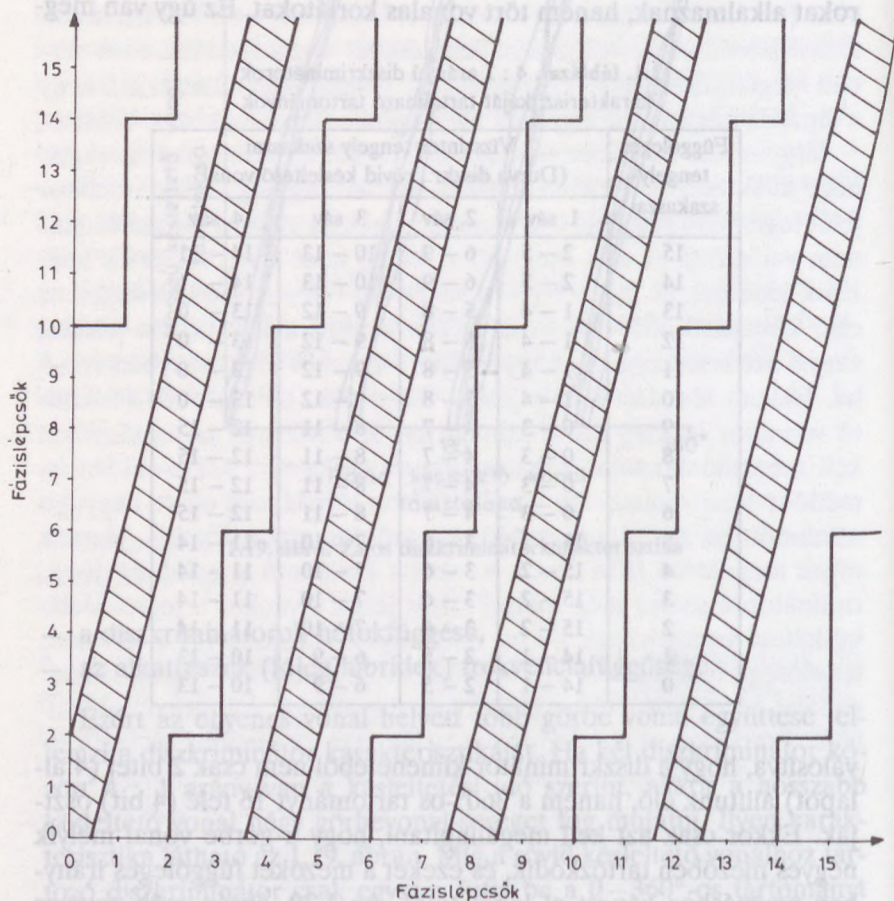
görbéhez tartozó frekvenciaértékek között. Ez nyilvánvalóan nem engedhető meg.

Ezért a berajzolt görbe vonalak közé nem egyenes vonalú határokat alkalmaznak, hanem tört vonalas korlátokat. Ez úgy van meg-

1.1. táblázat. 4 : 1 arányú diszkriminátorok karakterisztikáját tartalmazó tartományok

Függőleges tengely szakaszai	Vízszintes tengely szakaszai (Durva diszkr., rövid késleltető vonal)			
	1. sáv	2. sáv	3. sáv	4. sáv
15	2 – 5	6 – 9	10 – 13	14 – 1
14	2 – 5	6 – 9	10 – 13	14 – 1
13	1 – 4	5 – 8	9 – 12	13 – 0
12	1 – 4	5 – 8	9 – 12	13 – 0
11	1 – 4	5 – 8	9 – 12	13 – 0
10	1 – 4	5 – 8	9 – 12	13 – 0
9	0 – 3	4 – 7	8 – 11	12 – 15
8	0 – 3	4 – 7	8 – 11	12 – 15
7	0 – 3	4 – 7	8 – 11	12 – 15
6	0 – 3	4 – 7	8 – 11	12 – 15
5	15 – 2	3 – 6	7 – 10	11 – 14
4	15 – 2	3 – 6	7 – 10	11 – 14
3	15 – 2	3 – 6	7 – 10	11 – 14
2	15 – 2	3 – 6	7 – 10	11 – 14
1	14 – 1	2 – 5	6 – 9	10 – 13
0	14 – 1	2 – 5	6 – 9	10 – 13

valósítva, hogy a diszkriminátor kimenetéből nem csak 2 bitet (4 állapot) állítunk elő, hanem a 360°-os tartományt 16 felé (4 bit) osztják. Ekkor csak azt kell megállapítani, hogy a görbe vonal melyik négyes mezőben tartózkodik, és ezeket a mezőket függőleges irányban egymáshoz képest el lehet tolni. Az 1.20. ábrán még egyszer megrajzoltuk ezeket a görbevonalas karakterisztikákat, illetve helyettük egy-egy sávot rajzoltunk. A sávok közé pedig berajzoljuk a görbéket elválasztó korlátokat. Mind a vízszintes, mind a függőleges tengelyek 16 részre vannak osztva, ami megfelel a 4 bites felbontásnak. Ha most pl. a függőleges tengelyen a 4. szakaszban vagyunk és a 2. görbén, akkor a rövid késleltető vonalas diszkriminátor kimenete a 3., 4., 5. vagy 6. szakaszban lehet, a frekvencia meghatáro-



1.20. ábra. Diszkriminátorkarakterisztikák elválasztása lépcsős korlátokkal

zása mégis egyértelmű. Ugyanakkor a függőleges 12. szakaszhoz a 2. görbén az 5., 6., 7. és 8. szakasz tartozik a vízszintes tengelyen. A korlátok eltolásával az átfedés ki van zárva. Ezeket a korlátértékeket pedig nagyon egyszerűen el lehet tárolni egy ROM-ban, és az mindig el fogja végezni a megfelelő összehasonlítást. Ezeket az

értékeket az 1.1. táblázat foglalja össze. A jó áttekinthetőség érdekében a vízszintesen egymás alatt következő sorok megfelelnek az ábra vízszintesen elhelyezkedő szakaszainak.

Természetesen, ha a diszkriminátorok aránya nem 4 : 1, hanem 2 : 1, akkor még szélesebbek lesznek a korlátok. Ha viszont növekszik ez az arány, akkor egyre nehezebb megfelelő korlátokat készíteni a karakterisztikásávok közé, mert ezek egyre közelebb kerülnek egymáshoz. Ezért a gyakorlatban 8 : 1 aránynál nagyobb értéket nem szoktak megvalósítani.

A 4 : 1 arány esetén minden diszkriminátor 4 bitet szolgáltat, csak azért, hogy a korlátokat sok törésponttal lehessen megvalósítani. A frekvencia meghatározásakor erre a 4 bitre általában nincs szükség, és a kiértékelő rendszernek kell arról gondoskodni, hogy abból éppen a szükséges mennyiségű információt (1–2 bit) használja fel.

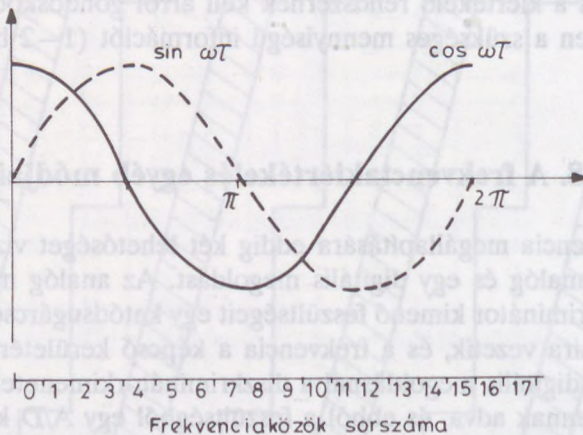
1.8. A frekvenciakiértékelés egyéb módjai

A frekvencia megállapítására eddig két lehetőséget vizsgáltunk meg, egy analóg és egy digitális megoldást. Az analóg megoldásnál a diszkriminátor kimenő feszültségeit egy katódsugárcső eltérítő lemezpárjaira vezetik, és a frekvencia a képcső kerületéről olvasható le. A digitális megoldásnál a diszkriminátorkimenetek súlyozva össze vannak adva, és ebből a feszültségből egy A/D konverter hozza létre a digitális frekvenciainformációt. Ehhez a megoldáshoz nagy sebességű logikai áramkörök szükségesek, és a minimálisan mérhető impulzusszélesség részben ettől a sebességtől is függ.

A következőkben két olyan megoldás kerül ismertetésre, ahol a kimenet szintén digitális frekvenciaadat, de nem A/D konvertereket alkalmaz annak megállapítására.

1.8.1. Frekvenciamérés amplitúdó-összehasonlítással

Ez egy gyakran alkalmazott módszer arra, hogy diszkriminátorok $\cos \omega T$ és $\sin \omega T$ alakú kimeneteit digitális frekvenciainformációvá alakítsák. Összehasonlító módszerről van szó, ezért olyan áramkört tartalmaz, melyek ezeket a feszültségeket egymással, illetve fix referenciafeszültségekkel hasonlítják össze. Az 1.21. ábra mutatja egymásra rajzolva a $\cos \omega T$ és $\sin \omega T$ függvényeket egy teljes hulám mentén. Ez a 2π periódus 16 részre van osztva, ami megfelel 4 bitnyi szónak. Minden egyes bit értéke valamilyen összehasonlításból származik.



1.21. ábra. Diszkriminátorkimenetek a Gray-kód megállapításához

Az első bit akkor lesz 1, ha

$$\begin{aligned} |\cos \omega T| - |\sin \omega T| &> 0,54 \quad \text{vagy} \\ |\sin \omega T| - |\cos \omega T| &> 0,54. \end{aligned} \quad (1.42)$$

A 0,54-es érték éppen $22,5^\circ$ esetén következik be. Minden más esetben az első bit zérus értékű. Az (1.42) kifejezés megállapításához egy differenciálerősítőre és egy komparátorra van szükség.

A differenciálerősítő képezi a két jel abszolút értékének különbségét. Ez van vezetve egy komparátorra, melynek referenciafeszültsége 0,54 relatív értéknek felel meg. A komparátor kimenete akkor lesz 1, ha az (1.42) egyenlőtlenségek valamelyike teljesül. Ez adja az első bitet.

A második bit akkor lesz 1, ha

$$|\cos \omega \tau| - |\sin \omega \tau| > 0. \quad (1.43)$$

Az ehhez szükséges áramkör nagyon hasonló az előzőhöz, de a komparátornak nincs szüksége referenciafeszültségre. Az (1.43) egyenlőtlenség teljesülése esetén a komparátor kimenete 1, minden egyéb esetben 0 lesz.

1.2. táblázat. Négy bites Gray-kód értékei egy teljes szinusz- és koszinusz hullám esetén (lásd az 1.21. ábrát)

Frekvenciaközök sorszama	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1. bit	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
2. bit	1		0		0		1		1		0		0		1	
3. bit		1				0				0				1		
4. bit			1								0					

A harmadik bit akkor lesz egy, ha

$$\cos \omega \tau > 0. \quad (1.44)$$

A negyedik bit pedig akkor lesz 1, ha

$$\sin \omega \tau > 0. \quad (1.45)$$

Ezeknek a feltételeknek az ellenőrzése egyszerű komparálási kérdés, és a komparátorok kimenete adja a megfelelő bitértéket. Az 1.2. táblázatban összefoglaltuk, hogy az egyes frekvenciaközökhöz milyen értékek tartoznak a négy bithelyen. Ebből a táblázatból érzékelhető, hogy egy Gray-kódot kaptunk, aminek az a jellemzője,

hogy egyik frekvenciaközről egy másikra áttérve csak az egyik bit változik meg az összes többi közül.

Természetesen, a 16 frekvenciaköz általában nem elegendő. Látuk az előzőekben, a közvetlen A/D átalakítós méréseknél, hogy a leghosszabb diszkriminátornál 6 bitet kell megállapítani. Ilyenkor a teljes hullámot 64 felé kell osztani, és a bitek kiértékelését $360/64 \simeq 5,6^\circ$ -onként kell elvégezni. Még nagyobb baj az, hogy ilyenkor több különbségképző és komparátor alkalmazására van szükség, ezért az áramkör fokozottan bonyolódik. A másik probléma az, hogy minél kisebb különbségek megállapításáról van szó, annál nagyobb a zaj hatása, és annál könnyebben következhet be bittévesztés.

1.8.2. Digitális frekvenciakijelzés ellenállásgyűrűvel

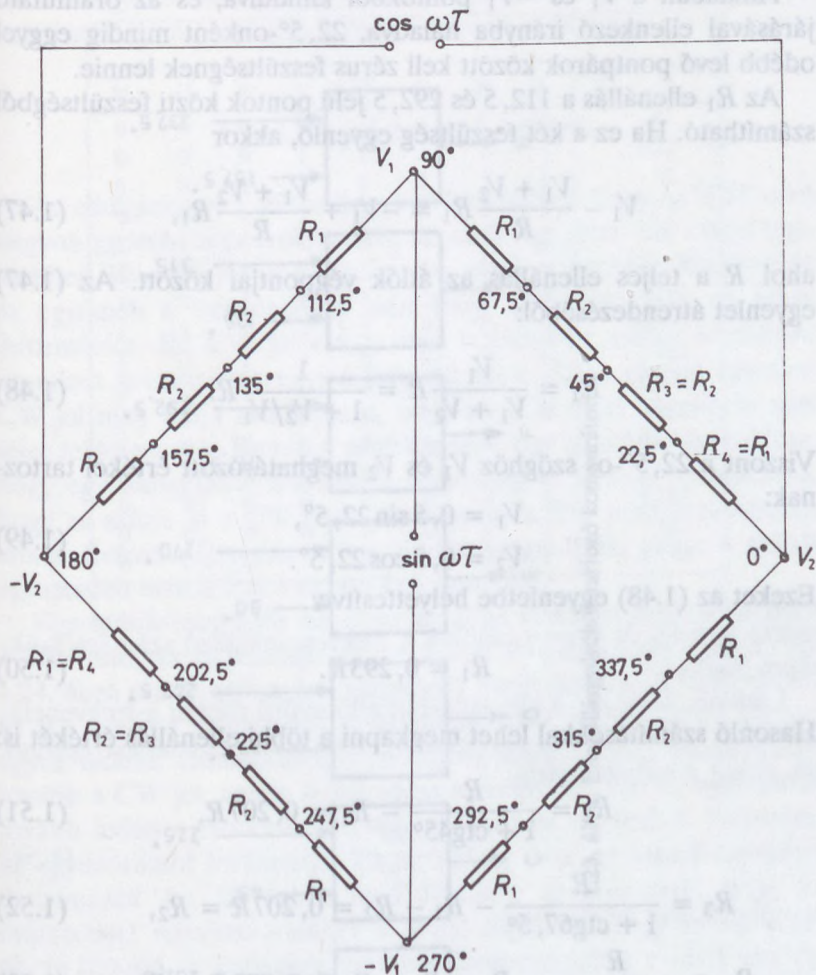
A digitális frekvenciakijelzés ugyancsak kedvelt módja az ellenállásgyűrű használata, melyet az 1.22. ábra szemléltet. Az ábrán jól láthatóan egy ellenállásnégyzetről van szó, csak azért nevezik gyűrűnek, mert a 360° -os fázisszögváltozást realizálja. A diszkriminátor kimenő jelei ($\cos \omega\tau$ és $\sin \omega\tau$) a négyzet átlóira vannak kötve. Az ellenállások találkozásánál levő pontok egy-egy fázisszögnek felelnek meg, ez van az ábrán feltüntetve. Ezek a pontok a gyűrűből ki is vannak vezetve. Az átlósan szemközt levő kimenetek egy-egy komparátorra vannak vezetve, és a komparátorok kimenete képezi az egyes biteket.

Az első feladat az ellenállásértékek meghatározása. Minthogy az átlós pontok között 4–4 ellenállás van, ezért az egyes ellenállásokra jutó szög (ami a szögmérés pontosságát is jelenti):

$$\varphi = \frac{90^\circ}{4} = 22,5^\circ. \quad (1.46)$$

Az ellenállásértékeknek ki kell elégíteniük a következő feltételeket:

- ha $\varphi = 0$, akkor $\sin \omega\tau = 0$, vagyis a V_1 és $-V_1$ pontok közti feszültség zérus;



1.22. ábra. Frekvenciamérő ellenállásgyűrű

- ha $\varphi = 22,5^\circ$, akkor a 112,5 és 292,5 pontok között legyen zérus a feszültség;
- ha $\varphi = 45^\circ$, akkor a 135 és 315 jelű pontok között kell a feszültségnek zérusnak lennie.

Általában a V_1 és $-V_1$ pontokból kiindulva, és az óramutató járásával ellenkező irányba haladva, $22,5^\circ$ -onként mindig eggyel odébb levő pontpárok között kell zérus feszültségnek lennie.

Az R_1 ellenállás a 112, 5 és 292, 5 jelű pontok közti feszültségből számítható. Ha ez a két feszültség egyenlő, akkor

$$V_1 - \frac{V_1 + V_2}{R} R_1 = -V_1 + \frac{V_1 + V_2}{R} R_1, \quad (1.47)$$

ahol R a teljes ellenállás az átlók végpontjai között. Az (1.47) egyenlet átrendezéséből:

$$R_1 = \frac{V_1}{V_1 + V_2} R = \frac{1}{1 + V_2/V_1} R. \quad (1.48)$$

Viszont a $22,5^\circ$ -os szöghöz V_1 és V_2 meghatározott értékei tartoznak:

$$\begin{aligned} V_1 &= 0,5 \sin 22,5^\circ, \\ V_2 &= 0,5 \cos 22,5^\circ. \end{aligned} \quad (1.49)$$

Ezeket az (1.48) egyenletbe helyettesítve:

$$R_1 = 0,293 R. \quad (1.50)$$

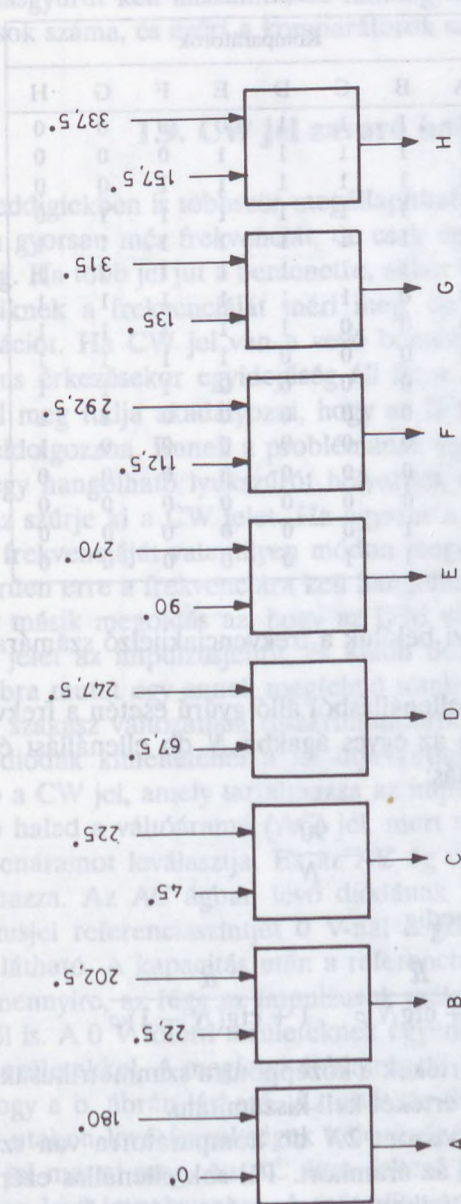
Hasonló számításokkal lehet megkapni a többi ellenállás értékét is:

$$R_2 = \frac{R}{1 + \operatorname{ctg} 45^\circ} - R_1 = 0,207 R, \quad (1.51)$$

$$R_3 = \frac{R}{1 + \operatorname{ctg} 67,5^\circ} - R_1 - R_2 = 0,207 R = R_2, \quad (1.52)$$

$$R_4 = \frac{R}{1 + \operatorname{ctg} 90^\circ} - R_1 - R_2 - R_3 = 0,293 R = R_1. \quad (1.53)$$

Az így meghatározott ellenállásgyűrű megjelölt pontjai komparátorokhoz vannak vezetve, és a komparátorok akkor adnak 1-es kimenetet, ha a bal oldali águkhoz vezetett jel az erősebb. Ez a komparátorelrendezés látható az 1.23. ábrán. Az egyes komparátorjelek összefoglalása a fázisszög függvényében az 1.3. táblázatban látható. Ez is egy Gray-kód, mert az egymás utáni frekvencialépések esetén csak az egyik bit változik meg. Ezeket a kódokat egy digitális me-



1.23. ábra. Ellenállásgyűrűhöz tartozó komparátorok

1.3. táblázat. Ellenállásgyűrű kimenő bitjei

Szög (fok)	Komparátorok							
	A	B	C	D	E	F	G	H
0	1	1	1	1	0	0	0	0
22,5	1	1	1	1	1	0	0	0
45	1	1	1	1	1	1	0	0
67,5	1	1	1	1	1	1	1	0
90	1	1	1	1	1	1	1	1
112,5	0	1	1	1	1	1	1	1
135	0	0	1	1	1	1	1	1
157,50	0	0	0	1	1	1	1	1
180	0	0	0	0	1	1	1	1
202,5	0	0	0	0	0	1	1	1
225	0	0	0	0	0	0	1	1
247,5	0	0	0	0	0	0	0	1
270	0	0	0	0	0	0	0	0
292,5	1	0	0	0	0	0	0	0
315	1	1	0	0	0	0	0	0
337,5	1	1	1	0	0	0	0	0

mória fogadja és képezi belőlük a frekvenciakijelző számára szükséges jeleket.

Látható, hogy 4–4 ellenállásból álló gyűrű esetén a frekvenciafelbontás 22,5°-os. Ha az egyes ágakba N db ellenállást építünk be, akkor a szögfelbontás:

$$\varphi = \frac{90^\circ}{N}, \quad (1.54)$$

az ellenállások értéke pedig

$$R_N = \frac{R}{1 + \operatorname{ctg} N \varphi} - \frac{R}{1 + \operatorname{ctg} (N - 1) \varphi}. \quad (1.55)$$

Mint hogy az ellenállásértékek a középpontra szimmetrikusak, ezért így csak $N/2$ ellenállás értékét kell kiszámítani.

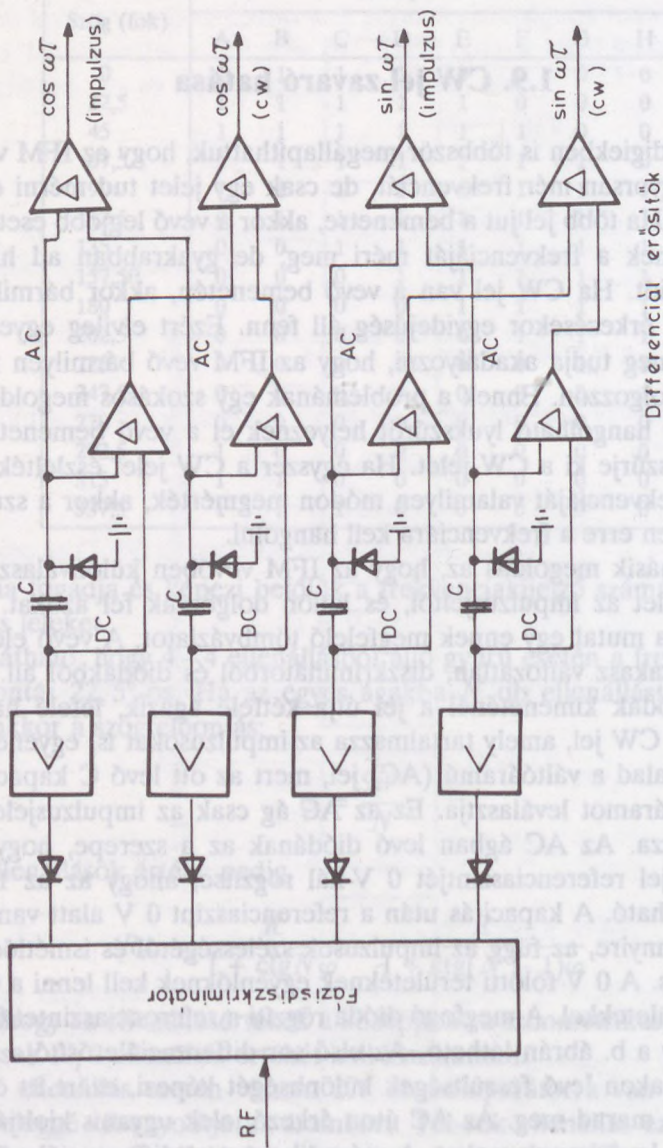
N ellenállás esetén viszont $2N$ db komparátorra van szükség, ami eléggé elbonyolítja az áramkört. Túl sok ellenállás ezért nem alkalmazható, és túl jó felbontást sem lehet elérni. Erre azonban általában nincs is szükség, mert több késleltető vonal esetén több

ellenállásgyűrűt kell használni, de mindegyikben csak kevés az ellenállások száma, és ezért a komparátorok száma is.

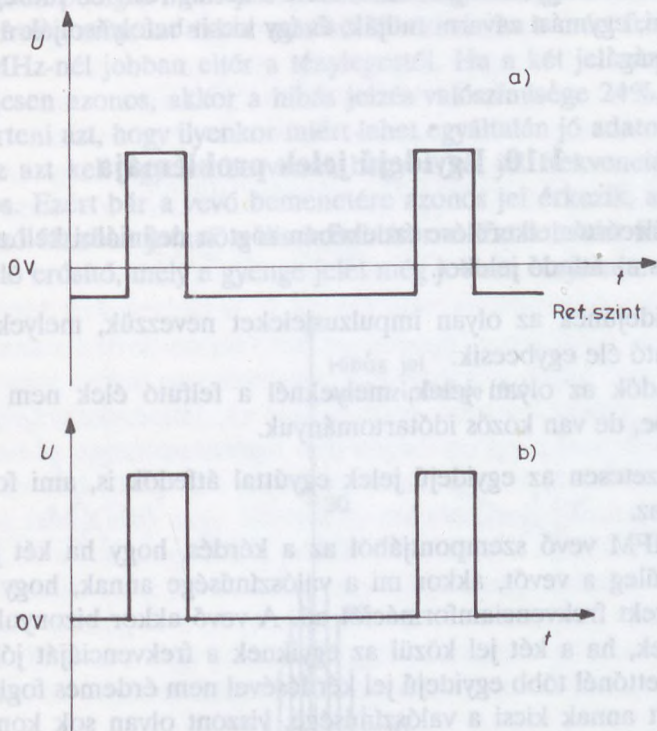
1.9. CW jel zavaró hatása

Az eddigiekben is többször megállapíthattuk, hogy az IFM vevő nagyon gyorsan mér frekvenciát, de csak egy jelet tud mérni egyidejűleg. Ha több jel jut a bemenetre, akkor a vevő legjobb esetben az egyiknek a frekvenciáját méri meg, de gyakrabban ad hibás információt. Ha CW jel van a vevő bemenetén, akkor bármilyen impulzus érkezésekor egyidejűség áll fenn. Ezért elvileg egyetlen CW jel meg tudja akadályozni, hogy az IFM vevő bármilyen más jelet feldolgozzon. Ennek a problémának egy szokásos megoldása, hogy egy hangolható lyukszűrőt helyeznek el a vevő bemenetére, hogy az szűrje ki a CW jelet. Ha egyszer a CW jelet észlelték, és ennek frekvenciáját valamilyen módon megmérték, akkor a szűrőt egyszerűen erre a frekvenciára kell hangolni.

Egy másik megoldás az, hogy az IFM vevőben különválasztják a CW jelet az impulzusjeltől, és külön dolgozzák fel azokat. Az 1.24. ábra mutat egy ennek megfelelő tömbvázlatot. A vevő elején az RF szakasz változatlan, diszkriminátorból és diódákból áll. Az egyes diódák kimeneténél a jel útja kétfelé ágazik, lefelé halad tovább a CW jel, amely tartalmazza az impulzusokat is, egyenesen tovább halad a váltóáramú (AC) jel, mert az ott levő C kapacitás az egyenáramot leválasztja. Ez az AC ág csak az impulzusjeleket tartalmazza. Az AC ágba levő diódának az a szerepe, hogy az impulzusjel referenciaszintjét 0 V-nál rögzítse, ahogy az az 1.25. ábrán látható. A kapacitás után a referenciaszint 0 V alatt van, és hogy mennyire, az függ az impulzusok szélességétől és ismétlődési idejétől is. A 0 V fölötti területeknek egyenlőknek kell lenni a 0 V alatti területekkel. A megfogó dióda rögzíti a referenciaszintet 0 V-ra, ahogy a b. ábrán látható. Az első sor differenciálerősítő a DC és AC utakon levő feszültségek különbségét képezi, ezért itt csak a CW jel marad meg. Az AC úton érkező jelek ugyanis kioltják a DC úton levő impulzusokat. A második sorozat differenciálerősítő ezután képezi a $\cos \omega t$ és $\sin \omega t$ kimeneteket, külön a CW jelre és



1.24. ábra. CW jel leválasztása IFM vevőben



1.25. ábra. Szintmegfogó dióda működése

külön az impulzusjelekre vonatkozóan. Minthogy ily módon kétféle kimenet van, ezért kétféle digitalizáló áramkörre is van szükség. Ezért ez a megoldás erősen elbonyolítja az IFM vevő áramköröit.

Ez az áramkör csak CW és impulzusjeleket tud egymástól szétválasztani. Sem két CW jelet, sem két impulzusjelet nem tud egymástól megkülönböztetni. Pl. ha egy CW jel és két impulzus van egyidejűleg jelen, ekkor a CW jel frekvenciáját biztosan meg tudja mérni, az impulzusok szétválasztásához azonban további áramkörökre van szükség. Hasonlóan nem tud megkülönböztetni két CW jelet sem. Két vagy több jel egyidejű jelenléte itt is mérési bizonytalanságot eredményez.

A frekvenciameghatározás pontossága is valamivel rosszabb,

mint ha csak egyetlen jel lenne, mert a két ág részben tud egymásra hatni, egymást zavarni tudják, és így kicsit befolyásolják a mérés pontosságát.

1.10. Egyidejű jelek problémája

A félreértés elkerülése érdekében rögtön definiálni kell az egyidejű és az átfedő jeleket.

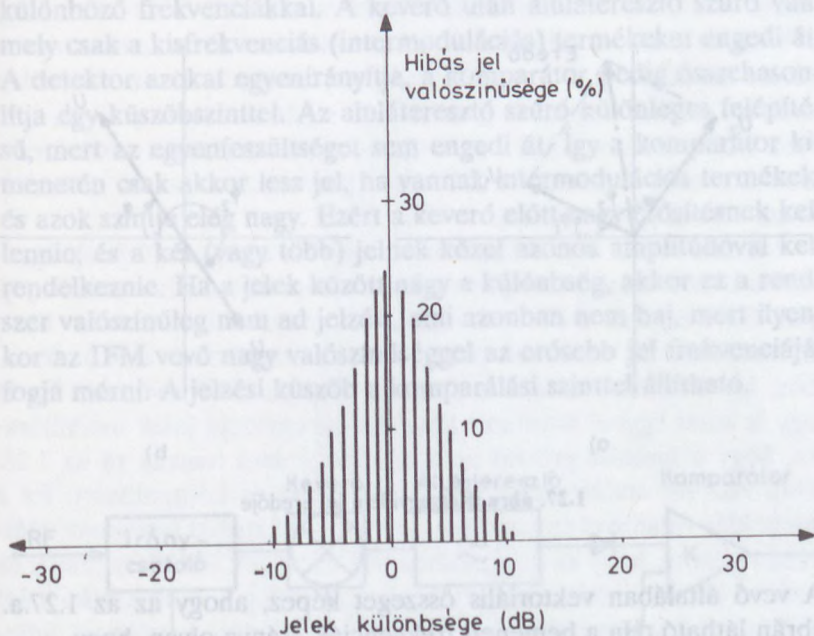
- Egyidejűnek az olyan impulzusjeleket nevezzük, melyeknek a felfutó éle egybeesik.
- Átfedők az olyan jelek, melyeknél a felfutó élek nem esnek egybe, de van közös időtartományuk.

Természetesen az egyidejű jelek egyúttal átfedők is, ami fordítva nem igaz.

Az IFM vevő szempontjából az a kérdés, hogy ha két jel éri egyidejűleg a vevőt, akkor mi a valószínűsége annak, hogy a vevő korrekt frekvenciainformációt ad. A vevő akkor bizonyul megfelelőnek, ha a két jel közül az egyiknek a frekvenciáját jól méri meg. Kettőnél több egyidejű jel kérdésével nem érdemes foglalkozni, mert annak kicsi a valószínűsége, viszont olyan sok kombináció lehetséges, hogy abból nehéz egyértelmű következtetést levonni [12].

Számos laboratóriumi mérést végeztek az IFM vevő viselkedésére vonatkozóan egyidejű jelek esetén. Mindig olyan vevőt használtak, mely amplitúdó-összehasonlítóval működik (1.8.1. pont). Az elv az, hogy a differenciálerősítők kimenetéből mintát vesznek egy konstans időkésleltetéssel azután, hogy a videojel átlépte a komparálási küszöböt. Más típusú vevőkön végzett néhány mérés azt mutatta, hogy nincs jelentős eltérés az eredmények között. A mérési eredmények azt mutatják, hogy ha két egyidejű jel éri el az IFM vevőt, és azok amplitúdója 10 dB-nél jobban nem tér el, akkor a vevő gyakran ad hibás adatot. Ahogy nő a két jel különbsége, úgy egyre kisebb lesz a hiba, és a vevő az erősebb jel frekvenciáját fogja megmérni. Egy méréssorozat eredménye látható az 1.26. ábrán, ahol a vízszintes tengelyen az amplitúdókülönbség látható, a függ-

gőlegesen pedig a hibás jelzés valószínűsége szerepel. A mérések-nél a frekvenciaadat akkor minősül hibásnak, ha a mért frekvencia 100 MHz-nél jobban eltér a ténylegestől. Ha a két jel amplitúdó-ja teljesen azonos, akkor a hibás jelzés valószínűsége 24%. Nehéz megérteni azt, hogy ilyenkor miért lehet egyáltalán jó adatot kapni. Ehhez azt kell figyelembe venni, hogy a két jel frekvenciája nem azonos. Ezért bár a vevő bemenetére azonos jel érkezik, azok kü-lönböző fázisban jutnak a diszkriminátorra. Ezt a hatást fokozza a limitáló erősítő, mely a gyenge jelet még jobban elnyomja.



1.26. ábra. Hibás frekvenciajelzés valószínűsége egyidejű jelek esetén

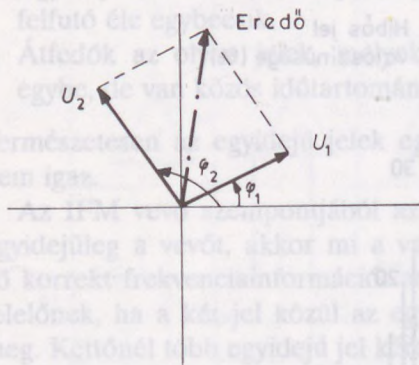
Ugyancsak a frekvenciával kapcsolatos az a jelenség, hogy a be-menő jelek bizonyos frekvenciája esetén a vevő soha nem hoz létre hibás adatot, bármilyenek is az amplitúdóarányok. Az amplitúdó-arányok függvényében a vevő az erősebb jelet méri. Ha azonban ezt az arányt kis lépésekben változtatjuk, akkor a vevő hirtelen át-ugrik a másik frekvenciára, és attól kezdve azt méri, amíg annak

amplitúdója nagyobb. Legyen a két jel körfrekvenciája ω_1 és ω_2 , és amplitúdója U_1 és U_2 . Akkor a differenciálerősítők kimenete:

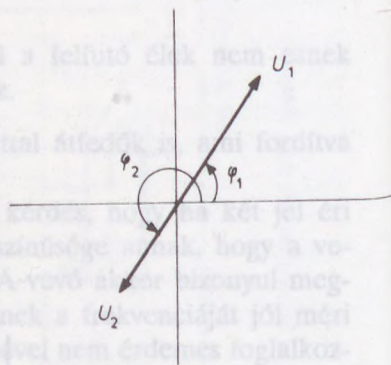
$$\begin{aligned} X &= U_1 \cos \omega_1 \tau + U_2 \cos \omega_2 \tau, \\ Y &= U_1 \sin \omega_1 \tau + U_2 \sin \omega_2 \tau. \end{aligned} \quad (1.56)$$

Ezekből a φ_1 és φ_2 fázisszögek meghatározhatók:

$$\varphi_1 = \omega_1 \tau, \quad \text{illetve} \quad \varphi_2 = \omega_2 \tau. \quad (1.57)$$



a)



b)

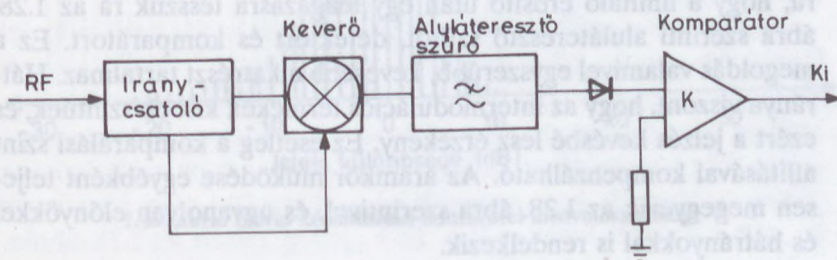
1.27. ábra. Két egyidejű jel eredője

A vevő általában vektoriális összeget képez, ahogy az az 1.27.a. ábrán látható. Ha a bemeneti frekvenciák aránya olyan, hogy

$$\varphi_2 = \varphi_1 \pm 180^\circ,$$

akkor a két vektor egy egyenesbe esik, ahogy az az 1.27.b. ábrán látható. Ilyenkor az eredő is a komponensvektorok egyenesében van, ezért a fázisszög- (frekvencia-) kijelzés pontos, és mindig a legnagyobb amplitúdójú jelet jelzi, illetve ez a kijelzés marad, amíg a másik amplitúdója jobban meg nem nő.

Tekintettel arra, hogy valamely frekvenciajelzés esetén nem tudhatjuk, hogy az jó-e vagy téves, ezért feltétlenül célszerű olyan segédjelzés alkalmazása, mely figyelmeztet egyidejű jelek vételére. Erre a célra az a jelenség használható fel jól, hogy ha két jel nemlineáris eszközre kerül, akkor ott intermodulációs termékek jönnek létre. Az egyidejű jelek létének detektálására pl. az 1.28. ábra szerinti elrendezés használható. Ha csak egy bemenő jel van, akkor a keverő kimenete egyenfeszültség. Ha több jel van egyidejűleg, akkor a keverő kimenetén intermodulációs termékek is fellépnek, különböző frekvenciákkal. A keverő után aluláteresztő szűrő van, mely csak a kisfrekvenciás (intermodulációs) termékeket engedi át. A detektor azokat egyenirányítja, a komparátor pedig összehasonlítja egy küszöbszinttel. Az aluláteresztő szűrő különleges felépítésű, mert az egyenfeszültséget sem engedi át. Így a komparátor kimenetén csak akkor lesz jel, ha vannak intermodulációs termékek, és azok szintje elég nagy. Ezért a keverő előtt nagy erősítésnek kell lennie, és a két (vagy több) jelnek közel azonos amplitúdóval kell rendelkeznie. Ha a jelek között nagy a különbség, akkor ez a rendszer valószínűleg nem ad jelzést, ami azonban nem baj, mert ilyenkor az IFM vevő nagy valószínűséggel az erősebb jel frekvenciáját fogja mérni. A jelzési küszöb a komparálási szinttel állítható.



1.28. ábra. Egyidejű jelek létének indikálása

Ez a jelzésrendszer elvileg átfedő jeleket is jelez, hiszen ilyenkor is jönnek létre intermodulációs termékek. Ha azonban az átfedés kicsi, akkor még erős jelek esetén is kevés intermodulációs termék

jön létre, ezért nem jön létre kijelzés. Az átfedő jelek feldolgozására azonban más módszerek is léteznek, nem baj, ha ez a rendszer ilyenkor nem ad figyelmeztetést.

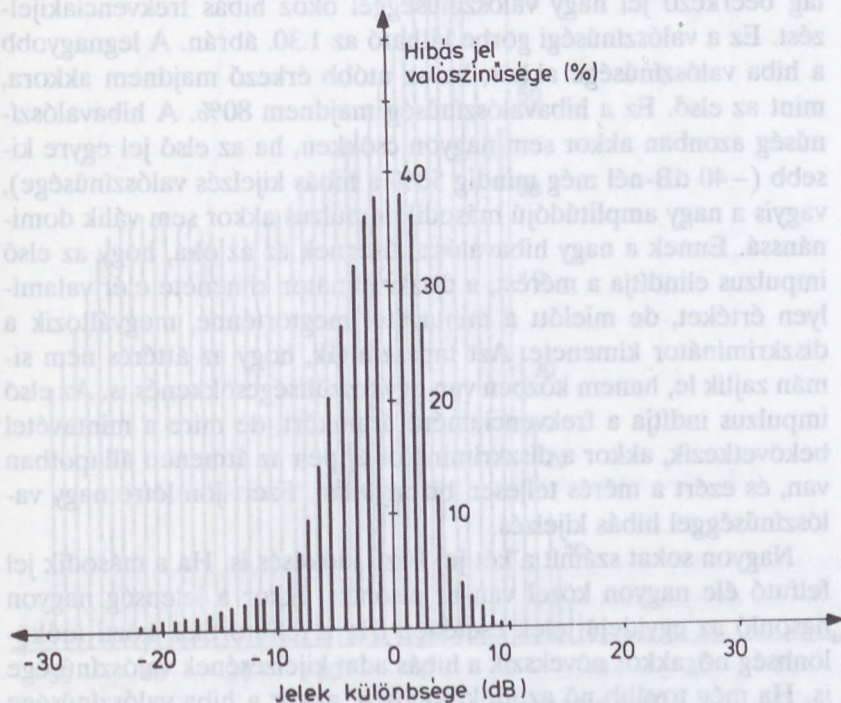
Van ennek a rendszernek még egy hibája, ami főleg szélessávú IFM vevőknél jelentkezik. Ha egy IFM vevő vételi frekvenciasávja 2–4 GHz, akkor az aluláteresztő szűrőt 2 GHz-re kell állítani. A hasznos jelek így nem jutnak át, csak az intermodulációs termékek, azok azonban mind, mert azok legnagyobb frekvenciája $4 - 2 = 2$ GHz lehet. Ha a vevő még szélesebb sávú, pl. 2–6 GHz, akkor a szűrő határfrekvenciája továbbra is csak 2 GHz lehet, hogy a hasznos jelek ne juthassanak át. Ilyenkor azonban az intermodulációs termékek $6 - 2 = 4$ GHz-ig terjedhetnek, és ezek közül is csak az alsókat engedi át a szűrő. Ha tehát két olyan jel van, melyek frekvenciatávolsága 2 és 4 GHz között van, akkor azokat ez a detektor nem érzékeli. Az IFM vevő frekvenciasávjainak kialakításánál erre is kell gondolni.

Miként ebben a pontban már említettük, az egyidejű jelek figyelésének az a lényege, hogy valamilyen intermodulációs termék jön létre, a vételi frekvenciasávnál alacsonyabb frekvencián. Ilyen intermodulációs terméket pedig minden nemlineáris eszköz létrehoz, így a limitáló erősítő is (ha van ilyen az IFM vevőben). Ezért úgy is lehet figyelő áramkört készíteni az egyidejű jelek indikálására, hogy a limitáló erősítő után egy leágazásra tesszük rá az 1.28. ábra szerinti aluláteresztő szűrőt, detektort és komparátort. Ez a megoldás valamivel egyszerűbb, kevesebb alkatrészt tartalmaz. Hátránya viszont, hogy az intermodulációs termékek kisebb szintűek, és ezért a jelzés kevésbé lesz érzékeny. Ez esetleg a komparálási szint állításával kompenzálható. Az áramkör működése egyébként teljesen megegyezik az 1.28. ábra szerintivel, és ugyanolyan előnyökkel és hátrányokkal is rendelkezik.

1.11. Átfedő jelek kijelzése

Átfedőnek az olyan impulzusokat nevezzük, melyek felfutó éle nem esik egybe, de valamennyi ideig mindkét impulzus egyidejűleg jelen van (lásd még 1.15.c. ábra). A legtöbb IFM vevőben azt

figyelik, hogy az impulzus felfutó éle mikor lépi át a komparátor küszöbszintjét, és ezután némi időkéselettel vesznek mintát a diszkriminátor kimenetéből (A/D konverter). Ha a második impulzus akkor érkezik, amikor az első impulzus frekvenciájának mérése már befejeződött, akkor a második impulzus nem okoz zavart, legfeljebb a második impulzus frekvenciáját a vevő nem méri meg.



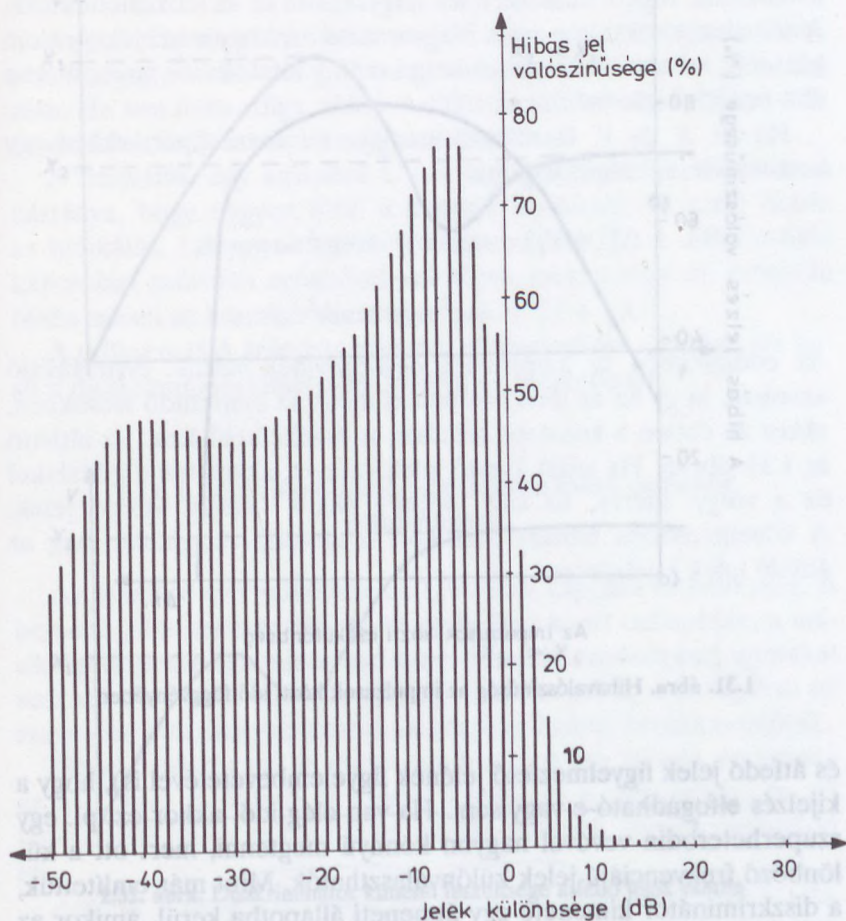
1.29. ábra. Rövid késleltetésű mintavétel hibavalószínűsége

A hibás kijelzés akkor következik be, ha az elsőnek érkező impulzus elindítja a frekvenciamérő áramkört, és a második impulzus beérkezik, mielőtt az első mérés befejeződne. Ha a második jel sokkal gyengébb, mint az első, akkor nem zavarja a mérést. Ha azonban a második impulzus az erősebb, akkor az hibás mérést eredményez. Az 1.29. ábra a hibás jelzés valószínűségét tünteti fel akkor,

ha a mintavételig tartó késleltetési idő kicsi (20 ns körül van). Az eredmény magyon hasonló az egybeeső jelek esetéhez (1.26. ábra), de a hiba valószínűsége nagyobb, és a valószínűség kicsit balra eltolódott, vagyis amikor az első jel 10 dB-lel kisebb, mint a második, akkor nagyobb a hibák valószínűsége, mint amikor az első jel 10 dB-lel nagyobb. Lényegesen rosszabb a helyzet akkor, ha a mintavételt erősen késleltetjük (80–100 ns ideig). Ilyenkor az utólag beérkező jel nagy valószínűséggel okoz hibás frekvenciakijelzést. Ez a valószínűségi görbe látható az 1.30. ábrán. A legnagyobb a hiba valószínűsége akkor, ha az utóbb érkező majdnem akkora, mint az első. Ez a hibavalószínűség majdnem 80%. A hibavalószínűség azonban akkor sem nagyon csökken, ha az első jel egyre kisebb (–40 dB-nél még mindig 50% a hibás kijelzés valószínűsége), vagyis a nagy amplitúdójú második impulzus akkor sem válik dominánssá. Ennek a nagy hibavalószínűségnek az az oka, hogy az első impulzus elindítja a mérést, a diszkriminátor kimenete elér valamilyen értéket, de mielőtt a mintavétel megtörténne, megváltozik a diszkriminátor kimenete. Azt tapasztalták, hogy az áttérés nem simán zajlik le, hanem közben van egy feszültségcsökkenés is. Az első impulzus indítja a frekvenciamérő áramkört, de mire a mintavétel bekövetkezik, akkor a diszkriminátor éppen az átmeneti állapotban van, és ezért a mérés teljesen bizonytalan. Ezért jön létre nagy valószínűséggel hibás kijelzés.

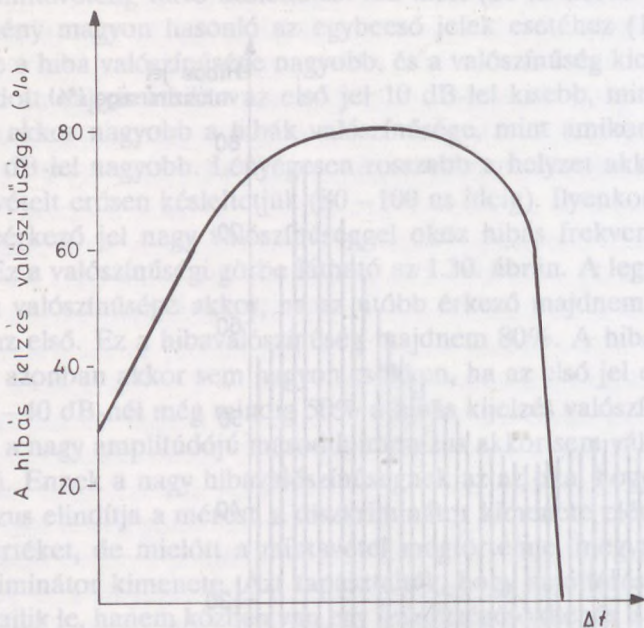
Nagyon sokat számít a két jel közti időkésés is. Ha a második jel felfutó éle nagyon közel van az elsőhöz, akkor a jelenség nagyon hasonló az egyidejű jelek esetéhez. Ha a felfutó élek közti időkülönbség nő, akkor növekszik a hibás adat kijelzésének valószínűsége is. Ha még tovább nő az időkülönbség, akkor a hiba valószínűsége lassan csökken, és ha a második jel a mintavétel után következik be, akkor a mérés hibátlan lesz. Ez a „jelleg” látszik az 1.31. ábrán, amikor a hiba valószínűsége nagyon gyorsan lecsökken.

Az átfedő (vagy egyidejű) jelek esetén a vevő jelfeldolgozó áramköreinek ugyanúgy kell működni, mintha jó adatot mérnének. Ez a jelfeldolgozó áramkörök számára feleslegesen nagy terhelést jelent, és még haszon sincs belőle. Sőt, a kezelőszemélyzet azt hiheti, hogy valós információt kapott, és ezért hibás cselekvés következhet. Minthogy ideális vevőt nem lehet építeni, ezért kívánatos, hogy leg-



1.30. ábra. Hosszú késleltetésű mintavétel hibavalószínűsége

alább valamilyen jelzés legyen arra az esetre, ha a kimenet hibás lehet, ha átfedő jelek érkeztek a vevőre. Ilyenkor a frekvenciakijelzés még lehet jó is, de lehet rossz is, és mint az 1.26. és 1.29. ábrákból meg lehet ítélni, a helyes kijelzésnek is elég nagy a valószínűsége. Ezért végül is a vevőnek minden bejövő jelből képezni kell egy frekvenciainformációt, és a kezelőknek kell eldönteni (az egyidejű

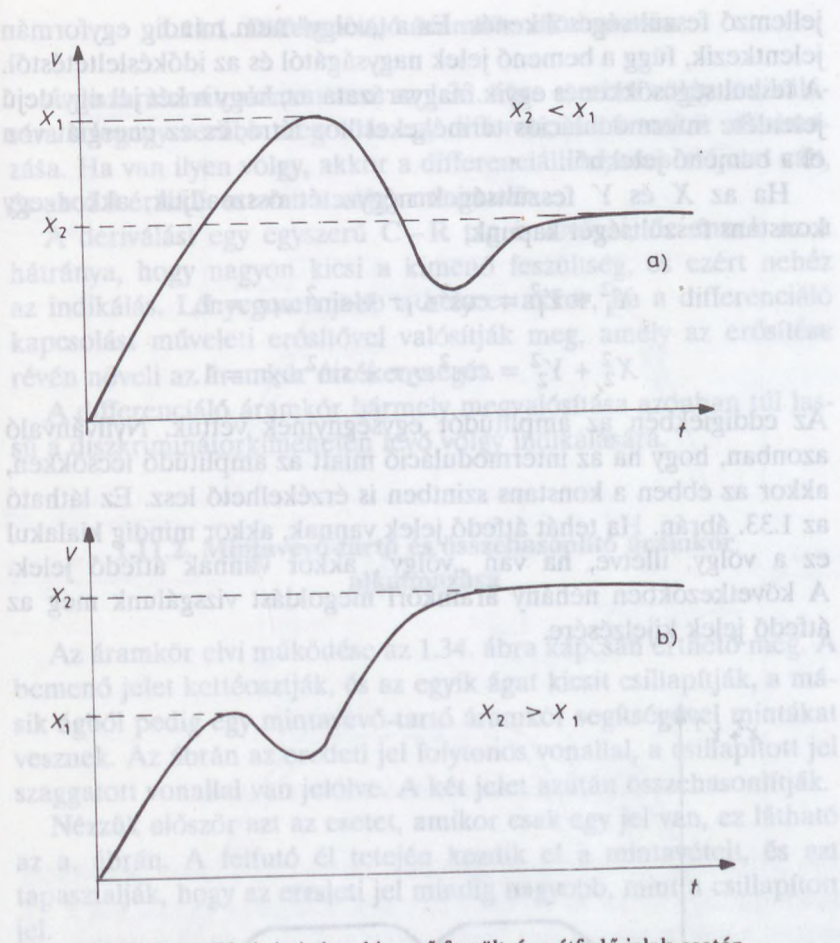


Az impulzusok közti időkülönbség

1.31. ábra. Hibavalószínűség az impulzusok közti idő függvényében

és átfedő jelek figyelmeztető jelének figyelembevételével is), hogy a kijelzés elfogadható-e vagy sem. Ha van elég idő, akkor ezt pl. egy szuperheterodin vevővel nagyon könnyű megtenni, mert ott a különböző frekvenciájú jelek különválaszthatók. Mint már említettük, a diszkriminátor kimenete egy átmeneti állapotba kerül, amikor az egyik impulzusról egy másik impulzus mérésére tér át. Ebben az átmeneti időszakban mindig van egy feszültségcsökkenés is. Az 1. impulzushoz tartozó kimenetek:

$$\begin{aligned} X_1 &= \cos \omega_1 \tau, \\ Y_1 &= \sin \omega_1 \tau, \end{aligned} \quad (1.58)$$



1.32. ábra. Diszkriminátor kimenő feszültsége átfedő jelek esetén

a 2. impulzus esetén pedig

$$\begin{aligned} X_2 &= \cos \omega_2 \tau, \\ Y_2 &= \sin \omega_2 \tau. \end{aligned} \quad (1.59)$$

Ezeknek a feszültségeknek az időbeli változása látható az 1.32. ábrán. Az a. ábra esetén $X_2 < X_1$, a b. ábrán $X_2 > X_1$. Az Y feszültségek ugyanígy viselkednek. Az ábrákon jól látható az átmenetre

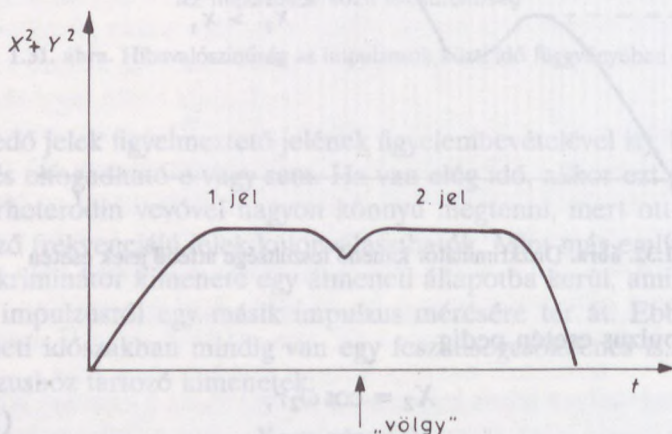
jellemző feszültségcsökkenés. Ez a „völgy” nem mindig egyformán jelentkezik, függ a bemenő jelek nagyságától és az időkésléltetéstől. A feszültségcsökkenés egyik magyarázata az, hogy a két jel egyidejű jelenléte intermodulációs termékeket hoz létre, és ez energiát von el a bemenő jelekből.

Ha az X és Y feszültségek négyzetét összeadjuk, akkor egy konstans feszültséget kapunk,

$$X_1^2 + Y_1^2 = \cos^2 \omega_1 \tau + \sin^2 \omega_1 \tau = 1,$$

$$X_2^2 + Y_2^2 = \cos^2 \omega_2 \tau + \sin^2 \omega_2 \tau = 1.$$

Az eddigiekben az amplitúdót egységnyiinek vettük. Nyilvánvaló azonban, hogy ha az intermoduláció miatt az amplitúdó lecsökken, akkor az ebben a konstans szintben is érzékelhető lesz. Ez látható az 1.33. ábrán. Ha tehát átfedő jelek vannak, akkor mindig kialakul ez a völgy, illetve, ha van „völgy”, akkor vannak átfedő jelek. A következőkben néhány áramkörü megoldást vizsgálunk meg az átfedő jelek kijelzésére.



1.33. ábra. Átfedő jeleket jelző „völgy” a diszkriminátorkimeneteken

1.11.1. Differenciáló áramkör alkalmazása

A diszkriminátorkimeneten, az 1.33. ábra szerinti völgy indikálására a legegyszerűbb megoldás egy differenciáló áramkör alkalmazása. Ha van ilyen völgy, akkor a differenciálhányados előjelet vált, és ahol 0 értékű, ott van a völgy minimuma.

A deriválást egy egyszerű C–R tag is elvégzi, de ennek az a hátránya, hogy nagyon kicsi a kimenő feszültség, és ezért nehéz az indikálás. Lényegesen jobb a helyzet akkor, ha a differenciáló kapcsolást műveleti erősítővel valósítják meg, amely az erősítése révén növeli az áramkör érzékenységét.

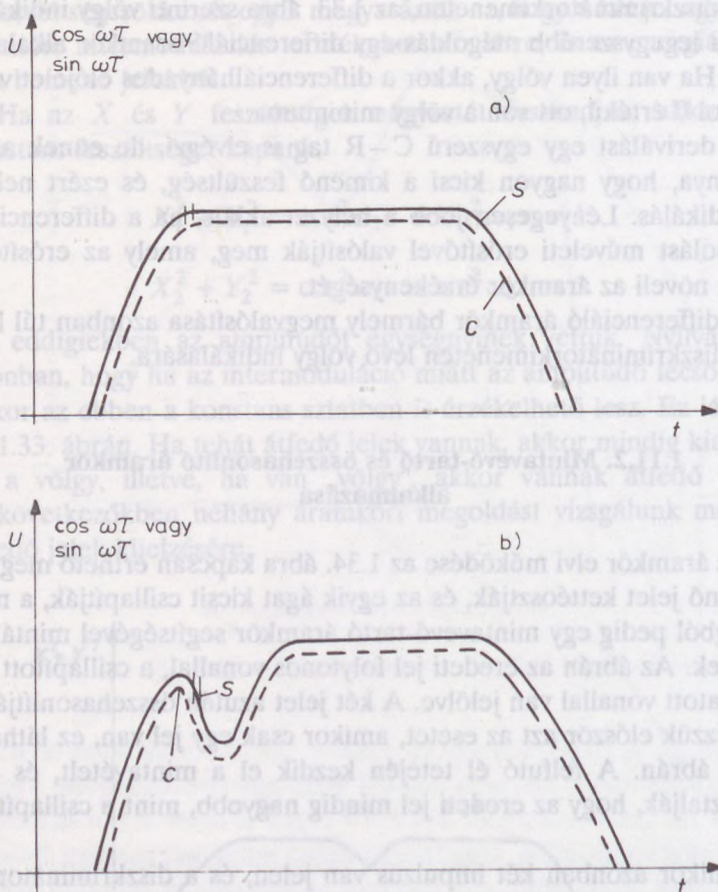
A differenciáló áramkör bármely megvalósítása azonban túl lassú a diszkriminátorkimeneten levő völgy indikálására.

1.11.2. Mintavevő-tartó és összehasonlító áramkör alkalmazása

Az áramkör elvi működése az 1.34. ábra kapcsán érthető meg. A bemenő jelet kettéosztják, és az egyik ágat kicsit csillapítják, a másik ágból pedig egy mintavevő-tartó áramkör segítségével mintákat vesznek. Az ábrán az eredeti jel folytonos vonallal, a csillapított jel szaggatott vonallal van jelölve. A két jelet azután összehasonlítják.

Nézzük először azt az esetet, amikor csak egy jel van, ez látható az a. ábrán. A felfutó él tetején kezdik el a mintavételt, és azt tapasztalják, hogy az eredeti jel mindig nagyobb, mint a csillapított jel.

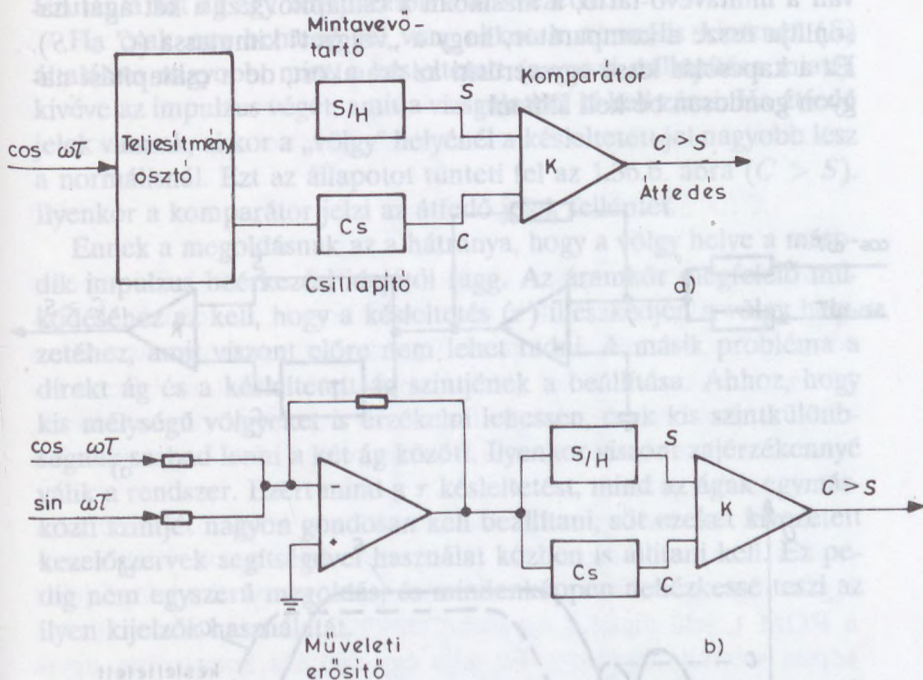
Amikor azonban két impulzus van jelen, és a diszkriminátorkimeneten megjelenik a „völgy”, akkor a völgynek van olyan szakasza, ahol az eredeti jel kisebb, mint a szaggatott vonalon levő maximum-pont (b. ábra). Egy komparátor akkor azt érzékeli, hogy az eredeti jelből vett minta kisebb, mint a csillapított jelen előforduló nagy értékek. Az összehasonlítás tehát úgy történik, hogy az eredeti jelből vett mintát (amit a tartó áramkör fenntart egy ideig) hasonlítják össze a csillapított jel (szaggatott vonal) teljes egészével. Ha bárhol előfordul, hogy a szaggatott vonal nagyobb, mint az éppen vizsgált



1.34. ábra. Diszkriminátorkimenet mintavételezése

minta, akkor ez azt jelenti, hogy átfedő jelek érkeznek az IFM vevőre. Ezt az állapotot tehát a vevőnek ki kell jeleznie.

Ezt a vizsgálatot elvégző áramkör két lehetséges megoldása látszik az 1.35. ábrán. Az a. ábra az egyszerűbb. A bemenet akár a $\cos \omega T$, akár a $\sin \omega T$ jel lehet. A felső ágon van a mintavevő és tartó áramkör, mely az S jelet képezi. Az alsó ágba egy csillapító van

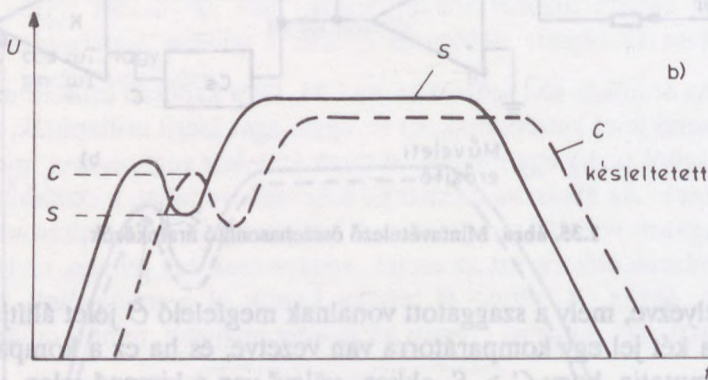
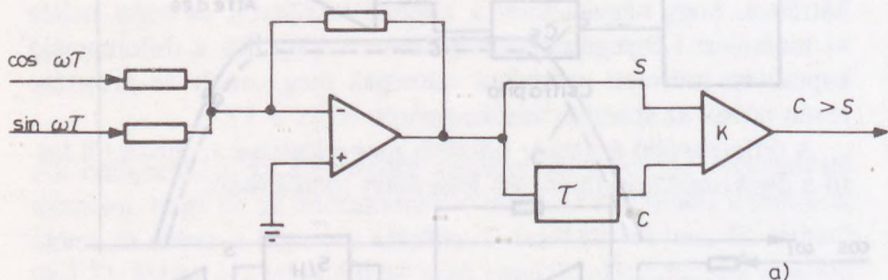


1.35. ábra. Mintavételező összehasonlító áramkörök

elhelyezve, mely a szaggatott vonalnak megfelelő C jelet állítja elő. Ez a két jel egy komparátorra van vezetve, és ha ez a komparátor azt mutatja, hogy $C > S$, akkor „völgy” van a kimenő jelen, vagyis átfedésben levő impulzusok érkeznek a vevő bemenetére. Tekintettel arra, hogy a $\cos \omega T$ és $\sin \omega T$ függvények mindegyikének vannak nagyon kis értékei, amikor ez az áramkör nem igazán jól működik (de ezek szerencsére nem egyszerre fordulnak elő), ezért célszerű ebből az áramkörből kettőt alkalmazni, egyet koszinuszos, egyet pedig szinuszos jelre. Bármelyik jelzi is a $C > S$ feltételt, átfedő impulzusok vannak.

A b. ábrán egy olyan áramkör látható, mely valamivel egyszerűbben oldja meg az összehasonlítást. Itt mind a két diszkriminatorkimenet fel van használva. Ezek össze vannak adva egy műveleti

erősítő bemenetén. Az erősítő kimenete kettéoszlik, az egyik ágba van a mintavevő-tartó, a másikban a csillapító. Ezt a két ágat hasonlítja össze a komparátor, hogy a „völgyet” kimutassa ($C > S$). Ez a kapcsolás kissé egyszerűsíti az áramkört, de a csillapítást nagyon gondosan be kell állítani.



1.36. ábra. Összehasonlítás késleltetett jellel

1.11.3. Késleltetés és komparálás alkalmazása

Az itt alkalmazott áramkör nagyon hasonló az 1.35.b. ábrához, de a mintavevő-tartó áramkör helyett egy késleltető vonalat tartalmaz. A kapcsolás az 1.36.a. ábrán látható. A diszkriminátorok kimenetét egy műveleti erősítő összeadja. A műveleti erősítő kime-

nete kettéválik, és az egyik ágba egy késleltető vonal van beiktatva. Ezután a két ág egy komparátorra van vezetve.

Ha csak egy bemenő jel van, akkor a normális kimenet (S) általában nagyobb, mint a késleltetett (a vonal csillapítása miatt), kivéve az impulzus végét, amit a vizsgálatból ki kell zárni. Ha átfedő jelek vannak, akkor a „völgy” helyénél a késleltetett jel nagyobb lesz a normálisnál. Ezt az állapotot tünteti fel az 1.36.b. ábra ($C > S$). Ilyenkor a komparátor jelzi az átfedő jelek felléptét.

Ennek a megoldásnak az a hátránya, hogy a völgy helye a második impulzus beérkezési idejétől függ. Az áramkör megfelelő működéséhez az kell, hogy a késleltetés (τ) illeszkedjen a völgy helyzetéhez, amit viszont előre nem lehet tudni. A másik probléma a direkt ág és a késleltetett ág szintjének a beállítása. Ahhoz, hogy kis mélységű völgyeket is érzékelni lehessen, csak kis szintkülönbségnek szabad lenni a két ág között. Ilyenkor viszont zajérzékenysé válik a rendszer. Ezért mind a τ késleltetést, mind az ágak egymás-közi szintjét nagyon gondosan kell beállítani, sőt ezeket kivezetett kezelőszervek segítségével használat közben is állítani kell. Ez pedig nem egyszerű megoldás, és mindenképpen nehézkessé teszi az ilyen kijelzők használatát.

1.11.4. Digitális kijelzőrendszer

A digitális kijelzőrendszer azt a tényt használja fel, hogy $\sin^2 \omega \tau + \cos^2 \omega \tau = 1$, illetve ennek valahányszorosa, ami a bejövő jel amplitúdójától függ [12]. Ezután egy mintavevő ablakot végig kell tolni az összegjel mentén, és ha ez valahol kisebbé válik, mint az előzőleg megállapított konstans szint, akkor ott van a „völgy”, vagyis átfedő jelek vannak a bemeneten. Az összegjel csökkenése szolgálhat a kijelzés alapjául. A rendszer a négyzetreemelést és összeadást, valamint az összehasonlítást digitális eszközökkel oldja meg, ezért a diszkriminátor kimenetén először egy A/D átalakítónak kell lennie.

Sajnos, ez a rendszer csak elvileg ilyen egyszerű. Az erősítés frekvenciafüggősége miatt ugyanis az amplitúdó nem konstans a teljes frekvenciasávban, hanem némi ingadozást mutat, és általában a nagyobb frekvenciák felé csökken. Ez a jelleg a digitalizálás után

is megmarad. A diszkriminátor kimenete ezért:

$$A(\omega_1 S) \cos \omega \tau, \text{ illetve } A(\omega, S) \sin \omega \tau \quad (1.60)$$

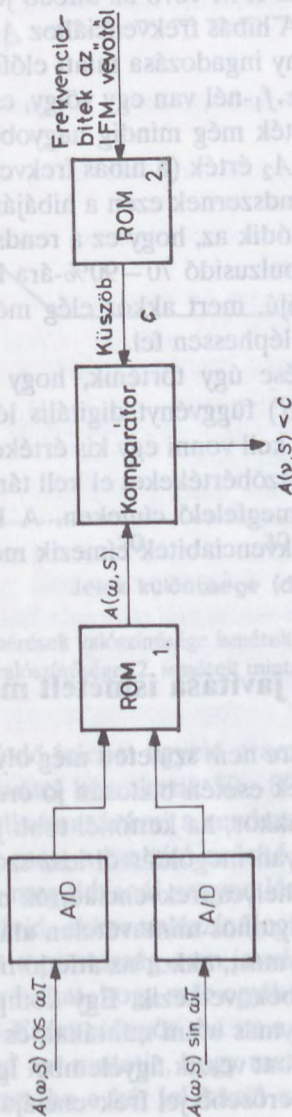
alakú, ahol az $A(\omega, S)$ amplitúdó függ a frekvenciától (ω) és a térerőtől (S). A figyelő áramkör ezek négyzetösszegét képezi:

$$A^2(\omega, S) \cos^2 \omega \tau + A^2(\omega, S) \sin^2 \omega \tau = A^2(\omega, S). \quad (1.61)$$

Ennek a jelnek a digitális alakja egy sok szakaszból álló lépcsős függvény, mely lefelé, felfelé egyaránt változhat, az erősítés jellegétől függően. Ha ebből a lépcsős függvényből egy konstans értéket kivonunk, akkor elő lehet állítani egy küszöbértéket, melyhez a további jeleket hasonlítani kell. Ha a mért bejövő jel valahol kisebb, mint ez a küszöbérték, akkor ott van a „völgy”, és az egyértelműen átfedő jeleket jelent.

Ennek az elvnek a megvalósítására az 1.37. ábrán látható kapcsolást lehet alkalmazni. Az (1.60) egyenlettel adott jelek mindegyike egy-egy A/D átalakítóra van vezetve, melyből a kilépő jelek a ROM 1. jelű digitális egységbe kerülnek, mely képezi az (1.61) képlet szerinti függvényt. Ez adja egy digitális komparátor egyik bemenetét. A komparátor másik bemenete a küszöbértékeket kapja a ROM 2. jelű egységtől. A ROM 2. egység digitális címet kap az IFM vevőtől, hogy a korábban meghatározott és eltárolt (csökkentett amplitúdójú) lépcsős függvényből melyik lépcsőt kell figyelembe venni. Ezek a lépcsők a frekvencia függvényében változnak, tehát a küszöbérték meghatározásához előzőleg már ismerni kell a vett frekvenciát. Ezért az átfedő impulzusok jelzése csak némi késéssel tud létrejönni. A ROM 2. címezésének nem kell nagyon pontosnak lennie, tekintettel arra, hogy az $A^2(\omega, S)$ függvény csak lassan változik. Ezért pl. a kijelzett frekvencia 11 bitjéből itt elegendő 7–8 bitet felhasználni. Az összehasonlítás tehát úgy történik, hogy a ROM 1. végiglépked a diszkriminátorokból képzett $A^2(\omega, S)$ függvényen, és azt összehasonlítja a küszöbértékek közül azzal, amely az IFM vevő által mért frekvenciához tartozik.

A mérő-kijelző rendszer akkor működik hibásan, ha a küszöbértékek ingadozása elég nagy, az átfedő jelekből származó völgy pe-



1.37. ábra. Digitális összehasonlító áramkör tömbvázlata

dig elég kicsi. Tegyük fel, hogy valamely f_1 frekvencián a diszkriminátor feszültsége A_1 . Az IFM vevő az átfedő jelek miatt egy hibás f_2 frekvenciát jelez ki. A hibás frekvenciához A_2 küszöbérték tartozik. Az $A(\omega, S)$ függvény ingadozása miatt előfordulhat olyan eset, hogy $A_2 < A_1$, pedig az f_1 -nél van egy völgy, csak annak mélysége kicsi, és ezért az A_1 érték még mindig nagyobb, mint az összehasonlítás alapját képező A_2 érték (a hibás frekvencián mérve). A digitális összehasonlító rendszernek ezen a hibáján gyakorlatilag nem lehet segíteni. Ebből adódik az, hogy ez a rendszer akkor működik jól, ha az átfedés az impulzusidő 70–90%-ára kiterjed, és a két jel közel azonos amplitúdójú, mert akkor elég mély völgy keletkezik ahhoz, hogy tévedés ne léphessen fel.

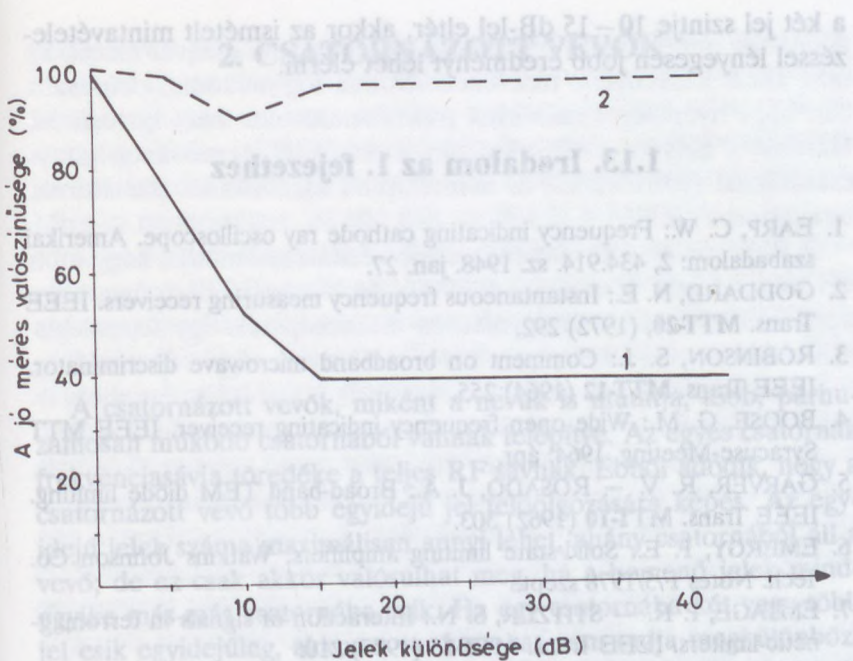
A rendszer hitelesítése úgy történik, hogy egy bemenő jellel fel kell venni az $A(\omega, S)$ függvényt digitális lépcsők formájában. Ezekből a lépcsőkből ki kell vonni egy kis értéket, hogy megkapjuk a küszöbértékeket. A küszöbértékeket el kell tárolni a ROM 2. jelű egységben, az ωT -nak megfelelő címeken. A küszöbértékeket az IFM vevő által mért frekvenciabitek címezik meg, és ezek alapján történik a kiolvasás.

1.12. Pontosság javítása ismételt mintavétellel

Számos kísérlet ellenére nem született még olyan megoldás, mely egyidejű vagy átfedő jelek esetén biztosan jó eredményt adna. Különösen rossz a helyzet akkor, ha kettőnél több jel fedi át egymást. A következőkben két olyan megoldásról lesz szó, melyek bizonyos esetekben segíthetnek a helyes frekvenciaérték meghatározásában.

Az egyik megoldás folytonos mintavételen alapszik. Ha a mintavételek sűrűn követik egymást, akkor az átfedő impulzusok lefutása alatt több mintavétel is bekövetkezik. Egy komparátor folyamatosan összehasonlítja az egymás utáni mintákat, és a frekvencia megállapításánál a legnagyobbat veszik figyelembe. Így igen nagy annak a valószínűsége, hogy az erősebb jel frekvenciáját fogja az IFM vevő megmérni.

A másik megoldásnál csak két mintavétel történik, az első akkor, amikor az impulzus felfutó éle keresztezi a komparálási küszöböt.



1.38. ábra. A jó mérések valószínűsége ismételt mintavételezésnél: 1. a jó mérés valószínűsége, 2. ismételt mintavételezés esete

Ha ilyenkor az átfedő jeleket figyelő áramkör két jelet jelez, akkor egy ismételt mintavétel következik 50–80 ns késleltetéssel. A második mintavétel alkalmazásával a rendszer az erősebb jel frekvenciáját fogja mérni, mert a limitáló erősítő a gyengébbet fokozottan elnyomja. Ennél a megoldásnál nagyon lényeges a késleltetés ideje. Ha ez az idő túl rövid, akkor valószínűleg még az átmeneti állapotban mérünk, ezért a pontosság nem javul. Ha ez az idő túl hosszú, akkor pedig előfordulhat, hogy már egyik impulzus sem lesz jelen a mintavétel idején. Ezért előnyös, ha ez a késleltetési idő változtatható. Az 1.38. ábra azt mutatja, hogy mennyi a jó frekvenciamérés valószínűsége akkor, ha a két jel közül az utóbbi az erősebb, és a jelek arányát a vízszintes tengely mutatja. A folytonos vonal egyetlen mintavétel esetén jelzi a jó mérés valószínűségét. A szaggatott vonal viszont az ismételt mintavétellel történő mérést mutatja. Ha

a két jel szintje 10–15 dB-lel eltér, akkor az ismételt mintavételezéssel lényegesen jobb eredményt lehet elérni.

1.13. Irodalom az 1. fejezethez

1. EARP, C. W.: Frequency indicating cathode ray oscilloscope. Amerikai szabadalom: 2, 434.914. sz. 1948. jan. 27.
2. GODDARD, N. E.: Instantaneous frequency measuring receivers. IEEE Trans. **MTT-20**, (1972) 292.
3. ROBINSON, S. J.: Comment on broadband microwave discriminator. IEEE Trans. **MTT-12** (1964) 255.
4. BOOSE, G. M.: Wide open frequency indicating receiver. IEEE MTT Syracuse-Meeting. 1964. ápr.
5. GARVER, R. V. — ROSADO, J. A.: Broad-band TEM diode limiting. IEEE Trans. **MTT-10** (1962) 303.
6. EMERGY, F. E.: Solid-state limiting amplifiers. Watkins Johnson Co. Tech. Notes F/5/1978 szept.
7. EMTAGE, P. R. — STITZER, S. N.: Interaction of signals in ferromagnetic limiters. IEEE Trans. **MTT-25** (1977) 210.
8. WILKINSON, E. J.: An N-way hybrid power divider. IEEE Trans. **MTT-8** (1960) 116.
9. GRAD J.: Magánközlemény, 1987.
10. HELLER, D.: DFD/IFM performance under exotic modulations. Microwave System News **18** (1988) No. 9. p. 81.
11. EAST, P. W.: Design techniques and performance of digital IFM. Proc. of IEEE, Vol. **70** (1982) 154.
12. TSUI, J. B. Y. — SHAW, R. — CISAR, J. — RATLIFF, T.: Instantaneous simultaneous signal detecting. Microwave Journal **25** (1982) No. 12. p. 118.
13. BELK, H. J. — RHODOS, J. D. — THORNTON, M. J.: Radar warning receiver subsystems. Microwave Journal **27** (1984) No. 9. p. 199.
14. WILLIAMS, R.: Theory and application of a 0,5 to 18 GHz tunable IFM receiver. Microwave Journal **32** (1989) No. 2. p. 89.

2. CSATORNÁZOTT VEVŐK

A csatornázott vevők, miként a nevük is mutatja, több, párhuzamosan működő csatornából vannak felépítve. Az egyes csatornák frekvenciasávja töredéke a teljes RF sávnak. Ebből adódik, hogy a csatornázott vevő több egyidejű jel feldolgozására képes. Az egyidejű jelek száma maximálisan annyi lehet, ahány csatornából áll a vevő; de ez csak akkor valósulhat meg, ha a bemenő jelek mindegyike más-más csatornába esik. Ha egy csatornába két vagy több jel esik egyidejűleg, akkor a vevő azokat nem tudja megkülönböztetni, és hibás adatfeldolgozást végez.

A csatornázott vevő másik lényeges jellemzője, hogy azonnali frekvenciamérést végez, mint az IFM vevők. Ez lehetővé teszi, hogy már egyetlen beérkező impulzus alapján meg lehessen határozni az adó frekvenciáját.

Ebben a fejezetben részletesen fogunk foglalkozni a csatornázás módszereivel, melyben lényeges szerepe van a multiplexereknek, szűrőknek és a frekvenciameghatározás módszereinek. Különösen fontos szerepe van a szűrőknek, melyek a csatornákat megszabják, ezért ezekkel kiemelten kell foglalkozni.

2.1. A csatornázott vevő elve

Minden mikrohullámú vevőkészülék valamilyen véges frekvenciasávban működik, ahol a frekvenciasávot megszabhatják a rendelkezésre álló áramkörü elemek vagy célszerűségi okok, hogy a vevő frekvenciasávjába ne essen túl sok adónak a jele. Az áramkörü elemek közé tartoznak, kicsit tágabb értelemben, még az antennák is.

Általában minél nagyobb nyereséget kell egy antennával elérni, az csak annál keskenyebb frekvenciasávokon fog működni, pontosabban nagy nyereséget csak szűk frekvenciasávban lehet biztosítani. Hasonló a helyzet a mikrohullámú erősítőknél, keverőknél, iránycsatolóknál (hibrideknél) és nemreciprok eszközöknél (izolátorok, cirkulátorok) is.

A frekvenciasáv növelésének egyik kézenfekvő módja, hogy több vevőberendezést készítsünk különböző frekvenciasávokra úgy, hogy azok a frekvenciasávok egymáshoz illeszkedjenek. Így természetesen széles sávban lehet vételt biztosítani, olyan nagy frekvenciákig, amíg csak vannak mikrohullámú eszközök, alkatrészek. Így több, illeszkedő „csatorná”-ból állítjuk össze a széles frekvenciasávot [14].

Más esetekben éppen nem kívánatos, hogy egy vevőkészülék nagyon széles sávban működjön. Ha több jelet akarunk egyidejűleg venni, akkor több vevőkészülékre van szükség. Erre a célra a széles sávú vevők főlegesen sok áramkört tartalmaznak, és ezért nagyon drágák. Sokkal célszerűbb, ha olcsóbb, keskenyebb frekvenciasávban működő vevőket használunk. Ugyanezt a megoldást igényli a rádiótechnikai felderítés is, amikor arra vagyunk kíváncsiak, hogy milyen frekvenciákon működnek rádióadók. Ennek speciális esete a radarfelderítés, amikor előre lehet tudni, hogy a rendszerek milyen frekvenciasávokban működhetnek, és a vevőket ezekre a sávokra kell elkészíteni.

Ha pl. a 2–18 GHz frekvenciasávot kívánjuk figyelni, akkor ezt a frekvenciasávot természetesen feloszthatjuk alsávokra. Kezelhetőségi és technikai okokból is célszerű azonban, ha a felosztást egyenlő szélességű sávokra végezzük, pl. 16 db 1 GHz-es sávra vagy 8 db 2 GHz-es sávra, vagy 4 db 4 GHz-es sávra. A felosztás attól függ, hogy hány darab adót akarunk egyidejűleg figyelni, mert minden frekvenciasávban csak egy adó vétele biztosítható. A 4 GHz-es vagy annál szélesebb frekvenciasáv vétele pedig technikai nehézségeket jelent, ezért az 1–2 GHz-es sávok alkalmazása célszerű, különösen kisebb frekvenciákon. A venni kívánt RF sávnak ilyen módon való felosztása még nem eredményez igazán csatornázott vevőt, ez inkább csak csatornázott „front-end”-nek nevezhető.

A csatornázott vevőknek a többszörös vételen (vagyis az egyidejűleg érkező több jel vételén) kívül van egy másik fontos feladata, az

pedig a vett jelek frekvenciájának meghatározása. Ismeretes, hogy a vett jel frekvenciáját legpontosabban a szuperheterodin vevőkkel lehet meghatározni; ezek azonban a pásztázó üzem miatt csak viszonylag sokára találják meg az adót, és pontosabb frekvenciameghatározáshoz a vevőt precízen rá kell hangolni az adófrekvenciára. Mire ez megtörténne, az adó már esetleg ki is kapcsolt.

A frekvencia meghatározásának másik módja az azonnali frekvenciamérő (IFM) vevők alkalmazása. Ezek a vevők azonban csak akkor nyújtanak kellő pontosságot, ha viszonylag szűk frekvenciasávban működnek. Kézenfekvő tehát az a megoldás, hogy az IFM vevőt kombinálni kell a csatornázás elvével; így jön létre a csatornázott IFM vevő. A bemeneti frekvenciasáv ezeknél részekre van osztva, és minden egyes részsávban egy-egy IFM vevő működik. A frekvencia meghatározásához ilyenkor tudni kell, melyik csatornában van a jel, és ebben a csatornában hol helyezkedik el a vett jel frekvenciája. E két adatból valamilyen mikroprocesszor segítségével gyorsan meg lehet kapni a tényleges adófrekvenciát.

Ennél a megoldásnál is probléma van akkor, ha az antenna által vett jel nem egyetlen frekvencia, hanem egy modulált jel, vagyis egy frekvenciaspektrum. Ennek a spektrumnak egy része az egyik csatornába esik, másik része a szomszéd csatornában jelenik meg. Minthogy a két csatornában két független IFM vevő működik, ezért mindkét csatornában fogunk jelzést kapni, és mindkét IFM vevő frekvenciát fog mérni és jelezni. Ahhoz, hogy meg tudjuk állapítani a valódi frekvenciát (vagy azt, hogy itt tényleg két adóról van-e szó), a két csatorna összehasonlítása szükséges. Ez az összehasonlítás korántsem egyszerű dolog, és a csatornázott IFM vevők legbonyolultabb része az a processzor, mely ezt a feladatot elvégzi.

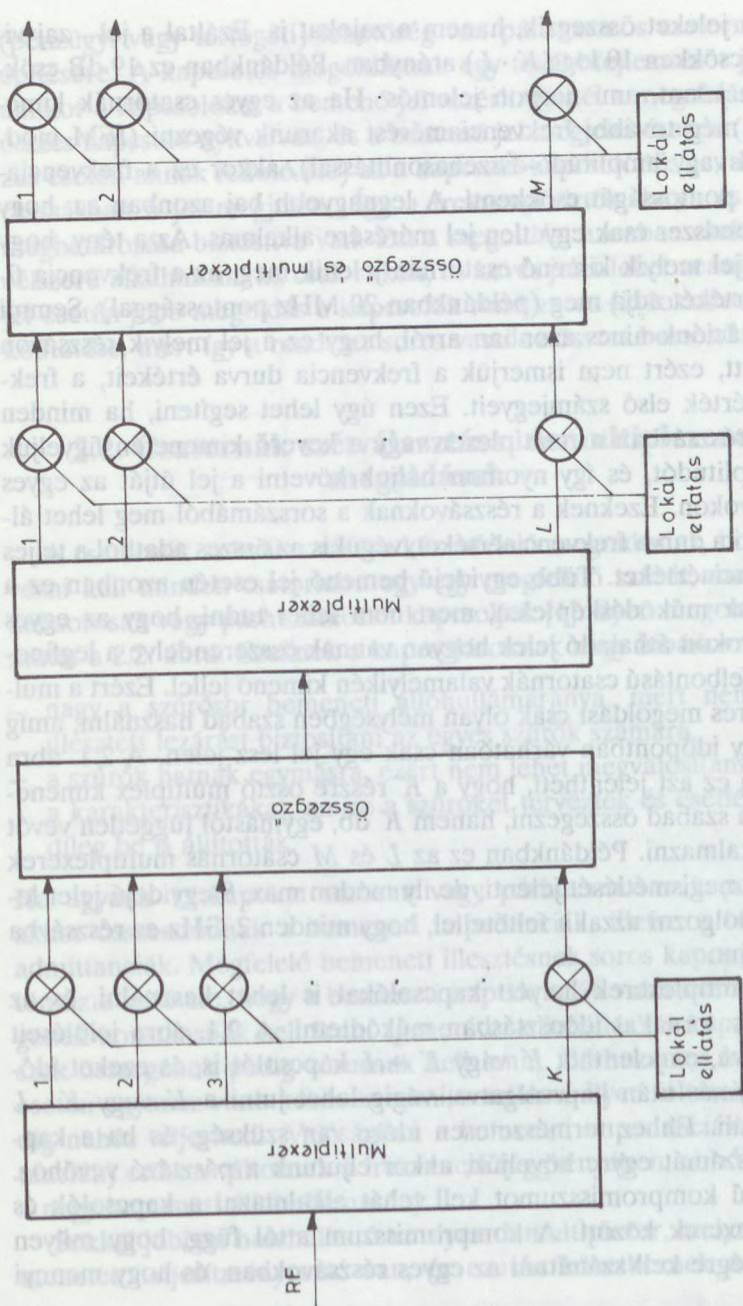
Az egyes RF csatornáknak egyenes vevőt is lehet alkalmazni. Ilyenkor a kimenet egyszerű videojel, melynek egyetlen jellemzője az amplitúdója. Amelyik csatornában van videojel, ott működik adó, melynek frekvenciájáról csak annyit tudunk, hogy annak a csatornának a sávjába esik. Több szomszédos csatorna amplitúdójának összehasonlításából ennél pontosabb frekvenciameghatározás is lehetséges, de ehhez megint bonyolult összehasonlításokat kell végezni, és ezek eredményeként lehet meghatározni, hogy a vett jel a csatornán belül hol helyezkedik el.

Nyilvánvaló, hogy minél több és minél keskenyebb sávú csatornát alkalmazunk, annál pontosabb lesz a frekvenciamérés, de annál költségesebb, és annál nagyobb méretű lesz a csatornázott vevő. Ha pl. a már említett 2–18 GHz frekvenciasávban 20 MHz széles csatornákat akarunk megvalósítani, akkor 800 db csatornát kellene kialakítani úgy, hogy azok szorosan csatlakozzanak egymáshoz, sem átfedés, sem sávkihagyás ilyenkor nem engedhető meg. Ezt a feladatot szinte lehetetlen megoldani.

Éppen ezért a gyakorlatban kétféle megoldást is alkalmaznak a csatornaszám csökkentésére. Az egyik esetben a csatornákat egymásra szuperponálják, a másik esetben pedig időben egymás után kapcsolják. Az ilyen módon felépített csatornázott vevő elvi felépítése a 2.1. ábrán látható. Az RF bemenet az első multiplexer segítségével K egyenlő részre van osztva. Ezeket a csatornákat egy-egy keverő segítségével ugyanabba a frekvenciasávba átkeverik, és a keverők kimeneteit összeadják. Az összegzett kimeneten tehát bármely részsáv jele meg fog jelenni. Itt ismét alkalmaznak egy multiplexert, mely ezt az alsávot L részre osztja. Ezeket a részsávokat egy-egy keverő ismét átkeveri egy közös frekvenciasávba; a keverők kimenete pedig egy újabb összegzőbe és multiplexerbe kerül. A multiplexer most M részre osztja a sávot. Ezután vagy újabb keverőt alkalmaznak, és ezt az elvet tovább folytatják, vagy detektorokat alkalmaznak és így értékelik az egyes sávok kimenő jeleit.

Ennek a megoldásnak az a nagyon nagy előnye, hogy lényegesen csökken az alkalmazandó szűrők száma, amire valamilyen frekvenciapontosság eléréséhez van szükség. Az előző példánál maradva, legyen $K = 8$, akkor minden részsáv $16/8 = 2$ GHz széles. Ezeket a sávokat át kell keverni a 2–4 GHz sávba, és össze kell adni. A következő multiplexernél $L = 10$, akkor az alsávok $2000/10 = 200$ MHz szélesek. A következő multiplexernél $M = 10$, és a kimenő csatornák $200/10 = 20$ MHz szélesek. Így ugyanazt a felbontást értük el, mintha az RF bemeneten $K \cdot L \cdot M = 800$ darab szűrőt alkalmaztunk volna. Így viszont csak $K + L + M = 28$ db szűrőre van szükség.

Ennek persze ára van, méghozzá többféle módon is. Több multiplexerre, több keverőre és több lokál-ellátásra van szükség, amik a költséget és méretet egyaránt növelik. Másrészt az összegzők nem-



2.1. ábra. Csatornázott vevő általános felépítése

csak a jeleket összegzik, hanem a zajokat is. Ezáltal a jel – zaj viszony csökken $10 \log (K \cdot L)$ arányban. Példánkban ez 19 dB csökkenést jelent, ami nagyon jelentős. Ha az egyes csatornák kimenetén még további frekvenciamérést akarunk végezni (IFM módszerrel vagy amplitúdó-összehasonlítással), akkor ez a frekvenciamérés pontosságát csökkenti. A legnagyobb baj azonban az, hogy ez a rendszer csak egyetlen jel mérésére alkalmas. Az a tény, hogy a vett jel melyik kimenő csatornán jelenik meg, az a frekvencia finom értékét adja meg (példánkban 20 MHz pontossággal). Semmi információnk nincs azonban arról, hogy ez a jel melyik részsávon érkezett, ezért nem ismerjük a frekvencia durva értékeit, a frekvenciaérték első számjegyeit. Ezen úgy lehet segíteni, ha minden egyes részsávban a multiplexer vagy a keverő kimenetén figyeljük az amplitúdót, és így nyomon tudjuk követni a jel útját az egyes részsávokon. Ezeknek a részsávoknak a sorszámból meg lehet állapítani a durva frekvenciaértéket, végül is az összes adatból a teljes frekvenciaértéket. Több egyidejű bemenő jel esetén azonban ez a rendszer működésképtelen, mert nem lehet tudni, hogy az egyes részsávokon áthaladó jelek hogyan vannak összerendelve a legfinomabb felbontású csatornák valamelyikén kimenő jellel. Ezért a multiplexeres megoldást csak olyan mélységben szabad használni, amíg bármely időpontban várhatóan csak egy jel lesz jelen. A 2.1. ábra alapján ez azt jelentheti, hogy a K részre osztó multiplex kimenetét nem szabad összegezni, hanem K db, egymástól független vevőt kell alkalmazni. Példánkban ez az L és M csatornás multiplexerek 8-szori megismétlését jelenti, de ily módon max. 8 egyidejű jelet lehet feldolgozni azzal a feltétellel, hogy minden 2 GHz-es részsávba 1-1 jel jut.

A multiplexerek helyett kapcsolókat is lehet használni, és az egyes csatornákat időosztásban működtetni. A 2.1. ábra jelöléseit használva, ez jelenthet K vagy $K + L$ kapcsolót is, és ezeket időben egymás után kapcsolgatva, végig lehet jutni a K vagy $K \cdot L$ csatornán. Ehhez természetesen időre van szükség, és ha a kapcsolók számát egyre növeljük, akkor eljutunk a pásztázó vevőhöz. Célszerű kompromisszumot kell tehát alkalmazni a kapcsolók és multiplexerek között. A kompromisszum attól függ, hogy milyen jelsűrűségekre kell számítani az egyes részsávokban, és hogy mennyi

(pénzügyi vagy térfogati) lehetőség van párhuzamos csatornák kiépítésére. A kapcsolós megoldásnak egy továbbfejlesztését jelenti, amikor a kapcsolókat a bemenő jel vezérli. Ennél a megoldásnál az összes kapcsoló nyitva van, és a bemenő jel megjelenésekor (impulzus esetén annak felfutó éle) az a kapcsoló kapcsolódik be, amelyik részsávban a jel megjelent. Így a frekvenciaérték durva és finom meghatározása biztosítva van. Ezt a megoldást azonban csak akkor célszerű alkalmazni, ha csak ritkán, és kevés jelet lehet venni. Több jel esetén jobb megoldás a kapcsolók rendszeres (időosztásos) működtetése, mert így a rendszer sorra veszi az összes bemenő jelet.

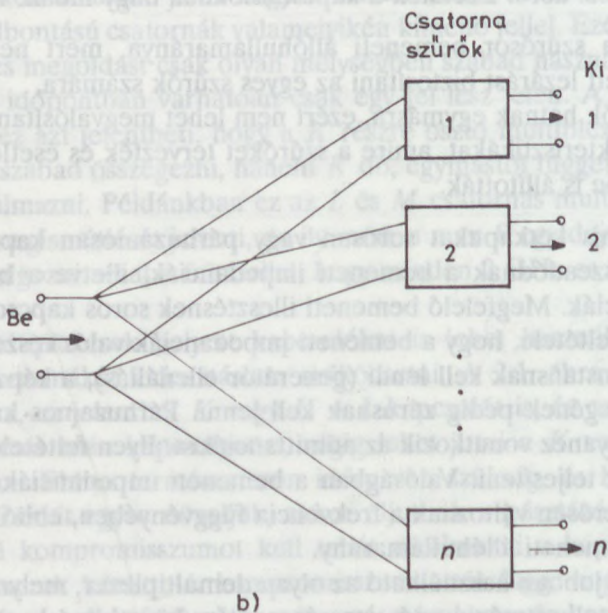
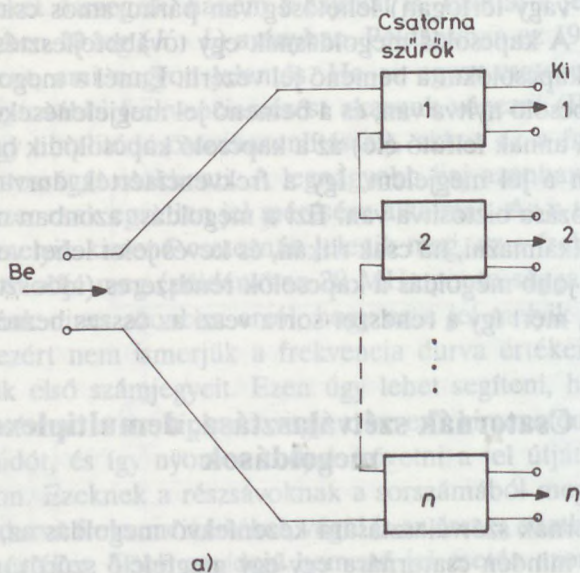
2.2. Csatornák szétválasztása, demultiplexeres megoldások

A csatornák szétválasztására kézenfekvő megoldás az, hogy tervezni kell minden csatornára egy-egy megfelelő szűrőt, majd ezeket sorosan vagy párhuzamosan kapcsoljuk [1]. Ilyen megoldásokat mutat a 2.2. ábra. Ezeknek a kapcsolásoknak nagy hibáik vannak:

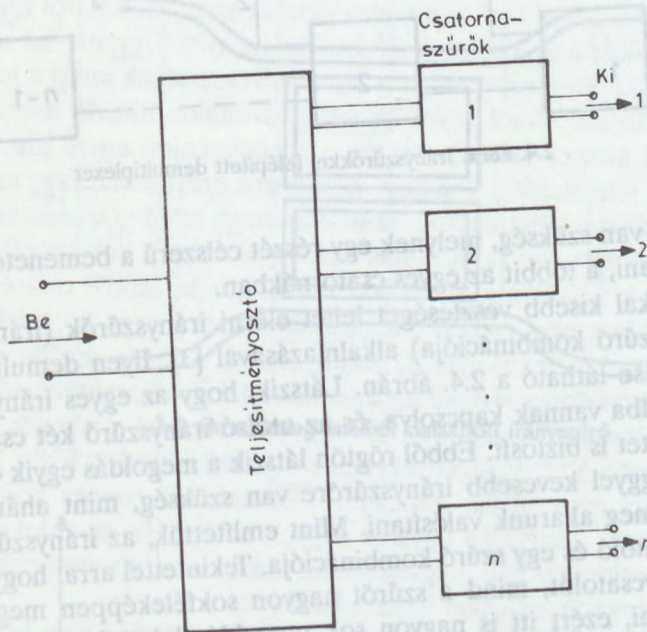
- nagy a szűrősor bemeneti állóhullámaránya, mert nem lehet illesztett lezárást biztosítani az egyes szűrők számára,
- a szűrők hatnak egymásra, ezért nem lehet megvalósítani azokat a karakterisztikákat, amire a szűrőket tervezték és esetleg egyedileg be is állították.

Ha ugyanis kétkapukat sorosan vagy párhuzamosan kapcsolunk, akkor összeadódnak a bemeneti impedanciák, illetve a bemeneti admittanciák. Megfelelő bemeneti illesztésnek soros kapcsolás esetén az a feltétele, hogy a bemeneti impedanciák valós részei összegének konstansnak kell lenni (generátor-ellenállás), a képzetes részek összegének pedig zérusnak kell lenni. Párhuzamos kapcsolás esetén ugyanez vonatkozik az admittanciákra. Ilyen feltételeket pedig nehéz teljesíteni. Valóságban a bemeneti impedanciák (admittanciák) erősen változnak a frekvencia függvényében, ebből adódik a nagy bemeneti állóhullámarány.

Sokkal jobban használható az olyan demultiplexer, melynél a bemeneten teljesítményosztó van, és ezután következnek a szűrők.

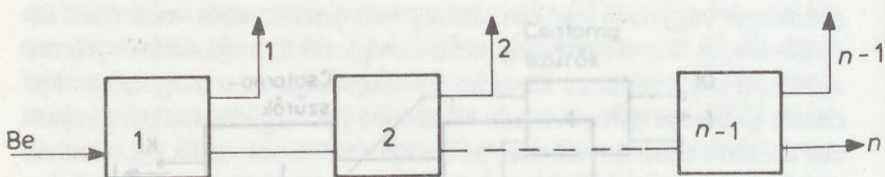


2.2. ábra. Szűrők összekapcsolása: a) sorosan, b) párhuzamosan



2.3. ábra. Teljesítményosztós demultiplexer

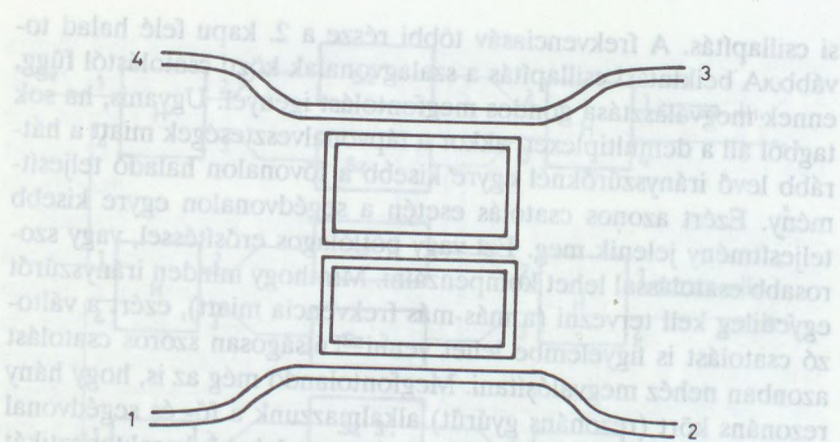
Ilyen megoldás látható a 2.3. ábrán. A bemenő jelet a teljesítményosztó egyenletesen elosztja a kimenetei felé, melyeken az egyes csatornaszűrők vannak elhelyezve. Az elosztott bemenő jelnek csak az a része fog a szűrőn áthaladni, mely a szűrő áteresztő sávjába esik, a többi visszaverődik. Ha a bemeneten több, különböző frekvenciájú jel van, akkor minden jel a neki megfelelő csatornaszűrőn fog áthaladni, és így létrejön a „csatornázás”. Ennek a megoldásnak legfőbb előnye az egyszerűség, másik előnye az, hogy jól illesztett (kis reflexiójú) bemenetet lehet biztosítani, ha megfelelő teljesítményosztót alkalmazunk. Ilyen teljesítményosztó lehet pl. a Wilkinson-féle osztó [2], mely ellenállások alkalmazásával biztosítja az illesztést. Hátránya a teljesítményosztós demultiplexernek a nagy veszteség, ami annál nagyobb, minél többfelé van elosztva a jel. Ezért jelentős erő-



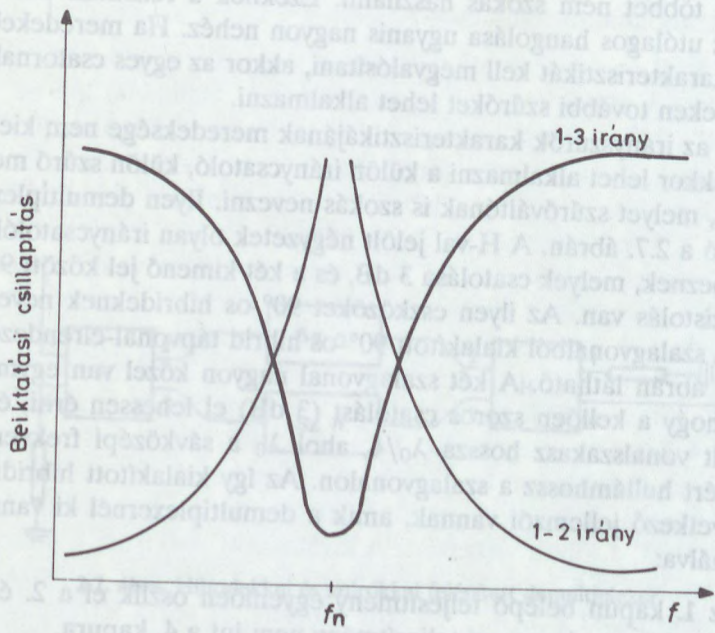
2.4. ábra. Irányszűrőkkel felépített demultiplexer

sítésre van szükség, melynek egy részét célszerű a bemeneten megvalósítani, a többit az egyes csatornában.

Sokkal kisebb veszteséget lehet elérni irányszűrők (iránycsatoló és szűrő kombinációja) alkalmazásával [3]. Ilyen demultiplexer felépítése látható a 2.4. ábrán. Látszik, hogy az egyes irányszűrők kaszkádba vannak kapcsolva, és az utolsó irányszűrő két csatornakimenetet is biztosít. Ebből rögtön látszik a megoldás egyik előnye, hogy eggyel kevesebb irányszűrőre van szükség, mint ahány csatornát meg akarunk valósítani. Mint említettük, az irányszűrő egy iránycsatoló és egy szűrő kombinációja. Tekintettel arra, hogy mind az iránycsatolót, mind a szűrőt nagyon sokféleképpen meg lehet valósítani, ezért itt is nagyon sok megoldás lehetséges. A lényeg az, hogy az iránycsatoló csatolórészét kell frekvenciafüggővé tenni, ott kell a szűrőhatást realizálni. Ezt legkönnyebben a mellékvonalas (vagy elágazásos) iránycsatolóknál lehet megtenni. Egy szalagvonalakból felépített irányszűrő elvi felépítése látható a 2.5. ábrán. Az 1–2 kapuk közti fővonal és 3–4 kapuk közti segédvonal között a csatolást két gyűrűrezonátor hozza létre. A rezonátor téglalap alakú, és a hosszabbik oldalak helyezkednek el egymás közelében, ez biztosítja a csatolást. A téglalap kerülete a közepes frekvencián mért hullámhossz felének egész számú többszöröse. Csatlós csak ennek a frekvenciának a közelében van, távoli frekvenciákon a fő- és segédvonal között nincs csatlós, a teljesítmény a fővonalon halad tovább. Az irányhatás abban mutatkozik, hogy a segédvonalnak csak az egyik kimenetén van jel, a másikon nincs, azt illesztett lezárával kell ellátni. Az irányszűrő beiktatási csillapítása a 2.6. ábrán látható. Az 1. kapun belépő teljesítményből az f_n frekvencián egy rész a 3. kapu felé jut tovább, más frekvencián nagy a beiktatá-



2.5. ábra. Szalagvonalból kialakított irányszűrő

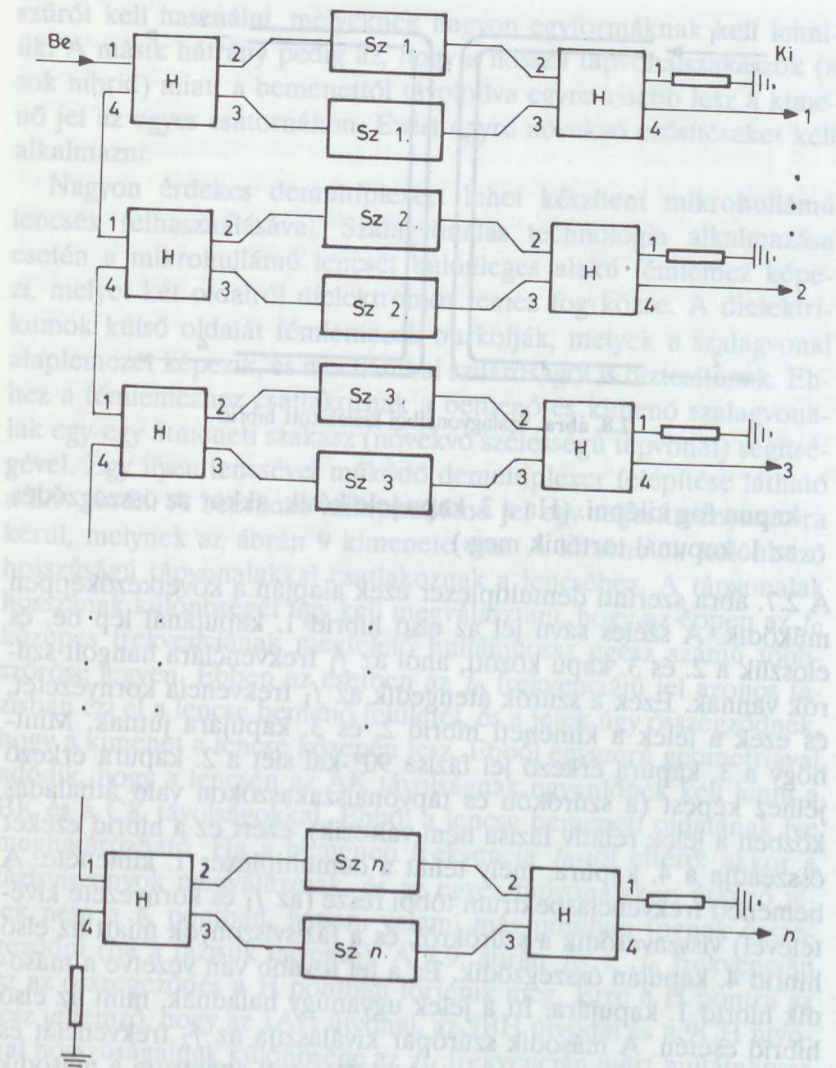


2.6. ábra. Irányszűrő beiktatási csillapítása

si csillapítás. A frekvenciasáv többi része a 2. kapu felé halad tovább. A beiktatási csillapítás a szalagvonalak közti csatolástól függ, ennek megválasztása gondos megfontolást igényel. Ugyanis, ha sok tagból áll a demultiplexer, akkor a tápvonalveszteségek miatt a hátrább levő irányszűrőknél egyre kisebb a fővonalon haladó teljesítmény. Ezért azonos csatolás esetén a segédvonalon egyre kisebb teljesítmény jelenik meg. Ezt vagy pótlólagos erősítéssel, vagy szorosabb csatolással lehet kompenzálni. Minthogy minden irányszűrőt egyedileg kell tervezni (a más-más frekvencia miatt), ezért a változó csatolást is figyelembe lehet venni. Túlságosan szoros csatolást azonban nehéz megvalósítani. Megfontolandó még az is, hogy hány rezonáns kört (rezonáns gyűrűt) alkalmazunk a fő- és segédvonal között. Több csatolt gyűrűvel ugyanis meredekebb karakterisztikát lehet megvalósítani, viszont ilyenkor egyre lazább lesz a csatolás, és egyre nehezebb a rezonanciafrekvencia pontos beállítása. Ezért 2-3 körnél többet nem szokás használni. Ezeknek a rezonáns köröknek az utólagos hangolása ugyanis nagyon nehéz. Ha meredekebb szűrőkarakterisztikát kell megvalósítani, akkor az egyes csatornakiemeneteken további szűrőket lehet alkalmazni.

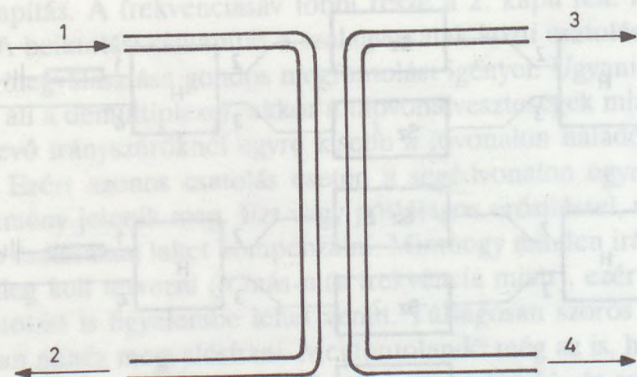
Ha az irányszűrők karakterisztikájának meredeksége nem kielégítő, akkor lehet alkalmazni a külön iránycsatoló, külön szűrő megoldást, melyet szűrőváltónak is szokás nevezni. Ilyen demultiplexer látható a 2.7. ábrán. A H-val jelölt négyzetek olyan iránycsatolókat jelképeznek, melyek csatolása 3 dB, és a két kimenő jel között 90°-os fázistolás van. Az ilyen eszközöket 90°-os hibrideknek nevezik [4]. A szalagvonalból kialakított 90°-os hibrid tápvonal-elrendezése a 2.8. ábrán látható. A két szalagvonal nagyon közel van egymáshoz, hogy a kellően szoros csatolást (3 dB) el lehessen érni, és a csatolt vonalszakasz hossza $\lambda_0/4$, ahol λ_0 a sávközépi frekvencián mért hullámhossz a szalagvonalon. Az így kialakított hibridnek a következő jellemzői vannak, amik a demultiplexernél ki vannak használva:

- Az 1. kapun belépő teljesítmény egyenlően oszlik el a 2. és 3. kapu között, és semmi teljesítmény nem jut a 4. kapura.
- A 3. kapun kilépő jel fázisa pontosan 90°-kal késik a 2. kapun kilépő jel fázisához képest.



2.7. ábra. Hibridekkel és szűrőkkel felépített demultiplexer

- A 2. és 3. kapun egyszerre belépő teljesítmények összegeződnek a másik két kapu valamelyikén. Ha a 3. kapun belépő jel fázisa 90° -ot siet, a 2. kapu jeléhez képest, akkor az összegjel a 4.



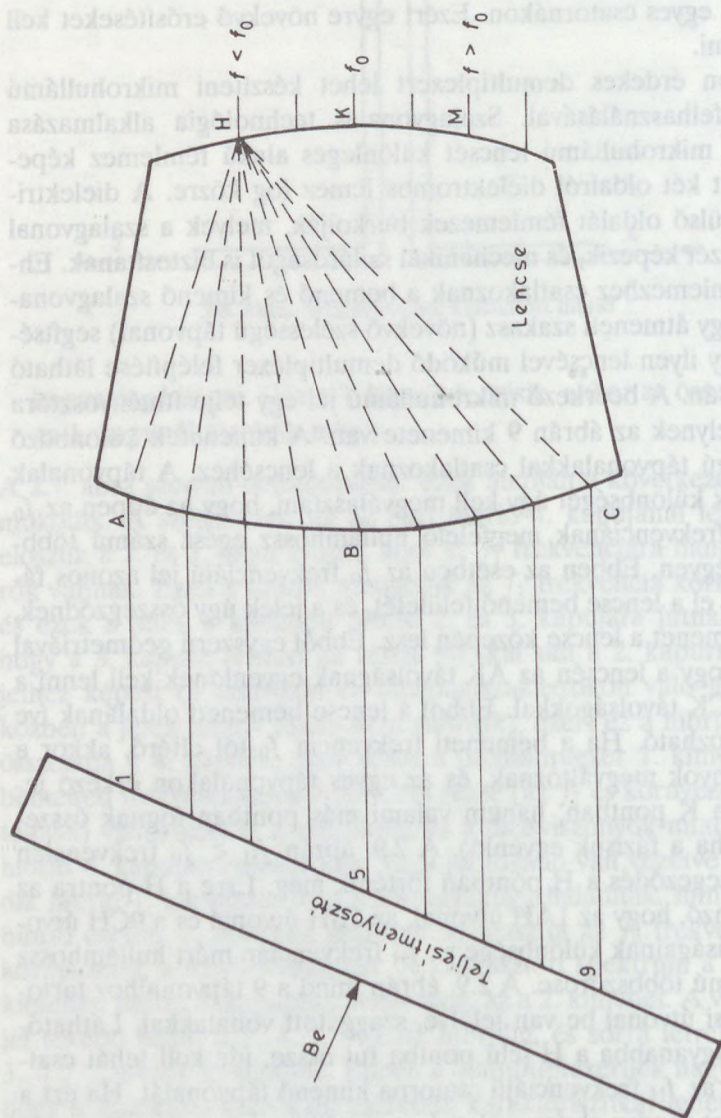
2.8. ábra. Szalagvonalból kialakított hibrid

kapun fog kilépni. (Ha a 3. kapu jele késik, akkor az összegződés az 1. kapunál történik meg.)

A 2.7. ábra szerinti demultiplexer ezek alapján a következőképpen működik. A széles sávú jel az első hibrid 1. kapujánál lép be, és eloszlik a 2. és 3. kapu között, ahol az f_1 frekvenciára hangolt szűrők vannak. Ezek a szűrők átengedik az f_1 frekvencia környezetét, és ezek a jelek a kimeneti hibrid 2. és 3. kapujára jutnak. Mint-hogy a 3. kapura érkező jel fázisa 90° -kal siet a 2. kapura érkező jelhez képest (a szűrőkön és tápvonalszakaszokon való áthaladás közben a jelek relatív fázisa nem változik), ezért ez a hibrid ezeket összeadja a 4. kapura, mely tehát a demultiplexer 1. kimenete. A bemeneti frekvenciaspektrum többi része (az f_1 és környezete kivételével) visszaverődik a szűrőkről, és a fázisviszonyok miatt az első hibrid 4. kapuján összegződik. Ez a jel tovább van vezetve a második hibrid 1. kapujára. Itt a jelek ugyanúgy haladnak, mint az első hibrid esetén. A második szűrőpár kiválasztja az f_2 frekvenciát és környezetét, a többit visszaveri. A kiválasztott spektrum a második kimeneti hibrid 4. kapuján jelenik meg, az a 2. kimenet. A visszavert jel tovább halad a 3., 4., ... n -edik hibridig, és sorra létrejönnek a 3., 4., ... n -edik kimenetek. Ennek a demultiplexernek nagy előnye, hogy a különálló szűrőkkel meredek karakterisztikát lehet megvalósítani. Hátránya a megoldásnak az, hogy minden csatornában két

szűrőt kell használni, melyeknek nagyon egyformáknak kell lenniük. A másik hátrány pedig az, hogy a hosszú tápvezetési szakaszok (a sok hibrid) miatt a bemenettől távolodva egyre kisebb lesz a kimenő jel az egyes csatornákon. Ezért egyre növekvő erősítéseket kell alkalmazni.

Nagyon érdekes demultiplexert lehet készíteni mikrohullámú lencsék felhasználásával. Szalagvezetési technológia alkalmazása esetén a mikrohullámú lencsét különleges alakú fémlemez képezi, melyet két oldalról dielektromos lemez fog közre. A dielektrikumok külső oldalát fémlemezek burkolják, melyek a szalagvezetési alaplencsét képezik, és mechanikai szilárdságot is biztosítanak. Ehhez a fémlemezhez csatlakoznak a bemenő és kimenő szalagvezetési egy-egy átmeneti szakasz (növekvő szélességű tápvezetési) segítségével. Egy ilyen lencsével működő demultiplexer felépítése látható a 2.9. ábrán. A beérkező mikrohullámú jel egy teljesítményosztóra kerül, melynek az ábrán 9 kimenete van. A kimenetek különböző hosszúságú tápvezetési szakaszokkal csatlakoznak a lencséhez. A tápvezetési hosszának különbségét úgy kell megválasztani, hogy az éppen az f_0 közepes frekvenciának megfelelő hullámhossz egész számú többszöröse legyen. Ebben az esetben az f_0 frekvenciájú jel azonos fázisban éri el a lencse bemenő felületét, és a jelek úgy összegződnek, hogy a kimenet a lencse közepén lesz. Ebből egyszerű geometriával adódik, hogy a lencsén az AK távolságnak egyenlőnek kell lenni a BK és a CK távolságokkal. Ebből a lencse bemeneti oldalának íve meghatározható. Ha a bemeneti frekvencia f_0 -tól eltérő, akkor a fázisviszonyok megváltoznak, és az egyes tápvezetési szakaszokon érkező jelek nem a K pontban, hanem valami más pontban fognak összegződni (ha a fázisuk egyenlő). A 2.9. ábrán $f_H < f_0$ frekvencián ez az összegeződés a H pontban történik meg. Erre a H pontra az lesz jellemző, hogy az 1AH útvezetési szakasz, az 5BH útvezetési szakasz és a 9CH útvezetési szakasz hosszúságainak különbsége az f_H frekvencián mért hullámhossz egész számú többszöröse. A 2.9. ábrán mind a 9 tápvezetési szakaszhoz tartozó haladási útvezetési szakasz be van jelölve, szaggatott vonalakkal. Láthatóan mind ugyanabba a H jelű pontba fut össze, ide kell tehát csatlakoztatni az f_H frekvenciájú csatorna kimenő tápvezetési szakaszát. Ha ezt a szerkesztést rendre elvégezzük valamennyi kimenő csatornához tartozó frekvencián, akkor megkapjuk a lencse kimeneti kontúrvonal-



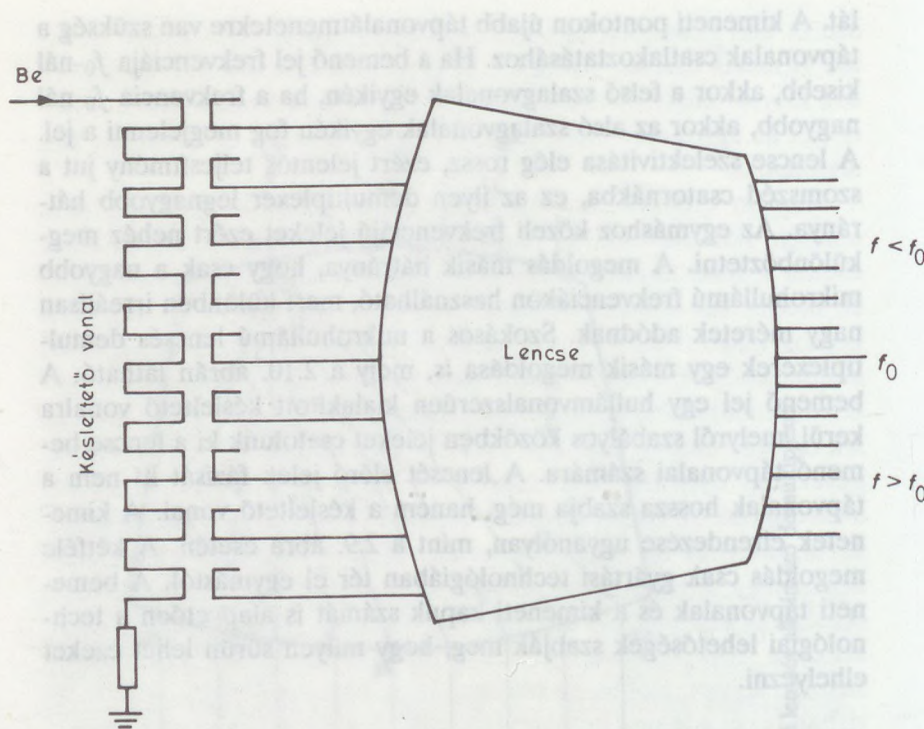
2.9. ábra. Mikrohullámú lencsét alkalmazó demultiplexer

lát. A kimeneti pontokon újabb tápvezetékmenetekre van szükség a tápvezeték csatlakoztatásához. Ha a bemenő jel frekvenciája f_0 -nál kisebb, akkor a felső szalagvezeték egyikén, ha a frekvencia f_0 -nál nagyobb, akkor az alsó szalagvezeték egyikén fog megjelenni a jel. A lencse szelektivitása elég rossz, ezért jelentős teljesítmény jut a szomszéd csatornába, ez az ilyen demultiplexer legnagyobb hátránya. Az egymáshoz közeli frekvenciájú jeleket ezért nehéz megkülönböztetni. A megoldás másik hátránya, hogy csak a nagyobb mikrohullámú frekvenciákon használható, mert különben irreálisan nagy méretek adódnak. Szokásos a mikrohullámú lencses demultiplexerek egy másik megoldása is, mely a 2.10. ábrán látható. A bemenő jel egy hullámvezetékben kialakított késleltető vonalra kerül, melyről szabályos közökben jeleket csatolunk ki a lencse bemenő tápvezetéke számára. A lencsét elérő jelek fázisát itt nem a tápvezeték hossza szabja meg, hanem a késleltető vonal. A kimenetek elrendezése ugyanolyan, mint a 2.9. ábra esetén. A kétféle megoldás csak gyártási technológiában tér el egymástól. A bemeneti tápvezeték és a kimeneti kapuk számát is alapvetően a technológiai lehetőségek szabják meg, hogy milyen sűrűn lehet ezeket elhelyezni.

2.3. Szűrők szerepe a csatornázott vevőkben

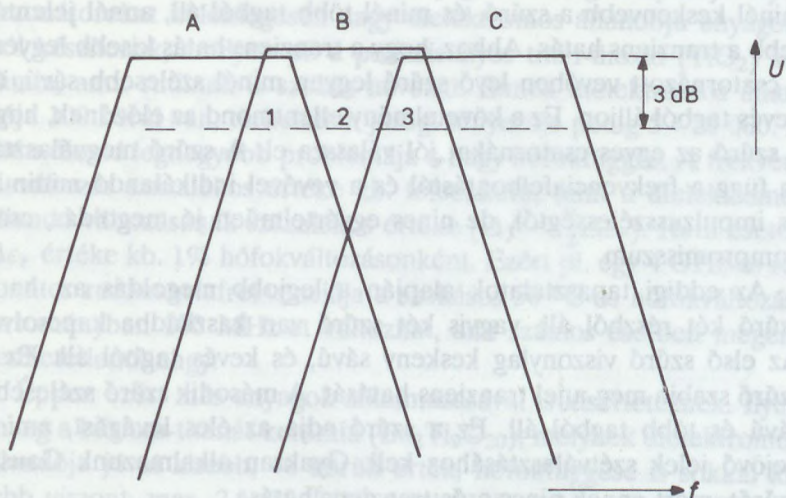
Az eddigiekben is láttuk, hogy a csatornázott vevők egyik fontos eleme a szűrő, illetve a szűrők sorozata. Minden egyes csatornában legalább egy szűrőt kell alkalmazni, és ezeknek a szűrőknek egymáshoz is illeszkedni kell valamilyen módon. Így jönnek létre a különböző szűrősorok, melyek megválasztásánál, tervezésénél számos probléma adódik, mert egymásnak ellentmondó követelményeket is ki kell elégíteni valamilyen kompromisszummal.

Szűrőket nem lehet úgy tervezni és készíteni, hogy „pontosan illeszkedjenek” egymáshoz. A szűrő átviteli karakterisztikája nem szögletes, ezért nehéz annak a pontnak a meghatározása, ahol a szűrők illeszkednek. Ha önkényesen a 3 dB-es pontot vesszük (ahol a sáv szélességet szokás definiálni), akkor is gond van a tervezéssel, mert a megépült szűrők vagy átlapolódnak egymással, vagy hé-



2.10. ábra. Demultiplexer késleltető vonallal és mikrohullámú lencsével

zag lesz közöttük. A frekvencia meghatározása szempontjából jobb az a megoldás, ha átlapolódás van a karakterisztikák között. Ilyen megoldás látható a 2.11. ábrán, ahol a szűrők karakterisztikáját nagy egyszerűsítéssel trapézoknak ábrázoltuk. Ezzel a megoldással a B szűrő sáv szélességét három részre osztottuk azért, hogy a szomszédos csatornák kimenő jelét is figyeljük és összehasonlítsuk egymással. Ha az A és B szűrőn egyforma jel van, akkor a bemenő jel az 1. tartományban van. Ha a B szűrőn lényegesen nagyobb jel van, mint az A vagy C szűrőn, akkor a frekvencia a 2. tartományba esik. Ha a B és C szűrőn van egyforma jel, akkor a bemenő jel frekvenciája a 3. tartományban van. Természetesen a szűrők gyakorlati megvalósításánál ezek a tartományok korántsem ilyen szép egyformák, hanem a névleges frekvencia és sáv szélesség függvényé-



2.11. ábra. Három átlapolódó szűrő

ben változók. De három ilyen tartományt azért meg lehet különböztetni.

A szűrősorok másik problémája az egyidejű jelek szétválasztásánál lép fel. Ha ezek a jelek kb. egyforma nagyságúak és eléggé eltérő frekvenciájúak, akkor nincs különösebb probléma, mert a szomszédos csatornába átjutó spektrumrészek már elég kicsik ott, ahol a másik jel fellép. Ha azonban ezeknek a jeleknek a frekvenciája közel van egymáshoz, és az amplitúdójuk jelentősen különböző, akkor a gyengébb jel eltűnhet az erős jel oldalsávjában, azt tehát nem lehet észlelni. Ezen a problémán úgy lehet segíteni, hogy meredek levágású szűrőket kell alkalmazni, melyek a csatorna határain túl nagy csillapítással rendelkeznek és így erősen csökkentik a szomszéd csatornába jutó jel nagyságát. Ezek a szűrők sok tagból állnak, nagyok és nehezen realizálhatók.

A nagyon meredek levágású szűrőknek másik problémája van, a tranziens viselkedés. Ha egy négyszögletes impulzusjel érkezik az ilyen szűrőre, akkor az impulzus éleinél erős túllövések lépnek fel. Ezek a túllövések, átszivároga a szomszéd csatornába, rontják egy

másik, gyengébb jel vételének lehetőségét. Általános szabály, hogy minél keskenyebb a szűrő, és minél több tagból áll, annál jelentősebb a tranziens hatás. Ahhoz, hogy a tranziens hatás kisebb legyen, a csatornázott vevőben levő szűrő legyen minél szélesebb sávú, és kevés tagból álljon. Ez a követelmény ellentmond az előzőnek, hogy a szűrő az egyes csatornákat jól válassza el. A szűrő megválasztása függ a frekvenciafelbontástól és a vevővel indikálandó minimális impulzusszélességtől, de nincs egyértelműen jó megoldás, csak kompromisszum.

Az eddigi tapasztalatok alapján a legjobb megoldás az, ha a szűrő két részből áll, vagyis két szűrő van kaszkádba kapcsolva. Az első szűrő viszonylag keskeny sávú, és kevés tagból áll. Ez a szűrő szabja meg a jel tranziens hatását. A második szűrő szélesebb sávú és több tagból áll. Ez a szűrő adja az éles levágást, ami a bejövő jelek szétválasztásához kell. Gyakran alkalmazunk Gauss-szűrőt, mert ennek nincs erős tranziens hatása.

Egy másik lehetséges megoldás a mintavevő-tartó rendszerű szűrőkimenetek alkalmazása. A szűrőkimeneteket eltároljuk, és a bemeneti impulzus megszűnése után összehasonlítjuk az egyes kimeneteket. Így biztonsággal meg lehet állapítani a maximumot (ami egy nagy jelnek felel meg) és esetleg a helyi maximumokat (amik kisebb jelek lehetnek). Ennek a megoldásnak az a legnagyobb hátránya, hogy a frekvenciainformációt csak késéssel szolgáltatja, ami nem mindig engedhető meg (IFM vevő esetén biztosan nem).

2.4. Különleges szűrők

2.4.1. Dielektromos szűrők

A dielektromos szűrők rezonáns körként nagy dielektromos állandójú anyagból készült korongokat alkalmaznak. Az ilyen anyagok a dielektromos állandónak megfelelő mértékben tömörítik magukba az elektromágneses teret. A rezonátoron kívüli tér elhanyagolható értékre csökken a szabadtéri hullámhossznál kisebb távolságon belül. A rezonátor veszteségét maga a dielektromos anyag okozza, nem a sugárzás. Egy ilyen rezonátor terheletlen jósági té-

nyezője: $Q_0 = 1/\operatorname{tg}\delta$, ahol $\operatorname{tg}\delta$ az anyag veszteségi tényezője. Ilyen rezonátorokat különlegesen nagy dielektromos állandójú anyagokból készítenek, amilyen pl. a polikristályos titán-dioxid (TiO_2) kerámia, amit rutilnak is szokás nevezni. Ennek dielektromos állandója 100 körül van, terheletlen jósági tényezője pedig 5–10 000. A titán-dioxid legnagyobb problémája a nagy hőfokfüggés. A frekvenciaváltozás százalékos értéke kb. feleakkora, mint a dielektromos állandó változásának százalékos értéke ($\Delta f \sim \frac{1}{2}\Delta\epsilon_r$). Rutil esetén $\Delta\epsilon_r$ értéke kb. 1% hőfokváltozásonként. Ezért pl. egy 4 GHz-es rezonátor rezonanciafrekvenciája a szokásos 50 °C-os hőfokváltozási tartományban 100 MHz-et változhat, ami számos esetben megengedhetetlenül nagy.

Éppen ezért más anyagok alkalmazásával is kísérleteznek. Ilyen anyag a bárium-titanát kerámia ($\text{Ba}_2\text{Ti}_9\text{O}_{20}$), melynek dielektromos állandója jóval kisebb, 40 körüli érték, hőfokfüggése is sokkal kisebb viszont, max. $2 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ értékű. Hasonló anyag a K38 kereskedelmi nevet viselő kerámia, melynek dielektromos állandója is 40 körüli, hőfokfüggése viszont negatív jellegű görbéjű, $-5 \cdot 10^{-5}/^\circ\text{C}$ értékű. Nagy előnye a kis dielektromos veszteség, ezért 2–5000 terheletlen jósági tényezőt lehet vele elérni. A megfelelő hőmérséklet-stabilitású rezonátorokból vagy azok kombinációjából lehet olyan szűrőket készíteni, melyek a csatornázott vevőkben is alkalmazhatók.

A dielektromos rezonátorok alakja általában egy hengeres korong, melynek d átmérője és h magassága van, és $h < d$. Ezek a szerkezetek jól gyárthatók és köszörüléssel utólag is hangolhatók. A rezonanciafrekvencia meghatározására több szerző végzett számításokat, de egyik sem kielégítő pontosságú. Viszonylag jól használható Itoh módszere [5], amely szerint a rezonanciafrekvencia és a rezonátor méretei, dielektromos állandója között a következő összefüggés van:

$$\frac{J'_0(n\frac{d}{2})}{nJ_0(n\frac{d}{2})} + \frac{H'_0(p\frac{d}{2})}{pH_0(p\frac{d}{2})} = 0, \quad (2.1)$$

$$\gamma = \beta \operatorname{tg} \frac{\beta h}{2}, \quad (2.2)$$

$$\beta^2 = \epsilon_r = k_0^2 - n^2 = k_0^2 + p^2, \quad (2.3)$$

$$\gamma^2 = n^2 - k_0^2, \quad (2.4)$$

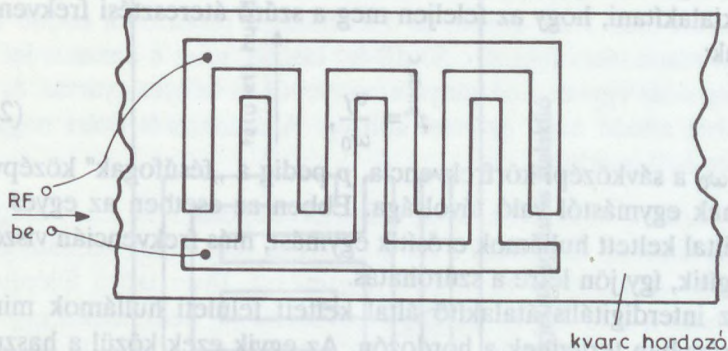
$$k_0 = \omega_0 \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}, \quad (2.5)$$

ahol J_0 a nulladrendű, elsőfajú Bessel-függvény, H_0 a nulladrendű módosított Henkel-függvény, ω_0 a rezonáns körfrekvencia, d a korong átmérője, h a korong magassága, ε_r a korong anyagának relatív dielektromos állandója, ε_0 és μ_0 a vákuum dielektromos állandója, illetve mágneses permeabilitása. A rezonanciafrekvenciát ezekből a képletekből is csak numerikus módszerekkel lehet megállapítani, és akkor is csak közelítő eredményt kapunk. A legjobb tehát a méréssel való kísérleti beállítás.

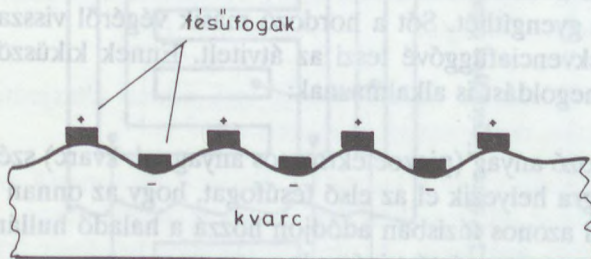
A dielektromos rezonátorokat a mikrohullámú szalagvezető közelében kell elhelyezni, majd a rezonátor másik oldalán lehet a jelet elvezetni. A két szalagvonal között csak a rezonanciafrekvencián alakul ki csatolás, így jön létre a szűrőhatás. Több rezonátor alkalmazásával többkörös szűrőket is lehet készíteni. Nagyon nehéz azonban a sávzélesség és a csatolás beállítása, mert a rezonátorok nehezen hangolhatók, és a szalagvonalak távolságát sem lehet utólag állítani. Az ilyen szűrőknek nagy áteresztő csillapítása (több mint 10 dB) szokott lenni, ezért nagy erősítést kell alkalmazni. A dielektromos rezonátorok mérete csak a mikrohullámú tartományban elfogadható, 1 GHz alatt technológiailag megvalósíthatatlan méretek adódnak. Ezért a dielektromos rezonátorokból felépített szűrőket előválasztó szűrőknél, a mikrohullámú sávba eső demultiplexereknél lehet csak használni.

2.4.2. Felületi akusztikus hullámú (SAW) szűrők

A felületi akusztikus hullámú (SAW) szűrők a piezoelektromosság elvét alkalmazzák, vagyis azt, hogy elektromos tér hatására egyes anyagok mérete megváltozik [6], [7], [8], [10], [15]. A SAW szűrők valamilyen piezoelektromos anyag (pl. kvarc) felületén haladó akusztikus hullámot használják a bemenet és kimenet csatolására. Alapvető feladat tehát ennek az akusztikus hullámnak a létrehozása. Ezt a feladatot egy interdigitális átalakító végzi el, mely a kristály felületén van kiképezve. Az átalakító lényege két, fésűsze-



2.12. ábra. Interdigitális átalakító egy piezoelektromos anyag (pl. kvarc) felületén



2.13. ábra. Felületi hullám kialakulása az interdigitális átalakítónál

rűn egymásba nyúló fémréteg, amint az a 2.12. ábrán látható. A piezoelektromos anyag (mely jelen esetben kvarc) felületén vékony fémrétegből van kialakítva a két elektróda, melyekhez a nagyfrekvenciás bemenet csatlakozik. Az elektromos tér hatására deformálódik a kristály felülete, ahogy az a 2.13. ábrán látható. Ahogy az elektromos tér változik, úgy változik ez a deformáció is, és a hullám elkezd haladni az átalakítótól mindkét irányba a kvarc felületén.

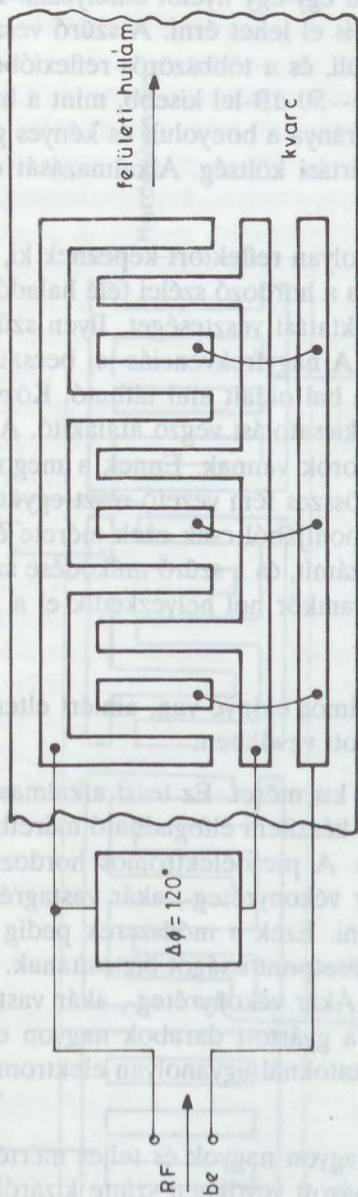
A terjedési sebesség (v_f) alapvetően a piezoelektromos anyag tulajdonságaitól függ. Az átalakító „fésűfogainak” periodicitását úgy kell kialakítani, hogy az feleljen meg a szűrő áteresztési frekvenciájának:

$$p = \frac{v_f}{\omega_0}, \quad (2.6)$$

ahol ω_0 a sávközépi körfrekvencia, p pedig a „fésűfogak” középvo-nalának egymástól való távolsága. Ebben az esetben az egyes fo-gak által keltett hullámok erősítik egymást, más frekvencián viszont gyengítik, így jön létre a szűrőhatás.

Az interdigitális átalakító által keltett felületi hullámok mind-két irányban terjednek a hordozón. Az egyik ezek közül a hasznos irány. Az ebben az irányban haladó hullám eléri a kicsatoló átala-kítót, melyről a kiszűrt nagyfrekvenciás jel elvezethető. Az átalakí-tónak ez a kétirányúsága 3-3 dB veszteséget jelent mindkét átalakí-tásnál. Ezen túlmenően problémát okoz az is, hogy a kvarchordozó vége felé haladó hullám onnan visszaverődik, és a megtett úttól füg-gő fázisban hozzáadódik a közvetlen hullámhoz, amit rossz esetben jelentősen gyengíthet. Sőt a hordozó másik végéről visszaverődve, erősen frekvenciafüggővé teszi az átvitelt. Ennek kiküszöbölésére többféle megoldást is alkalmaznak:

- A hordozó anyag (piezoelektromos anyag, pl. kvarc) szélétől $p/2$ távolságra helyezik el az első fésűfogat, hogy az onnan visszave-rődő jel azonos fázisban adódjon hozzá a haladó hullámhoz. Ez nagyon pontos gyártást igényel.
- A hordozó anyag szélén valamilyen nyelőt alakítanak ki, hogy az abba az irányba terjedő hullám ne tudjon reflektálódni.
- Olyan átalakítót készítenek, mely csak egyirányú hullámot hoz létre. Ilyen megoldás látható a 2.14. ábrán. A bemenő tápvonal egyik ágába egy 120° -os fázistoló és illesztő áramkör van beépít-ve, mely egy harmadik elektródasort táplál. Ez azt eredménye-zi, hogy a felületi hullám az átalakítótól csak egyik irányba (az ábrán jobbra) fog haladni. A nem tökéletes illesztés miatt itt is felléphet kismértékű balra haladó hullám, ezért a hordozó szé-



2.14. ábra. Egyirányba haladó felületi hullámot gerjesztő speciális átalakító

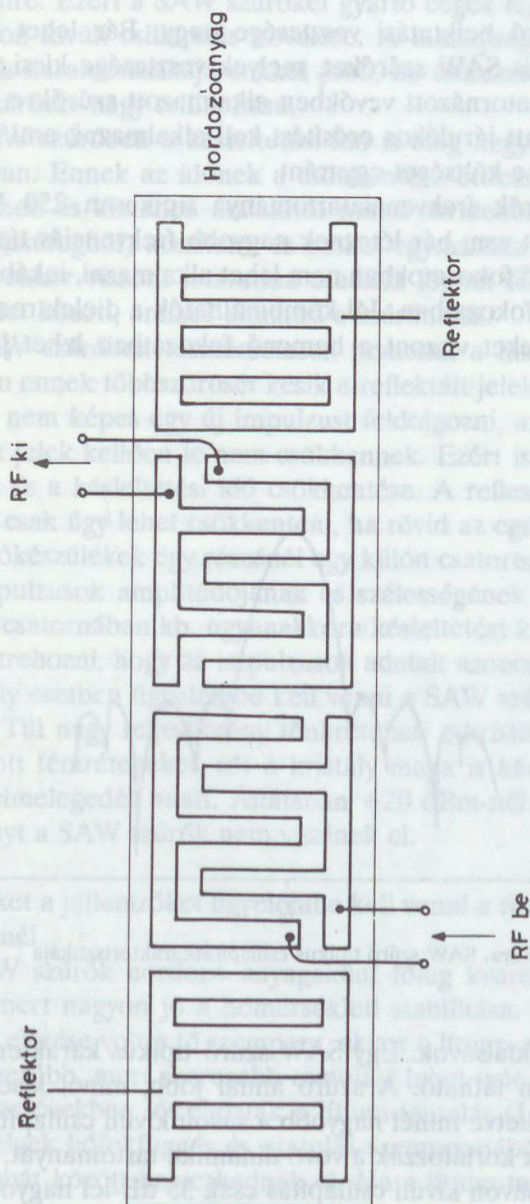
lén ilyenkor is célszerű egy-egy nyelőt elhelyezni. Ezzel a megoldással kettős előnyt is el lehet érni. A szűrő vesztesége 6 dB helyett csak 1 dB körüli, és a többszörös reflexióból adódó hamis rezonancia jele 40–50 dB-lel kisebb, mint a hasznos jel. A megoldás egyetlen hátránya a bonyolult és kényes gyártás, és az abból adódó nagy gyártási költség. Alkalmazását ezért nagyon meg kell gondolni.

- d) A hordozó két szélén olyan reflektort képeznek ki, mely megfelelő fázisban veri vissza a hordozó szélei felé haladó hullámokat, és így csökkenti a beiktatási veszteséget. Ilyen szűrő felépítése látható a 2.15. ábrán. A nagyfrekvenciás jel becsatolása egy interdigitális átalakítóba bal oldalt alul látható. Közvetlenül mellette jobbra látható a kicsatolást végző átalakító. A hordozó két szélén pedig a reflektorok vannak. Ennek a megoldásnak az a nagy előnye, hogy az összes fém vezető részt együtt lehet kialakítani, működés szempontjából csak ezek mérete és egymáshoz viszonyított helyzete számít, és a szűrő működése szempontjából közömbös, hogy az áramkör hol helyezkedik el a piezoelektromos hordozó anyagon.

A SAW szűrőknek számos előnye van, amiért elterjedten alkalmazzák azokat csatornázott vevőkben:

- Legfontosabb előny a kis méret. Ez teszi alkalmassá arra, hogy szűrősorokat lehessen készíteni elfogadható méretben.
- Egyszerűen gyártható. A piezoelektromos hordozó felületén a fém bevonatokat akár vékonyréteg-, akár vastagréteg-technológiával elő lehet állítani. Ezek a módszerek pedig jól ismertek, elterjedtek és nagy méretpontosságot biztosítanak.
- Jól reprodukálhatók. Akár vékonyréteg-, akár vastagréteg-technológiát alkalmazva, a gyártott darabok nagyon egyformák, és ismételt gyártási sorozatoknál ugyanolyan elektromos paramétereket biztosítanak.

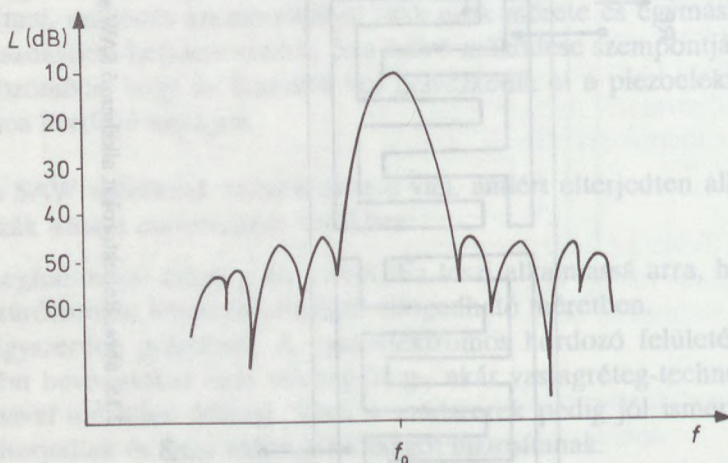
A felsorolt előnyök nagyon nagyok és teljes mértékben elegendők ahhoz, hogy csatornázott vevőkben szinte kizárólag SAW szű-



2.15. ábra. Reflektorokat alkalmazó SAW szűrő

rőket alkalmazzanak. Van azonban néhány speciális tulajdonságuk, amire oda kell figyelni, amikor felhasználjuk őket:

1. A SAW szűrő beiktatási vesztesége nagy. Bár lehet tervezni olyan speciális SAW szűrőket, melyek vesztesége kicsi, ez nem jellemző a csatornázott vevőkben alkalmazott szűrőkre. A nagy veszteség miatt járulékos erősítést kell alkalmazni, ami növeli a helyigényt és a költséget egyaránt.
2. A SAW szűrők frekvenciatartománya tipikusan 250 MHz és 1 GHz között van, bár léteznek nagyobb frekvenciás típusok is. Ezért bemenő fokozatokban nem lehet alkalmazni, inkább csak a lekevert KF fokozatban. Jól kombinálhatók a dielektromos szűrőkkel, melyeket viszont a bemenő fokozatban lehet jól használni.



2.16. ábra. SAW szűrő tipikus csillapításkarakterisztikája

3. Nagyok az oldalsávok. Egy SAW szűrő tipikus karakterisztikája a 2.16. ábrán látható. A szűrő annál jobb, minél kisebbek az oldalsávok, illetve minél nagyobb a sávon kívüli csillapítás. Ezek az oldalsávok korlátozzák a vevő dinamika tartományát. Az ábra szerint ez a sávon kívüli csillapítás csak 35 dB-lel nagyobb, mint

az áteresztő sávban. A vevő dinamika tartománya csak ennél kisebb lehet. Nyilvánvaló, hogy egy ilyen szűrő nem használható semmire. Ezért a SAW szűrőket gyártó cégek legfőbb törekvése a sávon kívüli csillapítás növelése. A manapság kapható SAW szűrők karakterisztikája sokkal jobb, az áteresztő sáv szögletes, és a zárósáv nagy csillapítású.

4. A SAW szűrőben a késleltetési idő is elég nagy, μ s tartományban van. Ennek az időnek a csökkentése érdekében célszerű a bemeneti és kimeneti átalakítót minél rövidebbre (minél kevesebb fésűfogból) készíteni, és ezeket egymáshoz közel elhelyezni. Ilyenkor viszont közvetlen csatolás léphet fel a bemenet és kimenet között, amikor elmarad a szűrőhatás.

5. A SAW szűrőben természetesen nemcsak a hasznos jel késik, hanem ennek többszörösét késik a reflektált jelek. A vevő mindaddig nem képes egy új impulzust feldolgozni, amíg ezek a reflektált jelek kellően le nem csökkennek. Ezért is célszerű a reflexiók és a késleltetési idő csökkentése. A reflexiók késleltetési idejét csak úgy lehet csökkenteni, ha rövid az egész szűrő.

6. A vevőkészülékek egy részénél egy külön csatornát alakítanak ki az impulzusok amplitúdójának és szélességének mérésére. Ebben a csatornában kb. ugyanakkora késleltetést kell mesterségesen létrehozni, hogy az impulzusok adatait azonosítani lehessen.

7. Némely esetben figyelembe kell venni a SAW szűrő disszipációját is. Túl nagy teljesítmény tönkretetheti a kristály felületén kialakított fémrétegeket, sőt a kristály maga is károsodhat a túlzott felmelegedés miatt. Általában +20 dBm-nél nagyobb teljesítményt a SAW szűrők nem viselnek el.

Mindezeket a jellemzőket figyelembe kell venni a csatornázott vevő tervezésénél.

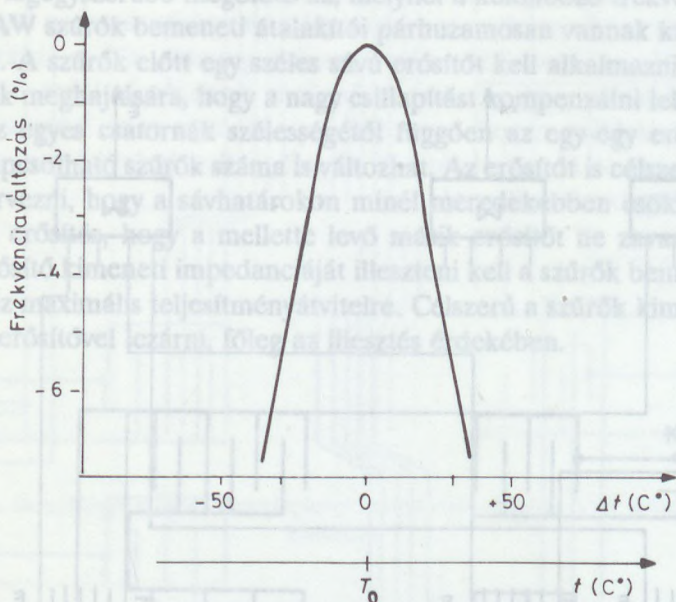
A SAW szűrők hordozó anyagaként főleg kvarckristályt alkalmaztak, mert nagyon jó a hőmérsékleti stabilitása. Ha viszont kis veszteség elérése volt a fő szempont, akkor a lítium-niobát alkalmazása célszerűbb, mert szorosabb csatolást lehet vele megvalósítani. Az 1980-as években létrehozták a lítium-tantalát (LiTaO_3) hordozókat, melyek hőfokfüggés és csatolás szempontjából a kvarc és a lítium-niobát között helyezkednek el. Ha a lítium-tantalát kristályt

bizonyos tengelyek irányában vágják, akkor nagyon jó hamisjel-elnyomást értek el, és ezeket a szűrőket lehet a legnagyobb frekvenciákig használni.

Technológiai okokból elterjedőben van a cink-oxid (ZnO_3) alkalmazása, amit könnyen létre lehet hozni valamilyen idegen alaplemezen. Japánban alaplemezként üveget használnak és fémszórási technológiát. Így olcsó és nagy mennyiségű gyártást lehet elérni. Az egyetlen hátránya a nagy veszteség, különösen nagyobb frekvenciákon. Ugyancsak új anyag a lítium-tetraborát ($\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$), mellyel szoros csatolást és kis hőfokfüggést lehet elérni. Érdekes anyag a Berlinite (AlPO_4), mely hőfokkompenzált, és szorosabb csatolást lehet vele elérni, mint kvarccal.

A SAW szűrő sáv szélessége is erősen függ a hordozó anyagától. Kvarchordozóval lehet a legkisebb sáv szélességeket megvalósítani: 0,1–5%. A lítium-tantaláttal megvalósítható sáv szélesség 5–10%. Lítium-niobáttal akár 60%-os sáv szélességet is el lehet érni. Keskenysávú alkalmazásoknál, ahol a hőfokstabilitás nagyon fontos, ott kvarcot célszerű használni. Hőmérséklet-változás hatására egy parabola szerint változik a szűrő névleges frekvenciája, miként a 2.17. ábrán látható. A parabola csúcsa a T_0 hőmérséklethez tartozik, mely attól függ, hogy a kvarchordozót milyen kristálytengelyek mentén vágják ki. Szokásos értéke 0 és 50°C között van. A parabola meredeksége is a vágási iránytól függ. Nagyon fontos ennek a metszési iránynak a jó megválasztása, mert a változás T_0 közelében a legkisebb.

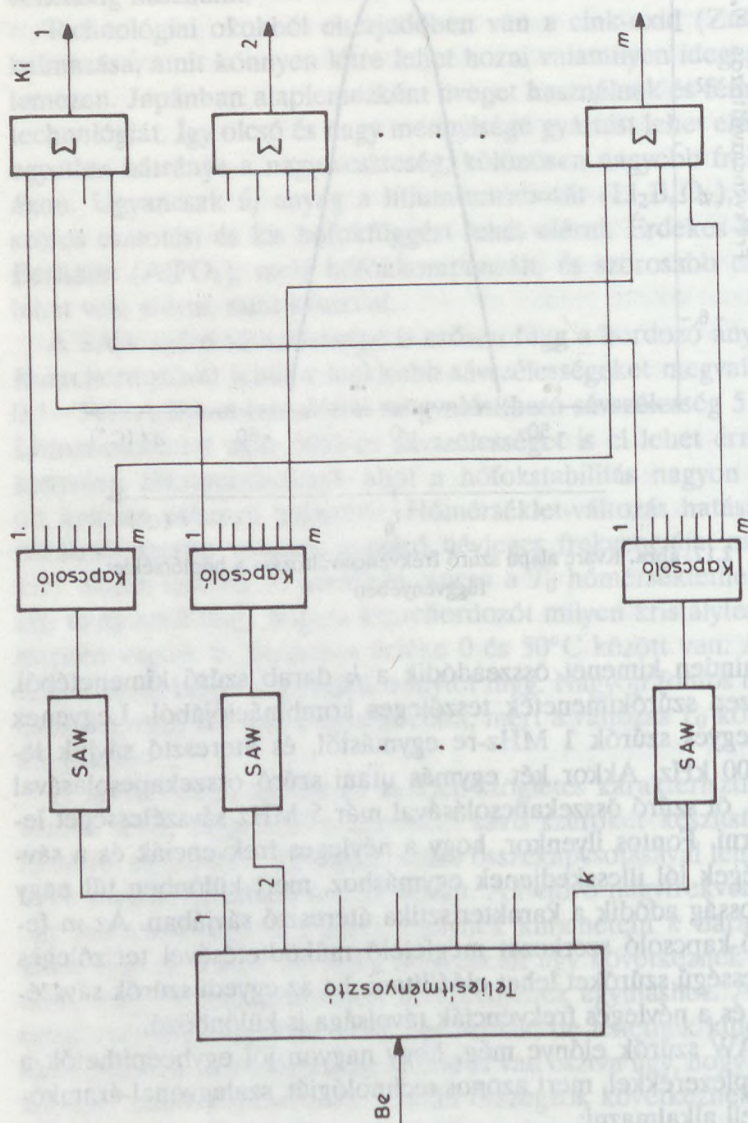
A SAW szűrők azonos és kellően szögletes karakterisztikája lehetővé teszi, hogy széles áteresztő sávú szűrőket készítsünk [9]. Ez több, egymáshoz illeszkedő szűrő összekapcsolásával lehetséges. Ilyen megoldás látható a 2.18. ábrán. A bejövő nagyfrekvenciás jel egy teljesítménysztóra kerül, melynek kimenetein k darab SAW szűrő van. A szűrők névleges frekvenciái úgy következnek egymás után, hogy az áteresztő sávok illeszkedjenek egymáshoz. Az egyes szűrők sáv szélességei lehetnek egyformák, de lehetnek különbözőek is. Minden szűrő kimenete m felé el van osztva úgy, hogy minden kimenet külön kapcsolható. Ezután összegzők következnek, összesen m darab, és minden összegzőhöz el van vezetve minden m -osztó azonos sorszámú kimenete. Így m darab kimenetet kapunk,



2.17. ábra. Kvarc alapú szűrő frekvenciaváltozása a hőmérséklet függvényében

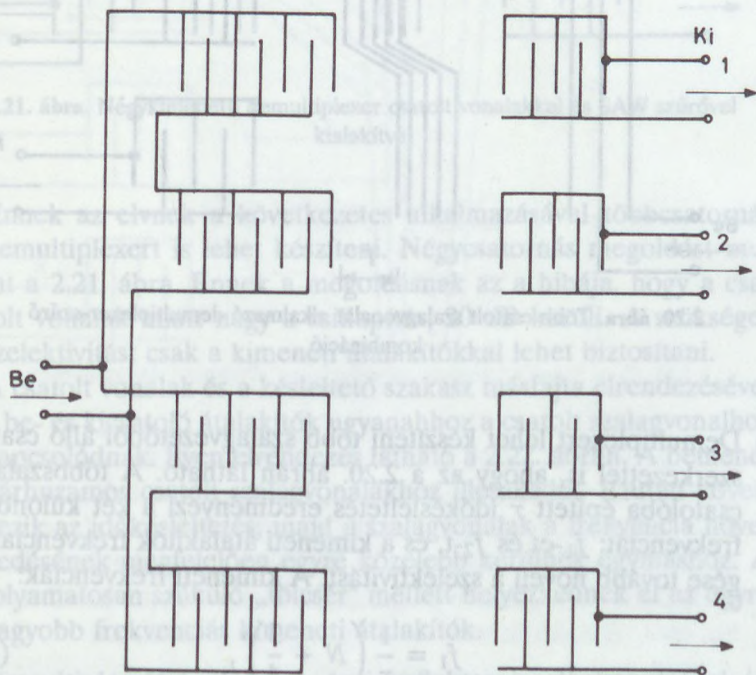
ahol minden kimenet összeadódik a k darab szűrő kimenetéből, vagy ezen szűrőkimenetek tetszőleges kombinációjából. Legyenek pl. az egyes szűrők 1 MHz-re egymástól, és áteresztő sávjuk legyen 800 kHz. Akkor két egymás utáni szűrő összekapcsolásával 2 MHz, öt szűrő összekapcsolásával már 5 MHz sáv szélességet lehet elérni. Fontos ilyenkor, hogy a névleges frekvenciák és a sáv szélességek jól illeszkedjenek egymáshoz, mert különben túl nagy hullámosság adódik a karakterisztika áteresztő sávjában. Az m felé osztó-kapcsoló szerkezet megfelelő működtetésével tetszőleges sáv szélességű szűrőket lehet előállítani, ha az egyedi szűrők sáv szélessége és a névleges frekvenciák távolsága is különböző.

A SAW szűrők előnye még, hogy nagyon jól egybeépíthetők a demultiplexerekkel, mert azonos technológiát, szalagvonal-áramköröket kell alkalmazni:



2.18. ábra. SAW szűrők összekapcsolása széles áteresztő sáv elérése érdekében

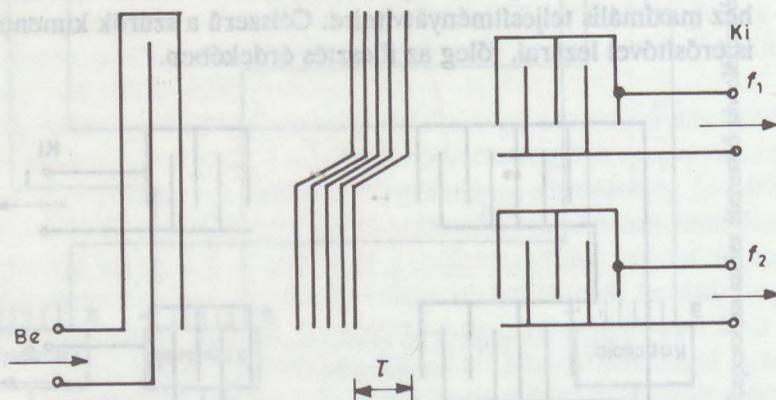
a) A legegyszerűbb megoldás az, melynél a különböző frekvenciájú SAW szűrők bemeneti átalakítói párhuzamosan vannak kapcsolva. A szűrők előtt egy széles sávú erősítőt kell alkalmazni a szűrők meghajtására, hogy a nagy csillapítást kompenzálni lehessen. Az egyes csatornák szélességétől függően az egy-egy erősítőre kapcsolható szűrők száma is változhat. Az erősítőt is célszerű úgy tervezni, hogy a sávhatárokon minél meredekebben csökkenjen az erősítés, hogy a mellette levő másik erősítőt ne zavarja. Az erősítő kimeneti impedanciáját illeszteni kell a szűrők bemenetéhez maximális teljesítményátvitelre. Célszerű a szűrők kimenetét is erősítővel lezárni, főleg az illesztés érdekében.



2.19. ábra. Sorosan és párhuzamosan kapcsolt SAW szűrőkből kialakított demultiplexer

b) Lehetséges az átalakítókat vegyesen, sorosan és párhuzamosan is kapcsolni. Ilyen megoldás látható a 2.19. ábrán. Ezen a példa

szerinti demultiplexer-szűrő kombináción 2-2 bemeneti átalakító sorba van kapcsolva, és ezek eredője van párhuzamosan kapcsolva. Ha az átalakítók sorba vannak kapcsolva, akkor csökken a bemeneti impedancia kapacitív része, ami előnyös lehet. Viszont az átalakítók egyedi bemeneti impedanciája miatt nehezebb az illesztés. A kimeneti oldalon négy független átalakító van, ott tehát egyszerű az illesztés.



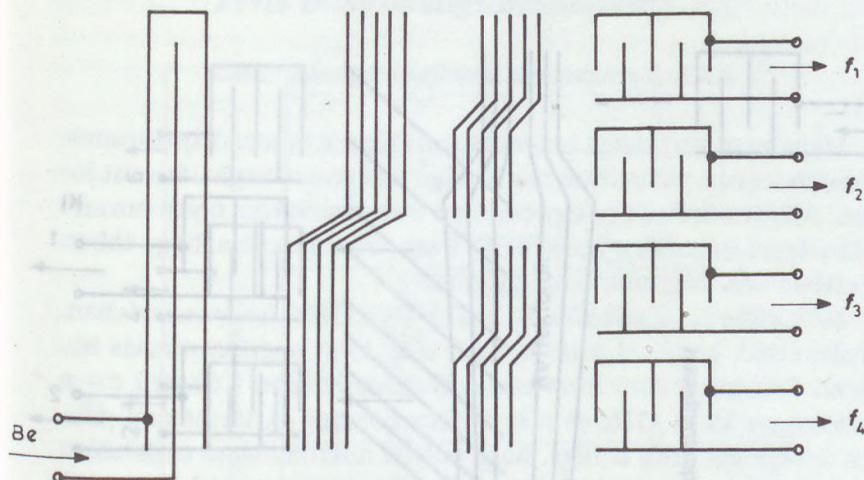
2.20. ábra. Több csatolt szalagvonalat alkalmazó demultiplexer-szűrő kombináció

- c) Demultiplexert lehet készíteni több szalagvezetőből álló csatoló szerkezettel is, ahogy az a 2.20. ábrán látható. A többszalagos csatolóba épített τ időkéselettetés eredményezi a két különböző frekvenciát: f_1 -et és f_2 -t, és a kimeneti átalakítók frekvenciafüggése tovább növeli a szelektivitást. A kimeneti frekvenciák:

$$f_1 = \frac{1}{\tau} \left(N + \frac{3}{4} \right), \quad (2.7)$$

$$f_2 = \frac{1}{\tau} \left(N + \frac{1}{4} \right), \quad (2.8)$$

ahol $N = 0, 1, 2, \dots$. Az N magasabb értékei eredményezik a felharmonikus áteresztő sávokat.

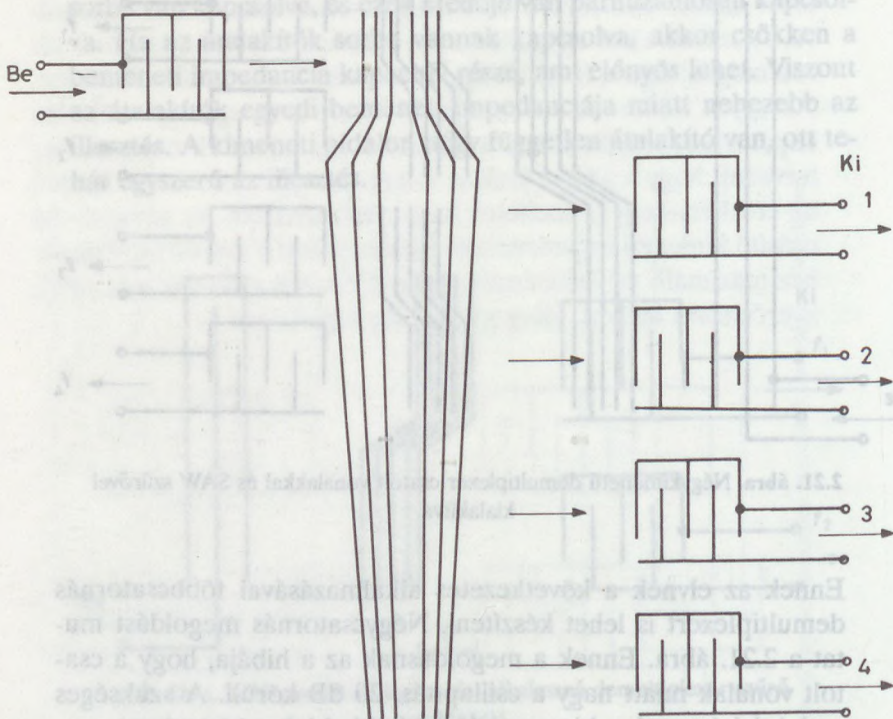


2.21. ábra. Négykimenetű demultiplexer csatolt vonalakkal és SAW szűrővel kialakítva

Ennek az elvnek a következetes alkalmazásával többcsatornás demultiplexert is lehet készíteni. Négycsatornás megoldást mutat a 2.21. ábra. Ennek a megoldásnak az a hibája, hogy a csatolt vonalak miatt nagy a csillapítás, 20 dB körüli. A szükséges szelektivitást csak a kimeneti átalakítókkal lehet biztosítani.

A csatolt vonalak és a késleltető szakasz másfajta elrendezésével a be- és kicsatoló átalakítók ugyanahhoz a csatolt szalagvonalhoz kapcsolódnak. Ilyen elrendezés látható a 2.22. ábrán. A bemenet párhuzamos csatolt szalagvonalakhoz illeszkedik. Ezután következik az időkéseleltetés, majd a szalagvonalak a frekvencia növekedésének megfelelően egyre közelebb kerülnek egymáshoz. A folyamatosan szűkülő „tölcsér” mellett helyezkednek el az egyre nagyobb frekvenciás kimeneti átalakítók.

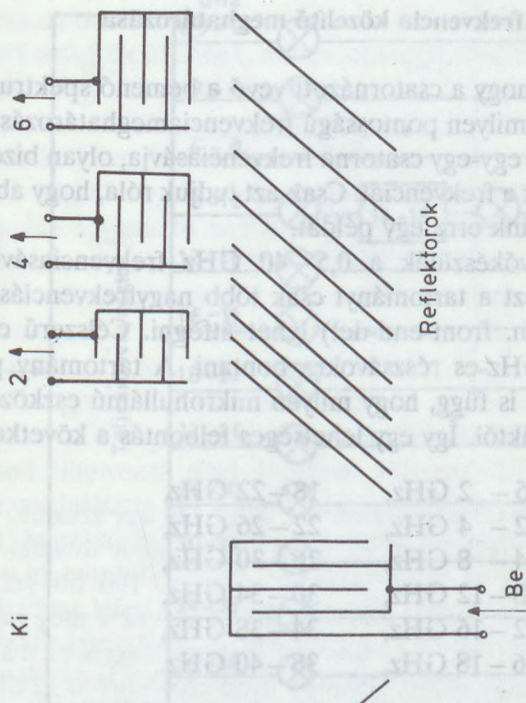
- d) Demultiplexelést el lehet érni reflektorok alkalmazásával is, ahogy a 2.23. ábrán látható. Itt felhasználtuk azt a tényt, hogy a bemeneti átalakítónál mindkét irányba halad felületi akusztikus hullám, ezért mindkét oldalra lehet reflektorokat elhelyezni. A reflektorok lehetnek fémszalagok vagy a kristály felületébe vá-



2.22. ábra. Egyetlen csatolt vonalrendszert alkalmazó demultiplexer

gott hornyok. A sűrűn elhelyezett reflektoroknál tükröződnek a legnagyobb frekvenciás hullámok, ezért az itt elhelyezett kimeneti átalakítók (1 és 2) a legkisebb méretűek. Azután a reflektorok fokozatosan ritkulnak, és a szélén a legritkábbak. Itt reflektálódnak a legkisebb frekvenciás jelek, ezért az itt elhelyezett kimeneti átalakítók mérete a legnagyobb (5 és 6).

Ezek a kombinált demultiplexer-szűrő megoldások a legkisebb helyet igénylik, de szelektivitásuk viszonylag gyenge. Ezért, ha jó minőségű csatornázásra van szükség, akkor külön teljesítményszót és külön szűrőket célszerű alkalmazni, még ha ezek drágábbak is, és nagyobb helyet is igényelnek.



2.23. ábra. Reflektorokkal megvalósított demultiplexer

2.5. Frekvenciameghatározási elvek

2.5.1. A frekvencia közelítő meghatározása

Maga az a tény, hogy a csatornázott vevő a bemenő spektrumot részekre osztja, valamilyen pontosságú frekvenciameghatározást jelent. Amilyen széles egy-egy csatorna frekvenciasávja, olyan bizonytalansággal ismerjük a frekvenciát. Csak azt tudjuk róla, hogy abban a sávban van. Nézzünk erre egy példát.

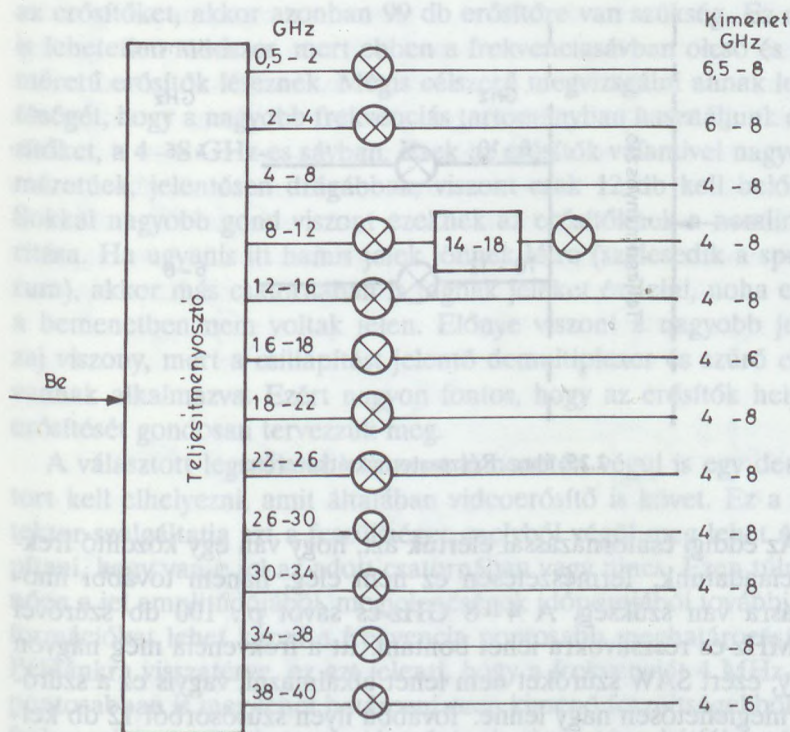
Működjön a vevőkészülék a 0,5–40 GHz frekvenciasávban. Nyilvánvaló, hogy ezt a tartományt csak több nagyfrekvenciás bemenő fokozattal (ún. front-end-del) lehet átfogni. Célszerű ezt a tartományt kb. 4 GHz-es részsávokra bontani. A tartomány pontos feltagolása attól is függ, hogy milyen mikrohullámú eszközöket lehet kapni a gyártóktól. Így egy lehetséges felbontás a következő:

0,5 – 2 GHz,	18 – 22 GHz,
2 – 4 GHz,	22 – 26 GHz,
4 – 8 GHz,	26 – 30 GHz,
8 – 12 GHz,	30 – 34 GHz,
12 – 16 GHz,	34 – 38 GHz,
16 – 18 GHz,	38 – 40 GHz.

A bal oldali oszlop frekvenciasávjait a rendelkezésre álló koaxiális mikrohullámú eszközök szabják meg, a jobb oldali oszlopot pedig az, hogy az eszközöket két csőtápvonallal lehet megvalósítani:

R 220:	18 – 26 GHz
R 320:	26 – 40 GHz

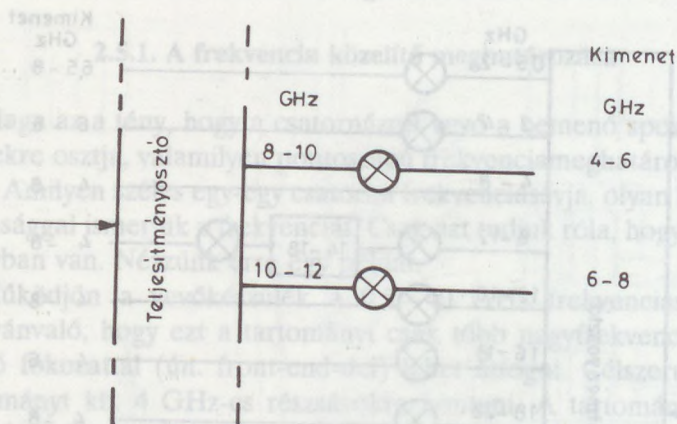
Az eddigiek is bizonyos fajta csatornázást jelentenek, de a frekvenciáról csak azt tudjuk megállapítani, hogy melyik részsávban van (2–4 GHz pontossággal). A felsorolt csatornák mindegyikét célszerű átkeverni a 4–8 GHz frekvenciasávba, és ott további csatornázást alkalmazni. Ilyen átkeverő rendszer látható a 2.24. ábrán. A rendszerben csak egy helyen látszik probléma, a 8–12 GHz-es sávban. A keverés során ugyanis a 8 GHz-es határnál a tükrörfrekvenciák nagyon közel kerülnek egymáshoz, és a vevő ezeket nem



2.24. ábra. Csatornázott vevő frekvenciaátkeverő rendszere

tudja kellően megkülönböztetni. Ezért kettős keverést alkalmaznak, vagyis ezt a sávot először egy magasabb sávba keverik, majd onnan vissza a 4–8 GHz-es tartományba. Egy másik lehetséges megoldást mutat a 2.25. ábra, melynél a 8–12 GHz-es sáv két részre van osztva és külön-külön átkeverve, hogy ne közelítse meg a 8 GHz-es határt. Bármelyik megoldást alkalmazzuk is, egy többlet keverőre és szűrőre van szükség. Az ábrákon csak a keverők vannak feltüntetve, a helyi oszcillátorok nem. Ezeket a helyi oszcillátorokat némi ügyességgel meg lehet úgy választani, hogy két keverőt is meg tudjanak hajtani. Ilyenkor azonban alsó és felső keverést kell alkalmazni, ami a frekvenciameghatározás további folyamatában jelenthet problémát.

2.5. Frekvenciahatározási elvek



2.25. ábra. Részcsatornák átkeverése

Az eddigi csatornázással elértük azt, hogy van egy közelítő frekvenciaadatunk. Természetesen ez nem elég, hanem további finomításra van szükség. A 4–8 GHz-es sávot pl. 100 db szűrővel 40 MHz-es részsávokra lehet bontani. Itt a frekvencia még nagyon nagy, ezért SAW szűrőket nem lehet alkalmazni, vagyis ez a szűrősor meglehetősen nagy lenne. Továbbá ilyen szűrősből 12 db kellene, ezért ez a megoldás összesen $12 \cdot 100 = 1200$ szűrőt igényel, és a pontosság akkor is csak 40 MHz.

Célszerű helyett további átkeverésekkel alacsonyabb frekvenciasávba eljutni, és a 4 GHz-es sávokat pl. 10 felé osztva, 200–600 MHz között elhelyezkedő csatornákat alkotni. Gondos tervezéssel így összesen 99 db 400 MHz széles csatorna adódik. Ebben a frekvenciasávban már lehet SAW szűrőket alkalmazni, és minden sávot 100 felé osztani. Így a frekvenciafelbontás 4 MHz pontos, ami akár elég is lehet. Ehhez 1 db SAW szűrősort kell megtervezni és kidolgozni, majd abból 99 db egyforma példányt legyártani. A SAW technológiával ez nem jelent problémát, megfelelő pontosságot lehet biztosítani, és a méret is elfogadható.

A csatornázásnak és a szűrők szaporításának, sajnos, van egy olyan hátránya is, hogy egyre nagyobb a csatornák csillapítása, és ezért egyre több erősítőre van szükség. Kézenfekvőnek látszik az a

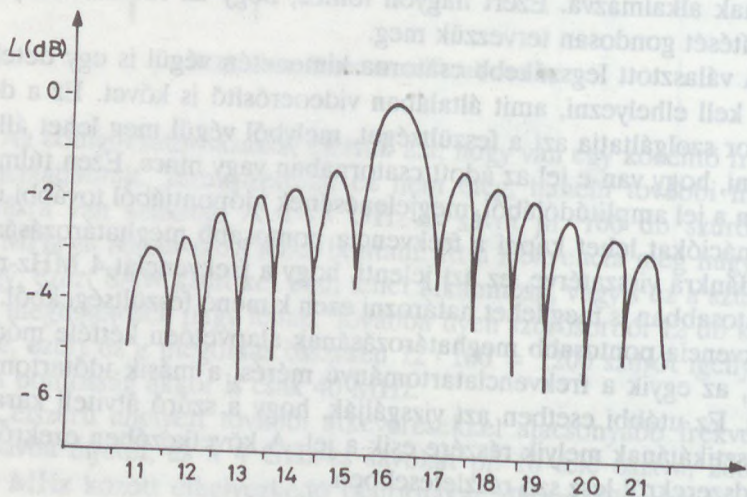
megoldás, hogy minden egyes 400 MHz-es csatornába építsük be az erősítőket, akkor azonban 99 db erősítőre van szükség. Ez nem is lehetetlen módszer, mert ebben a frekvenciasávban olcsó és kis-méretű erősítők léteznek. Mégis célszerű megvizsgálni annak lehetőségét, hogy a nagyobb frekvenciás tartományban használjunk erősítőket, a 4–8 GHz-es sávban. Ezek az erősítők valamivel nagyobb méretűek, jelentősen drágábbak, viszont csak 12 db kell belőlük. Sokkal nagyobb gond viszont ezeknek az erősítőknek a nemlinearitása. Ha ugyanis itt hamis jelek jönnek létre (szélesedik a spektrum), akkor más csatornában is fognak jeleket észlelni, noha ezek a bemenetben nem voltak jelen. Előnye viszont a nagyobb jel-zaj viszony, mert a csillapítást jelentő demultiplexer és szűrő előtt vannak alkalmazva. Ezért nagyon fontos, hogy az erősítők helyét, erősítését gondosan tervezzük meg.

A választott legszűkebb csatorna kimenetén végül is egy detektor kell elhelyezni, amit általában videoerősítő is követ. Ez a detektor szolgáltatja azt a feszültséget, melyből végül meg lehet állapítani, hogy van-e jel az adott csatornában vagy nincs. Ezen túlmenően a jel amplitúdójából, megjelenésének időpontjából további információkat lehet kapni a frekvencia pontosabb meghatározására. Példáinkra visszatérve, ez azt jelenti, hogy a frekvenciát 4 MHz-nél pontosabban is meg lehet határozni ezen kimenő feszültségekből. A frekvencia pontosabb meghatározásának alapvetően kétféle módja van, az egyik a frekvenciatartományú mérés, a másik időtartományú. Ez utóbbi esetben azt vizsgálják, hogy a szűrő átviteli karakterisztikájának melyik részére esik a jel. A következőben ezekről a módszerekről lesz szó részletesebben.

2.5.2. Frekvenciameghatározás frekvenciatartományú méréssel

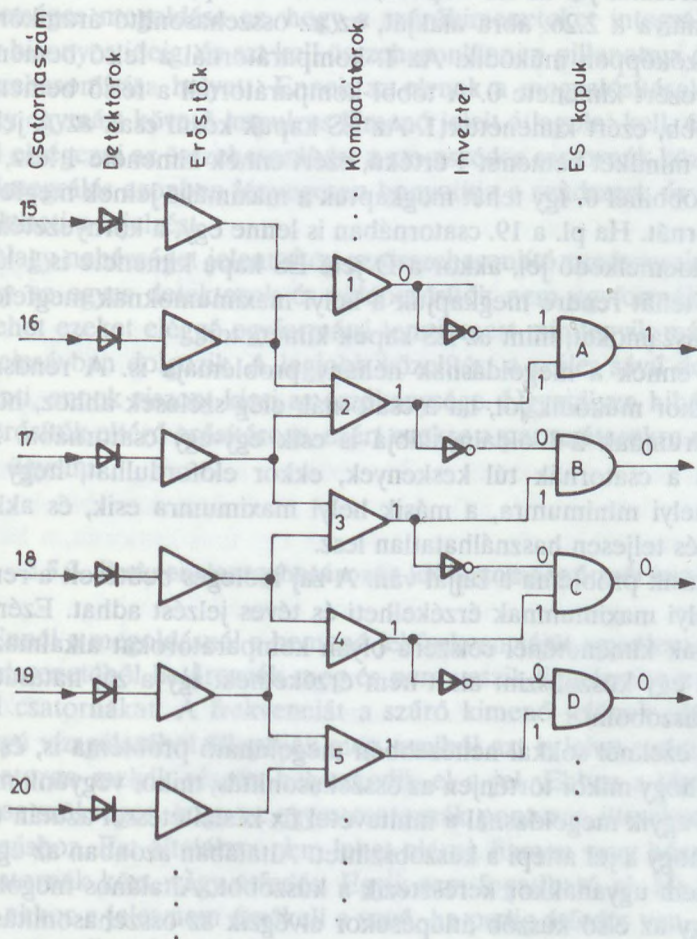
A csatornázott vevőre érkező bemenő jel általában nem egyetlen frekvencia, hanem egy többé-kevésbé széles spektrum. Különösen erős oldalnyalábokat tartalmaz az impulzusjel spektruma. Ezért a kimeneten nem csak egy csatornában kapunk indikációt, hanem a szomszéd csatornáknak is, és minél keskenyebbek a csatornák,

annál távolabb csatornában is lesz kimenő jel. A 2.26. ábrán egy impulzusjel spektruma látható, a vízszintes tengelyen pedig a csatornák egy tetszőleges sorszámmal. Látható az ábrából, hogy legnagyobb az amplitúdó a 16. csatornában, és öt csatornával odébb csak 3 dB-lel kisebb a jel. Nagyon fontos tehát, hogy a csatornázás és erősítés során az amplitúdóinformáció el ne vesszen. A valóságos vevőknél szinte lehetetlen minden csatorna erősítését azonosra beállítani, és minthogy az oldalsávok csak lassan csökkennek, ezért előfordulhat, hogy egy távolabbi csatornában (pl. 20-ban) nagyobb jelet indikáljunk, mint az előtte levőben (a 19-ben). Ez pedig téves indikációt eredményez.



2.26. ábra. Impulzusjel spektrumának helyzete a csatornázott vevő csatornáihoz képest

A feladat tehát az egyes csatornák jeleinek amplitúdó-összehasonlítása, hogy megkapjuk a legnagyobb amplitúdóhoz tartozó csatornát. Ezt az összehasonlítást legegyszerűbben komparátorokkal lehet végezni. Ilyen kapcsolást mutat a 2.27. ábra, az egyszerűség kedvéért hat csatornára korlátozva. Az egyes csatornák közé komparátorok vannak kapcsolva oly módon, hogy ha a felső csatorna



2.27. ábra. Csatornakiemeneteket összehasonlító áramkör

jele az erősebb, akkor a komparátor kimenete 1, egyébként 0. Ezen ábrán a 15–20. csatornák vannak feltüntetve, és ha ezt a 2.26. ábrához hasonlítjuk, akkor így csak a második komparátor kimenő jele lesz 1, a többi 0. A komparátorok után inverterek, majd ES kapuk következnek. A komparátorok kimenete ketté van osztva, és az egyik ágba inverter van beépítve. A felső komparátor jele inver-

teren keresztül jut az ÉS kapura, az alsó komparátoré direktben. Felhasználva a 2.26. ábra alakját, ez az összehasonlító áramkör a következőképpen működik. Az 1. komparátornál a felső bemenet kisebb, ezért kimenete 0. A többi komparátornál a felső bemenet a nagyobb, ezért kimenetük 1. Az ÉS kapuk közül csak az A jelűnél lesz mindkét bemenet 1 értékű, ezért ennek kimenete 1 lesz, az összes többinél 0. Így tehát megkaptuk a maximális jelnek megfelelő csatornát. Ha pl. a 19. csatornában is lenne egy, a környezetéhez képest kiemelkedő jel, akkor a D jelű ÉS kapu kimenete is 1 lenne. Így tehát rendre megkapjuk a helyi maximumoknak megfelelő csatornaszámokat, mint az ÉS kapuk kimeneteit.

Van ennek a megoldásnak néhány problémája is. A rendszer csak akkor működik jól, ha a csatornák elég szélesek ahhoz, hogy a spektrumnak 2-3 oldalnyalábja is esik egy-egy csatornába. Ha ugyanis a csatornák túl keskenyek, ekkor előfordulhat, hogy az egyik helyi minimumra, a másik helyi maximumra esik, és akkor a kijelzés teljesen használhatatlan lesz.

A másik probléma a zajjal van. A zaj időleges beütéseit a rendszer helyi maximumnak érzékelheti és téves jelzést adhat. Ezért a csatornák kimeneténél célszerű olyan komparátorokat alkalmazni, melyek egy küszöbszint alatt nem érzékelnek. Így a zaj hatását ki lehet küszöbölni.

Van ezeknél sokkal nehezebben megoldható probléma is, éspe-dig az, hogy mikor történjen az összehasonlítás, mikor vegyünk mintát. Az egyik megoldásnál a mintavétel fix késleltetéssel azután történik, hogy a jel átlépi a küszöbszintet. Általában azonban az egyes jelek nem ugyanakkor keresztezik a küszöböt. Általános megoldás az, hogy az első küszöb átlépésekor elvégzik az összehasonlítást a szomszéd csatornákkal.

Egy másik megoldásnál a mintavétel a bemenő jel függvényében történik. Amikor a bemenő jel átlépi a küszöböt, konstans késleltetéssel (ami a csatornázott vevő futásidejének felel meg) később mintát vesznek az összes csatornából, és ezeket hasonlítják össze. Ez a megoldás is tud rossz döntést eredményezni. Előfordulhat ugyanis, hogy a szomszéd csatornák kimenő jele a mintavétel pillanatában nagyobb, mint ahol a tényleges maximum van. Ez akkor is előfordulhat, ha az egyes csatornák késleltetési ideje eltérő, és

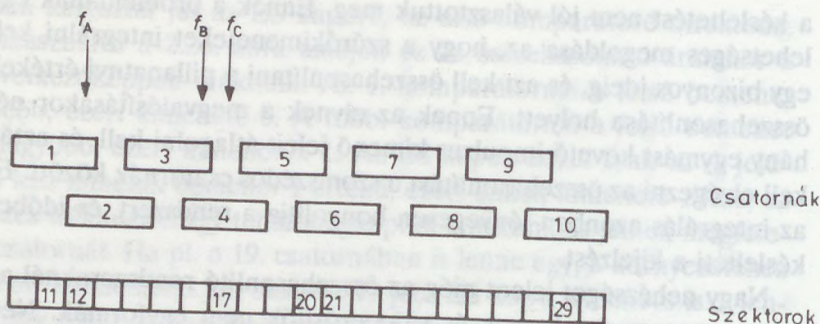
a késleltetést nem jól választottuk meg. Ennek a problémának egy lehetséges megoldása az, hogy a szűrőkimeneteket integrálni kell egy bizonyos ideig, és azt kell összehasonlítani a pillanatnyi értékek összehasonlítása helyett. Ennek az elvnek a megvalósításakor néhány egymást követő impulzus kimenő jeleit átlagolni kell, és aztán kell elvégezni az összehasonlítást a szomszédos csatornák között. Ez az integrálás azonban lényegesen bonyolítja a rendszert, és időben késlelteti a kijelzést.

Nagy nehézséget jelent még az összehasonlító rendszereknél az, hogy az egyes detektorok és videoerősítők nem egyformák. Nem is lehet ezeket eléggé egyformává tenni, mert mindegyik más frekvenciasávban dolgozik. A legjobb közelítést a széles sávú detektor jelenti, ennek viszont kicsi az érzékenysége. Ugyanilyen hibát okoz az erősítők eltérő erősítése is, ezért ezekre a paraméterekre nagyon kell ügyelni.

2.5.3. Frekvenciameghatározás időtartományú méréssel

Ennél a megoldásnál a bemenő jel frekvenciáját egyetlen csatorna kimenetéből határozzák meg és nem veszik figyelembe a szomszéd csatornákat. A frekvenciát a szűrő kimenő jelének időtartományú vizsgálatából állapítják meg, amiből azt is lehet tudni, hogy a csatorna melyik részén helyezkedik el a jel. Ehhez a vizsgálat-hoz az szükséges, hogy az egyes csatornák pontosan illeszkedjenek egymáshoz. Ezt általában nem lehet elérni, hanem vagy hézag van a csatornák közt, vagy átfedés. Egyik sem fogadható el. Ha hézag van, akkor a jelet nem érzékeli a vevő, ha pedig átfedés van, akkor két csatornában kapunk jelzést.

Ezért olyan megoldást alkalmazunk, hogy a csatornák között szándékosan legyen átfedés, méghozzá kb. $1/3$ arányban. Ennek a rendszernek a működését a 2.28. ábra alapján lehet érzékelni. Legyenek 1-től 10-ig az egymással átfedésben levő csatornák, és jelöljük külön számokkal az $1/3$ részekhez tartozó szektorokat. Az f_A frekvenciájú jel jelzést fog adni az 1. és 2. csatornában, amiből meg lehet állapítani, hogy a 12. szektorban van. Ha egyidejűleg az f_B frekvenciájú jel is van a spektrumban, akkor jelzést kapunk



2.28. ábra. Frekvenciameghatározás átfedésben levő csatornákkal

az 1., 2., 3. és 4. csatornában, ezért ezt a két jelet nem lehet egymástól megkülönböztetni. Ha viszont a második jel frekvenciája kicsit távolabb van (f_C jel), akkor az 1., 2. és 4. csatornában kapunk jelzést, amiből látszik, hogy közte van egy üres csatorna, a két jel a 12. és 17. szektorban van. Ez a módszer tehát csak akkor tud két jelet megkülönböztetni, ha azok frekvenciatávolsága legalább 5 szakasznyi. Az ábrán az is látszik, hogy a szélső szektor nem használható, mert a 11. és azt megelőző, illetve a 29. és utána következő szektor egymástól nem különböztethető meg. Ezért a teljes frekvenciasáv csak a 11–29. szektorok között lehet.

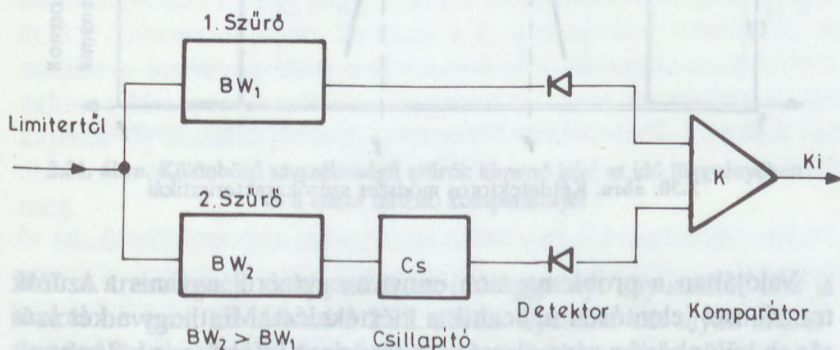
Az időtartományú összehasonlításnál előnyös az, ha az egyes csatornák jelei limitálva vannak. Ezért nagy erősítést kell alkalmazni. Ilyenkor viszont elvesznek az impulzus amplitúdójára és szélességére vonatkozó információk. Ez tovább bonyolítja a megoldást olyan értelemben, hogy a demultiplexernél minden csatornában 2-2 párhuzamos szűrő alkalmazása célszerű. Az egyik jelét lehet felerősíteni és limitálni a frekvenciamérés érdekében. A másik szűrő jelét csak lineárisan szabad erősíteni, hogy ezen a csatornán amplitúdó- és szélességmérést lehessen végezni a bemenő impulzuson.

Megvizsgáltuk a csatornázott vevőben elvileg alkalmazható frekvenciamérési módszereket. A következőkben néhány konkrét példát fogunk vizsgálni a módszerek, áramkörök alkalmazására.

2.6. Különböző frekvenciamérési megoldások

2.6.1. Kétdetektoros módszer

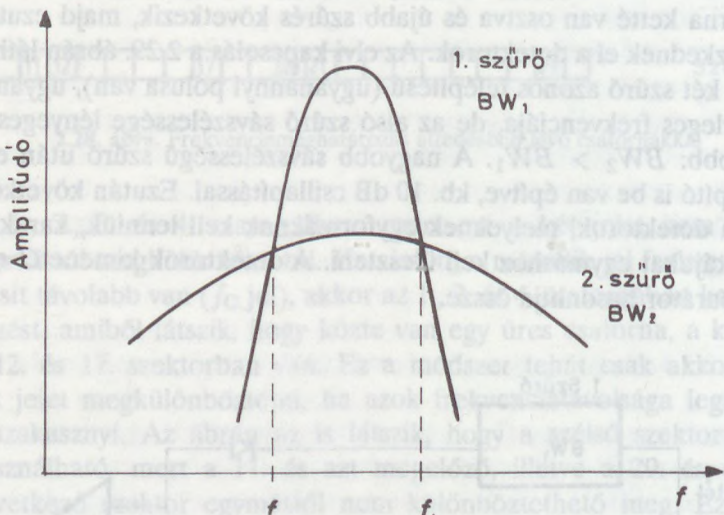
Ennél a megoldásnál az időtartományú mérés egy különleges esetéről van szó. Az elvből adódóan az egyes csatornák jele nagymértékben fel van erősítve, majd limitálva van. A limiter után a csatorna ketté van osztva és újabb szűrés következik, majd ezután helyezkednek el a detektorok. Az elvi kapcsolás a 2.29. ábrán látható. A két szűrő azonos felépítésű (ugyanannyi pólusa van), ugyanaz a névleges frekvenciája, de az alsó szűrő sáv szélessége lényegesen nagyobb: $BW_2 > BW_1$. A nagyobb sáv szélességű szűrő után egy csillapító is be van építve, kb. 10 dB csillapítással. Ezután következnek a detektorok, melyeknek egyformáknak kell lenniük, karakterisztikájukat egymáshoz kell illeszteni. A detektorok kimenetét egy komparátor hasonlítja össze.



2.29. ábra. Kétdetektoros frekvenciameghatározás

A komparátor működését akkor lehet jól megérteni, ha a két szűrőkarakterisztikát egymásra rajzoljuk. Ez látható a 2.30. ábrán. A 2. szűrő kimenő jele láthatóan le van csillapítva, hogy a szűrőkarakterisztikák jól határolt metszéspontot adjanak. A metszéspontokhoz tartozó frekvenciák f_a és f_b , és ezek között van ennek a csatornának a működési frekvenciasávja. Ha a bemenő jel f_a és f_b

között van, akkor az 1. szűrő jele nagyobb, ilyenkor a komparátor kimenete pozitív. Ha a bemenő jel az $f_a - f_b$ tartományon kívül van, akkor a 2. szűrő jele nagyobb, és a komparátor kimenete negatív. Ezért a komparátor kimenetét figyelve, meg lehet állapítani, hogy ebben a csatornában van-e jel. A szomszéd csatornáknak az f_a és f_b frekvenciákhoz kell illeszkedni.

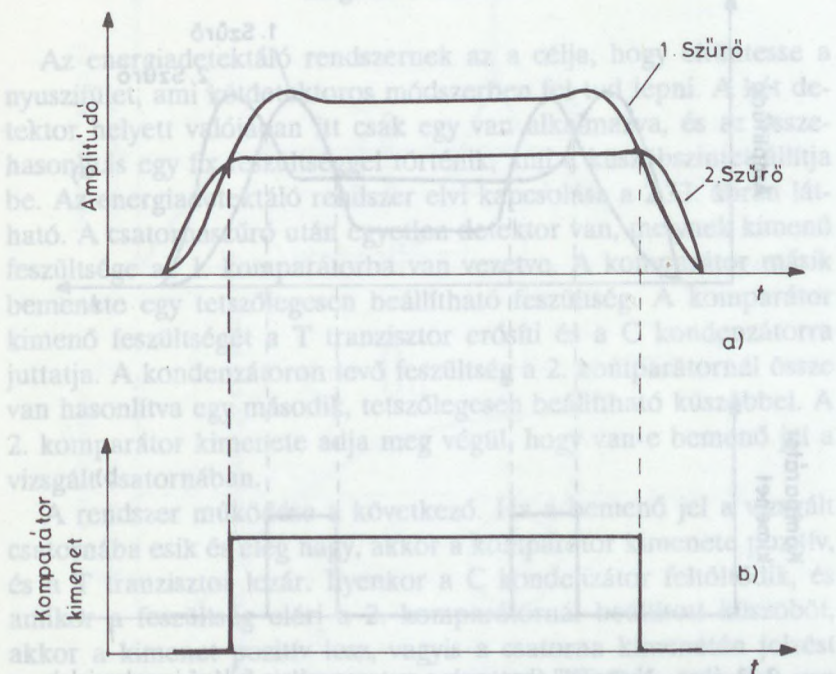


2.30. ábra. Kétdetektoros módszer szűrőkarakterisztikái

Valójában a probléma nem ennyire egyszerű, ugyanis a szűrők tranziensei jelentősen nehezítik a kiértékelést. Minthogy a két szűrőnek különböző a sávszélessége, a tranziens lefolyása is különböző. Minél nagyobb a sávszélesség, annál kisebb a tranziens. A 2. szűrőnek tehát rövidebb a tranziens ideje, mint az 1. szűrőé. A két szűrő kimenete az idő függvényében látható a 2.31.a. ábrán. Ebben az esetben a bemenő jel az f_a és f_b frekvenciák között van, mert amíg az impulzus tart, addig az 1. szűrő kimenő jele nagyobb. Ezért a komparátor kimenete ezen idő alatt pozitív, ahogy az a 2.31.b. ábrán látható.

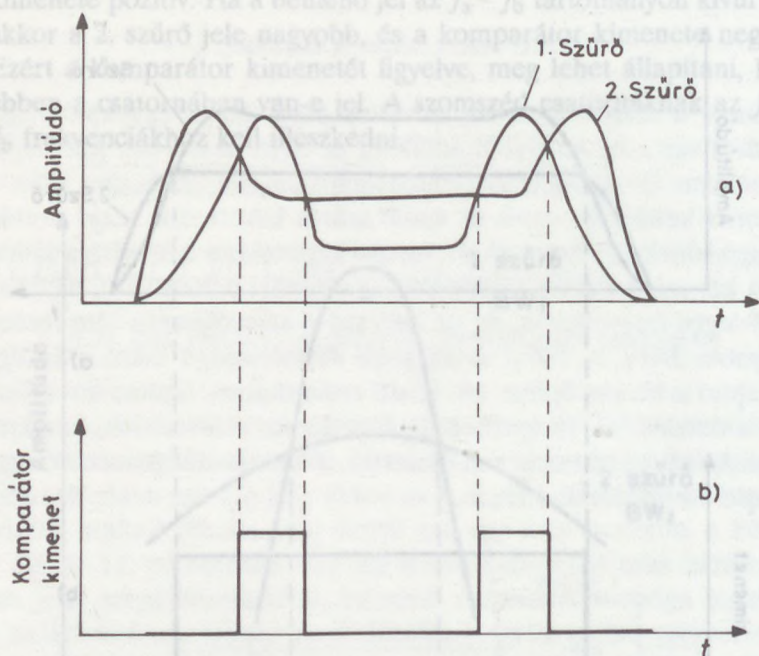
Ha a bemenő jel az $f_a - f_b$ tartományon kívül van, akkor a komparátor gyakran pozitív kimenetet ad az impulzus fel- és lefutó éle-

2.6.2. Energiadetektáló rendszer alkalmazása a frekvencia meghatározásához



2.31. ábra. Különböző sávszélességű szűrők kimenő jelei az idő függvényében és a hozzá tartozó komparátorjel

inél. A tranziensek alakja miatt az időfüggvényt „nyuszifül”-nek is szokás nevezni. Ez látható a 2.32. ábrán. Ilyenkor két olyan időtartomány is van, ahol az 1. szűrő jele a nagyobb, amikor a komparátor kimenete pozitív. Ha ez a két időintervallum elég távol van egymástól, akkor azokat külön-külön indikálni lehet, és ebből egyértelműen látszik, hogy csatornán kívüli jelről van szó. Ha azonban a bemeneti impulzus nagyon keskeny, akkor ez a két pozitív kimeneti szakasz nagyon közel kerül egymáshoz, esetleg össze is ér, és ilyenkor a kijelzés pontosan olyan, mintha a csatornán belüli jelet indikálnánk, vagyis téves frekvenciajelzést kapunk. Ez a jelenség szabja meg azt, hogy mi az a minimális impulzusszélesség, amit a vevő fel tud dolgozni.



2.32. ábra. „Nyuszifül” ábra, mely a csatorna szélein fellépő impulzusjelek esetén alakul ki

Ez a kettős detektálás módszer némileg egyszerűsíthető, ha elhagyjuk a szélesebb sávú szűrőt, és helyette a komparátor bemenetére egy konstans feszültséget kötünk. A komparátor ilyenkor a keskenysávú szűrő jelét hasonlítja a fix feszültséghez. A „nyuszifül” ilyenkor is felléphet, ha a komparálási szintet túl magasra választjuk meg (pl. a 2.32. ábrán a 2. szűrőnek megfelelő szintre), de jól megállapított komparálási szint esetén nem lép fel kettős kimenő impulzus. Nagyobb gondot jelent ilyenkor, ha az erősítő-limiter lánc kimenő szintje változik, mert akkor változik a komparálási szint, és ez frekvenciapontatlanságot okoz. Amikor két szűrő és két detektor van, akkor ennek kisebb az esélye, mert mindkét szűrő kimenete együtt változik, és így a komparálás változatlan.

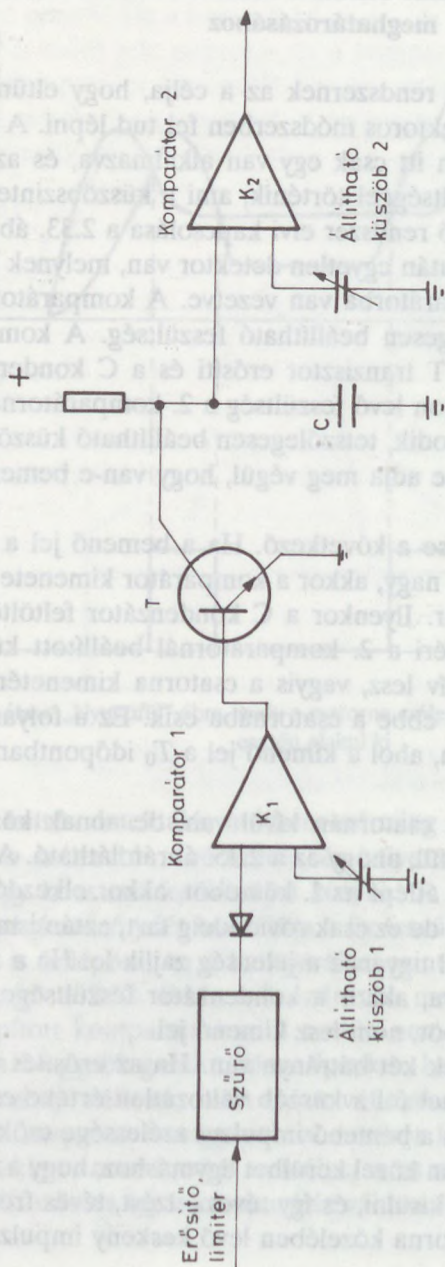
2.6.2. Energiadetektáló rendszer alkalmazása a frekvencia meghatározásához

Az energiadetektáló rendszernek az a célja, hogy eltüntesse a nyuszifület, ami kétdetektoros módszerben fel tud lépni. A két detektor helyett valójában itt csak egy van alkalmazva, és az összehasonlítás egy fix feszültséggel történik, ami a küszöbszintet állítja be. Az energiadetektáló rendszer elvi kapcsolása a 2.33. ábrán látható. A csatornaszűrő után egyetlen detektor van, melynek kimenő feszültsége az 1. komparátorba van vezetve. A komparátor másik bemenete egy tetszőlegesen beállítható feszültség. A komparátor kimenő feszültségét a T tranzisztor erősíti és a C kondenzátorra juttatja. A kondenzátoron levő feszültség a 2. komparátornál össze van hasonlítva egy második, tetszőlegesen beállítható küszöbvel. A 2. komparátor kimenete adja meg végül, hogy van-e bemenő jel a vizsgált csatornában.

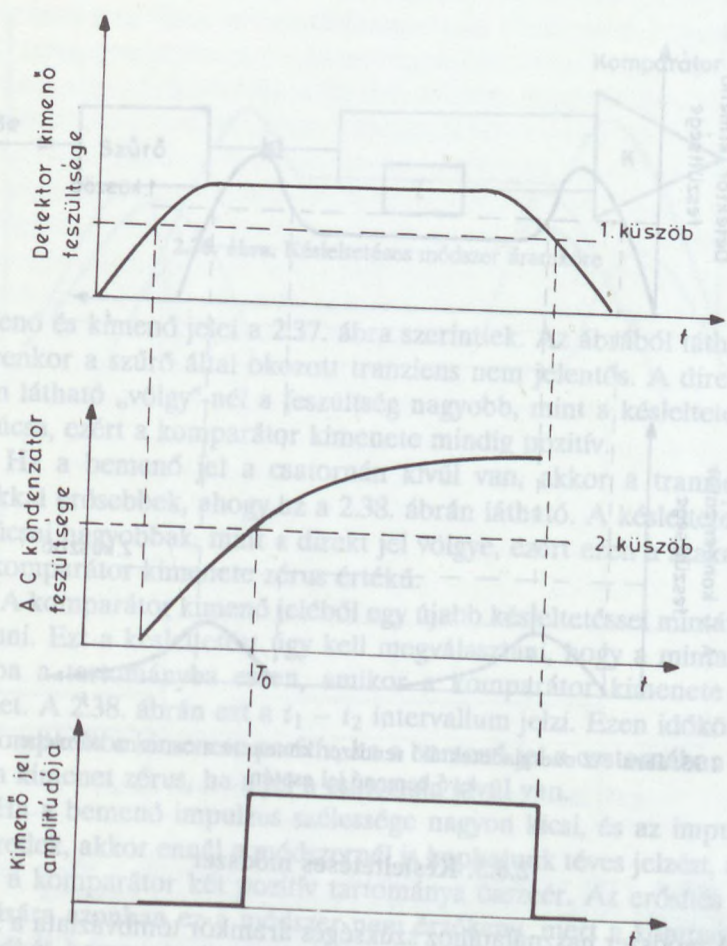
A rendszer működése a következő. Ha a bemenő jel a vizsgált csatornába esik és elég nagy, akkor a komparátor kimenete pozitív, és a T tranzisztor lezár. Ilyenkor a C kondenzátor feltöltődik, és amikor a feszültség eléri a 2. komparátornál beállított küszöböt, akkor a kimenet pozitív lesz, vagyis a csatorna kimenetén jelzést kapunk. A bemenő jel ebbe a csatornába esik. Ez a folyamat van ábrázolva a 2.34. ábrán, ahol a kimenő jel a T_0 időpontban jelenik meg.

Ha a bemenő jel a csatornán kívül van, de annak közelében, akkor létrejön a nyuszifül, ahogy az a 2.35. ábrán látható. Amikor a nyuszifülek feszültsége átlépi az 1. küszöböt, akkor elkezdődik a C kondenzátor töltődése, de ez csak rövid ideig tart, aztán ismét kisül. A második nyuszifülnél ugyanez a jelenség zajlik le. Ha a második küszöb jól van beállítva, akkor a kondenzátor feszültsége egyszer sem lépi át a 2. küszöböt, nem lesz kimenő jel.

Ennek a módszernek két hátránya van. Ha az erősítés változik, akkor téves jelzés léphet fel a küszöb változatlan értéke esetén. A másik hiba az, hogy ha a bemenő impulzus szélessége csökken, akkor a két nyuszifül olyan közel kerülhet egymáshoz, hogy a kondenzátor közben nem tud kisülni, és így téves jelzést, téves frekvenciaadatot kapunk. A csatorna közelében levő keskeny impulzus olyan

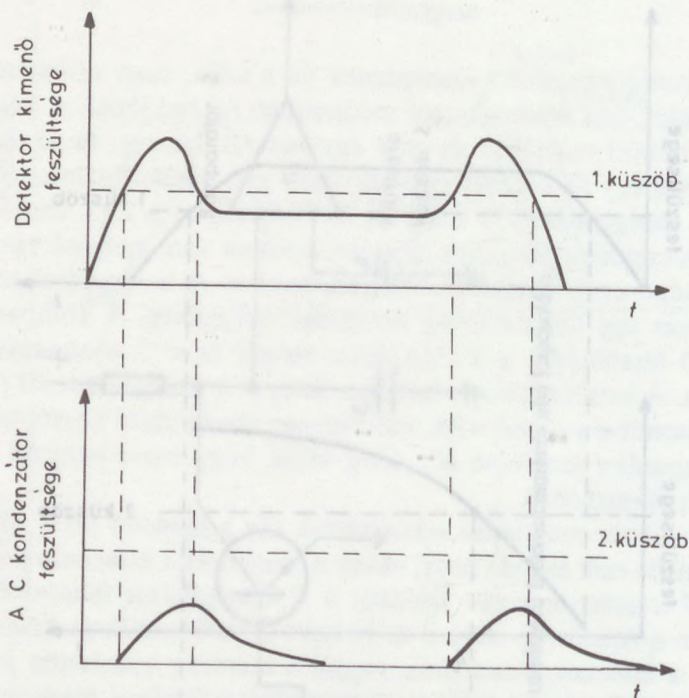


2.33. ábra. Energiadetektáló rendszerű frekvenciamérés elvi kapcsolása



2.34. ábra. Az energiadetektáló rendszer kimenete a vizsgált csatornába eső jel esetén

döntést eredményezhet, mintha a jel a csatornában lenne. Ezért, bár ennél a rendszernél a nyuszifül nem zavar, keskeny impulzusok esetén téves információt kapunk.

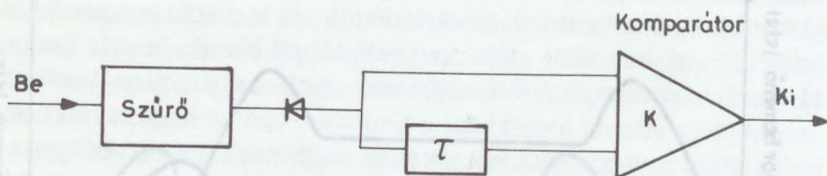


2.35. ábra. Az energiadetektáló rendszer kimenete a csatorna közelében levő bemenő jel esetén

2.6.3. Késleltetési módszer

A módszer használatához szükséges áramkör tömbvázlata a 2.36. ábrán látható. A detektor után a jel ketté van osztva. Az egyik ág közvetlenül egy komparátorba van vezetve. A másik ág τ időkésltetés után jut ugyanarra a komparátorra. A két ág között még amplitúdókülönbségnek is kell lenni. A késleltető áramkör csillapítása általában elég, ha nem, akkor azon az ágon további csillapítót is el kell helyezni. A kapcsolásnak az a célja, hogy szándékosan jelezze a nyuszifület, és így tegyen különbséget a csatornába vagy amellé eső jel között.

Ha a bemenő jel a csatornában van, akkor a komparátor be-



2.36. ábra. Késleltetési módszer áramköre

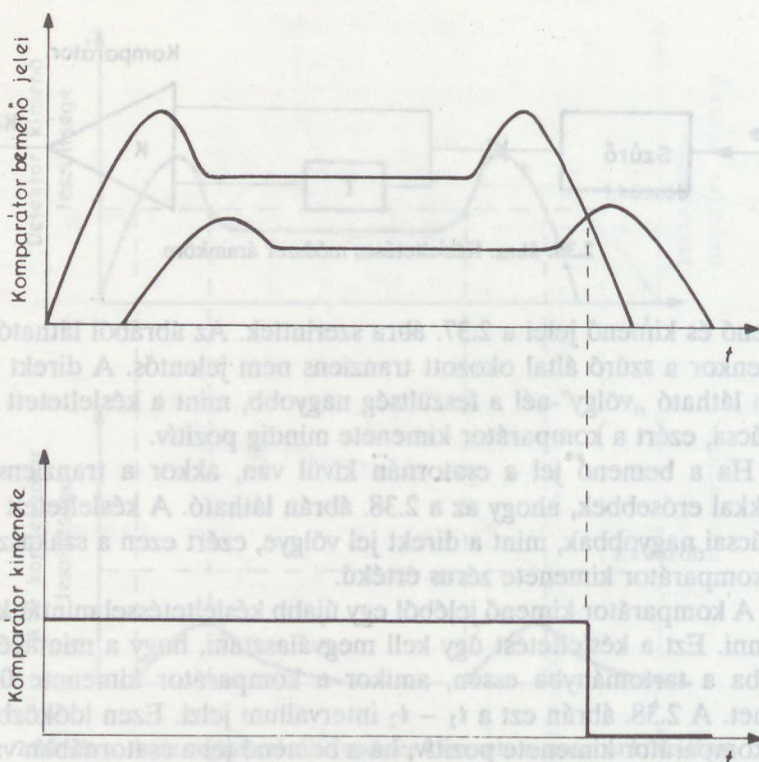
menő és kimenő jelei a 2.37. ábra szerintiek. Az ábrából láthatóan ilyenkor a szűrő által okozott tranziens nem jelentős. A direkt jelen látható „völgy”-nél a feszültség nagyobb, mint a késleltetett jel csúcsa, ezért a komparátor kimenete mindig pozitív.

Ha a bemenő jel a csatornán kívül van, akkor a tranziensek sokkal erősebbek, ahogy az a 2.38. ábrán látható. A késleltetett jel csúcsai nagyobbak, mint a direkt jel völgye, ezért ezen a szakaszon a komparátor kimenete zérus értékű.

A komparátor kimenő jeléből egy újabb késleltetéssel mintát kell venni. Ezt a késleltetést úgy kell megválasztani, hogy a mintavétel abba a tartományba essen, amikor a komparátor kimenete 0 is lehet. A 2.38. ábrán ezt a $t_1 - t_2$ intervallum jelzi. Ezen időközben a komparátor kimenete pozitív, ha a bemenő jel a csatornában van, és a kimenet zérus, ha a jel a csatornán kívül van.

Ha a bemenő impulzus szélessége nagyon kicsi, és az impulzus meredek, akkor ennél a módszernél is kaphatunk téves jelzést, amikor a komparátor két pozitív tartománya összeér. Az erősítés változására azonban ez a módszer nem érzékeny, mert a komparátor mindkét bemenete ugyanarról a diódáról származik. Ez a legnagyobb különbség a két-detektoros módszerhez képest.

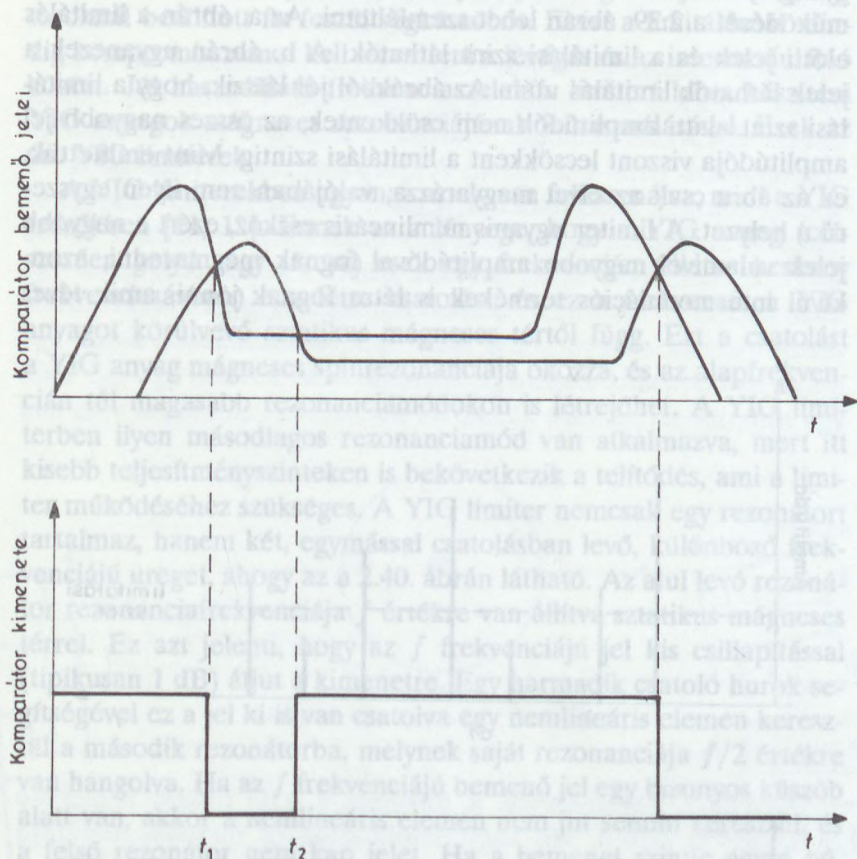
Az ismertetett frekvenciamérési módszereknél a detektor egy erősítő-limiter lánc után következett, amikor az amplitúdóinformáció elvész a rendszerben. Ez a limitálás azonban nagyon előnyös a frekvencia minél pontosabb meghatározása szempontjából. Ha ugyanis az amplitúdó is változik, akkor még nehezebb eldönteni, hogy a bemenő jel melyik csatornába esik, illetve, hogy a csatorná-



2.37. ábra. Csatornán belüli jel alakja késleltetés esetén

ban van-e, vagy közvetlen mellette. Ezért nagyobb a téves jelzés eshetősége.

Ha a csatornázott vevővel az amplitúdóinformációt is meg akarjuk kapni, akkor két független csatornára van szükségünk, egy lineárisra, az amplitúdó meghatározásához, és egy limitáltra, a frekvencia megállapításához. Esetleg felhasználható ilyenkor a 2.5.2. pontban leírt frekvenciatartományú mérés, mely az amplitúdók összehasonlításán alapul, de ilyenkor az erősítés ingadozása a frekvenciamérést is meghamisítja. A csatornázott vevő rendszerének tervezésekor nagyon fontos annak eldöntése, hogy az amplitúdóinformációra is szükség van-e, és a vevőt eszerint kell tervezni.



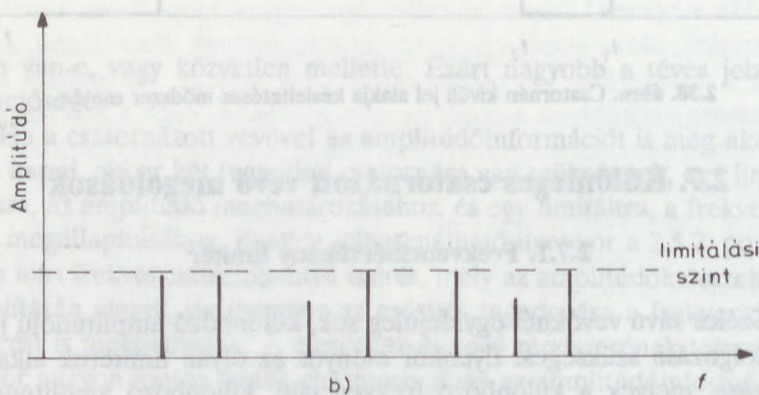
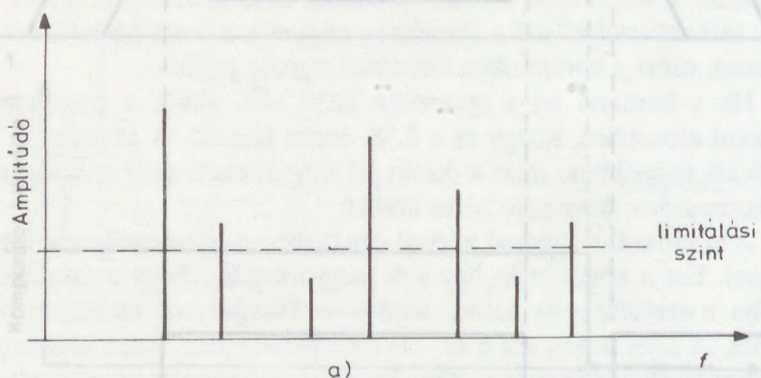
2.38. ábra. Csatornán kívüli jel alakja késleltetési módszer esetén

2.7. Különleges csatornázott vevő megoldások

2.7.1. Frekvenciaérzékeny limiter

Széles sávú vevőknél egyidejűleg sok, különböző amplitúdójú jel feldolgozása szükséges. Ilyenkor előnyös az olyan limiterok alkalmazása, melyek a különböző frekvenciájú, különböző amplitúdójú jeleket különböző mértékben csillapítják, hogy az egyébként is

gyenge jelek tovább ne csökkenjenek. A frekvenciaérzékeny limiter működését a 2.39. ábrán lehet szemléltetni. Az a. ábrán a limitálás előtti jelek és a limitálási szint láthatók. A b. ábrán ugyanezek a jelek láthatók limitálás után. Az ábrákból jól látszik, hogy a limitálási szint alatti amplitúdók nem csökkentek, az összes nagyobb jel amplitúdója viszont lecsökkent a limitálási szintig. Mint említettük, ez az ábra csak az elvet magyarázza, valójában nem ilyen egyszerű a helyzet. A limiter ugyanis nemlineáris eszköz, ezért a nagyobb jelek valamivel nagyobb amplitúdóval fognak megmaradni, azonkívül intermodulációs termékek is létre fognak jönni, amik téves

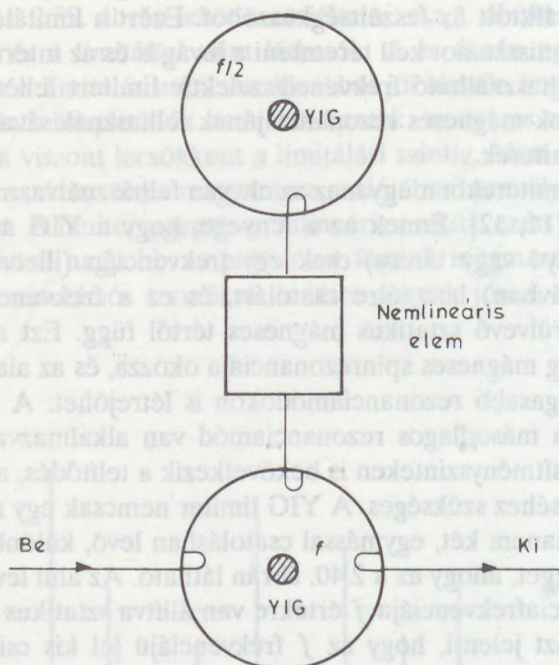


2.39. ábra. Frekvenciaérzékeny limiter működési elve

kijelzéseket eredményezhetnek, ha szintjük meghaladja a komparátoroknál beállított fix feszültségküszöböt. Ezért a limitálásnál mindig kompromisszumot kell teremteni a levágás és az intermoduláció között. Jól használható frekvenciaszelektív limitert lehet készíteni YIG anyagok mágneses rezonanciájának felhasználásával. Ezek az ún. YIG limiterek.

A YIG limiterekben ugyanaz az elv van felhasználva, mint a YIG szűrőkben [11, 12]. Ennek az a lényege, hogy a YIG anyag (célszerűen golyó vagy tárcsa) csak egy frekvencián (illetve keskeny frekvenciasávban) hoz létre csatolást, és ez a frekvencia a YIG anyagot körülvevő sztatikus mágneses tértől függ. Ezt a csatolást a YIG anyag mágneses spinrezonanciája okozza, és az alapfrekvencián túl magasabb rezonanciamódokon is létrejöhet. A YIG limiterben ilyen másodlagos rezonanciamód van alkalmazva, mert itt kisebb teljesítményszinteken is bekövetkezik a telítődés, ami a limiter működéséhez szükséges. A YIG limiter nemcsak egy rezonátort tartalmaz, hanem két, egymással csatolásban levő, különböző frekvenciájú üreget, ahogy az a 2.40. ábrán látható. Az alul levő rezonátor rezonanciafrekvenciája f értékre van állítva sztatikus mágneses térrel. Ez azt jelenti, hogy az f frekvenciájú jel kis csillapítással (tipikusan 1 dB) átjut a kimenetre. Egy harmadik csatoló hurok segítségével ez a jel ki is van csatolva egy nemlineáris elemen keresztül a második rezonátorba, melynek saját rezonanciája $f/2$ értékre van hangolva. Ha az f frekvenciájú bemenő jel egy bizonyos küszöb alatt van, akkor a nemlineáris elemen nem jut semmi keresztül, és a felső rezonátor nem kap jelet. Ha a bemenet szintje egyre nő, akkor energia jut át a felső, $f/2$ frekvenciára hangolt rezonátorba. Az $f/2$ frekvenciájú rezonátorban az energia egy része hővé alakul, más része visszaverődik a bemenetre, ily módon a kimenetre sokkal kevesebb jut, létrejön a limitálás.

Ha egyidejűleg több jel jut a YIG limiterre, akkor mindegyik a saját amplitúdója arányában fog átcsatolódni és egyre jobban korlátozódni, hogy a kimeneti amplitúdó közel azonos legyen. Ha azonban a két jel frekvenciája nagyon közel van, amplitúdója pedig nagyon eltérő, akkor elfogási jelenség léphet fel, hogy az erős jel elnyomja a gyengét.



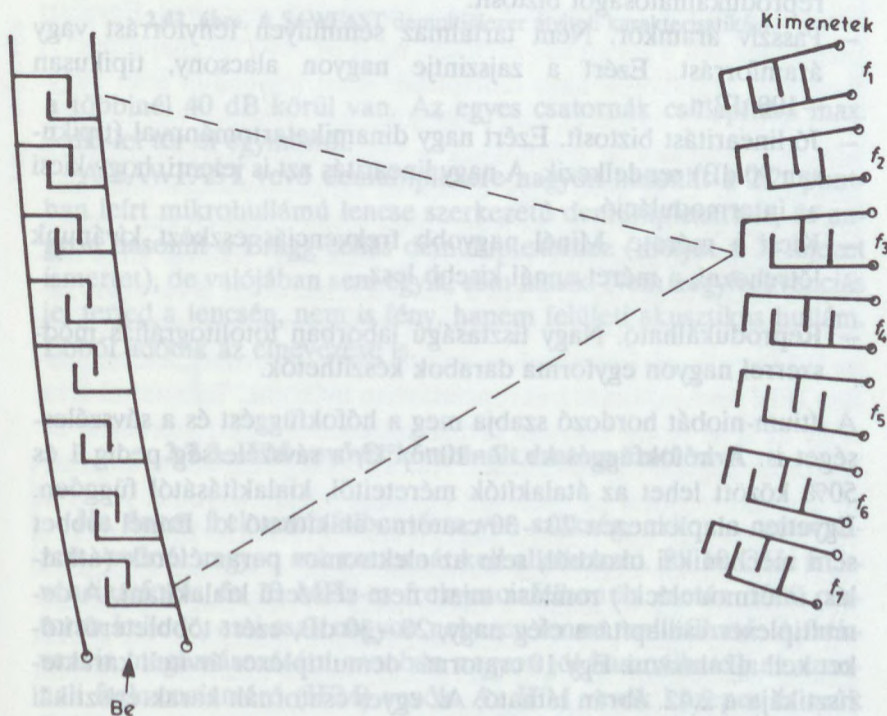
2.40. ábra. YIG limiter elvi felépítése

Ezenkívül még szivárgás is felléphet a YIG limiter bemenete és kimenete között. Ha nagy amplitúdójú és meredek felfutású impulzus jut a bemenetre, akkor az energiának egy része átjut a kimenetre, mielőtt a limitálás ki tudna alakulni. Ez nagyon káros jelenség, mert erősen rontja a limiter hatékonyságát.

Ilyen limitereket csatornánként kell elhelyezni, ezért nem kell őket frekvenciában hangolni, hanem sztatikus mágneses térrel be lehet állítani a kívánt frekvenciasávra. A YIG limiterek mechanikai és elektromos felépítése széles frekvenciasávban azonos lehet, csupán az alkalmazandó mágneses teret kell változtatni. Ez gyártás szempontjából jelent nagy előnyt.

2.7.2. A SAWFAST vevő

A SAW technológia és az optikai diffrakció elvének kombinálásából jött létre a SAWFAST vevő, mely csatornázási (demultiplexelési) célra a felületi akusztikus hullámok frekvencia szerinti fókuszálását alkalmazza [13]. A SAWFAST vevő demultiplexere egyetlen lítium-niobát kristályon van kialakítva, melynek mérete kb. 10×20 mm. Elvi felépítése a 2.41. ábrán látható. A bemenet egy sereg kicsi, teljesen azonos méretű, széles sávú akusztikai átalakító, melyek egymással párhuzamosan vannak kötve. A kimenetet egy másik átalakítósor képezi. Mind a be-, mind a kimenet átalakítói egy-egy köríven helyezkednek el, melyek középpontjai azonban nem azonosak. A bemeneti átalakítók mindegyike létrehoz egy



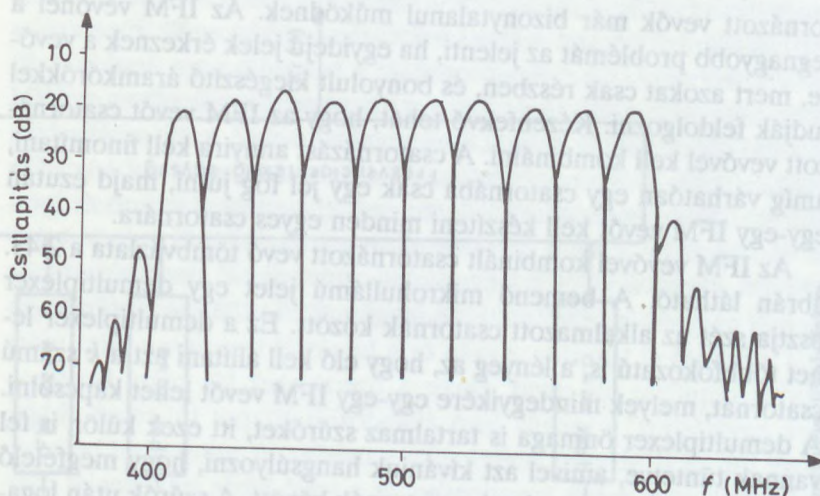
2.41. ábra. A SAWFAST vevő demultiplexere

felületi akusztikus hullámot, mely onnan minden irányban egyenletesen terjed. Az egyes bemeneti átalakítók által keltett hullámok a fázisuktól függően erősítik vagy gyengítik egymást. Ez az erősítés frekvenciafüggő irányokban következik be, és így a bemeneti spektrum eloszlik a kimeneti átalakítók között. A kimeneti átalakítótól azután ismét elektromos jeleket lehet tovább vezetni, melyek frekvenciasávja megfelel az átalakító frekvenciasávjának és a köztük levő frekvenciátávolságoknak. Ez a fajta demultiplexer tipikusan 1 GHz-ig használható és mintegy 50% sávzélességben működik. A demultiplexer elé tehát kellenek olyan átalakítók, melyek a mikrohullámú frekvenciasávot lekeverik 1 GHz környékére.

A SAWFAST vevő demultiplexerének számos előnye van:

- SAW technológiával készül, interdigitális átalakítók vannak alkalmazva lítium-niobát kristályon. Ez jó gyárthatóságot, pontos reprodukálhatóságot biztosít.
- Passzív áramkör. Nem tartalmaz semmilyen fényforrást vagy áramforrást. Ezért a zajszintje nagyon alacsony, tipikusan -100 dBm.
- Jó linearitást biztosít. Ezért nagy dinamikatarományal (tipikusan 90 dB) rendelkezik. A nagy linearitás azt is jelenti, hogy kicsi az intermoduláció.
- Kicsi a mérete. Minél nagyobb frekvenciás eszközt kívánunk létrehozni, a méret annál kisebb lesz.
- Reprodukálható. Nagy tisztaságú laborban fotolitográfias módszerrel nagyon egyforma darabok készíthetők.

A lítium-niobát hordozó szalja meg a hőfokfüggést és a sávzélességet is. A hőfokfüggés kb. $7 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$, a sávzélesség pedig 1 és 50% között lehet az átalakítók méreteitől, kialakításától függően. Egyetlen alapelemezen 20–30 csatorna alakítható ki. Ennél többet sem mechanikai okokból, sem az elektromos paraméterek (áthalás, intermoduláció) romlása miatt nem célszerű kialakítani. A demultiplexer csillapítása elég nagy, 20–30 dB, ezért többleterősítőt kell alkalmazni. Egy 10 csatornás demultiplexer átviteli karakterisztikája a 2.42. ábrán látható. Az egyes csatornák karakterisztikái jól illeszkednek egymáshoz. Az oldalsávélnyomás az elsőnél 30 dB,



2.42. ábra. A SAWFAST demultiplexer átviteli karakterisztikája

a többinél 40 dB körül van. Az egyes csatornák csillapítása max. 3 dB-lel tér el egymástól.

A SAWFAST vevő demultiplexere nagyon hasonlít a 2.2. pontban leírt mikrohullámú lencse szerkezetű demultiplexerhez, és nagyon hasonlít a Bragg-cellás demultiplexerhez (melyet a 3. fejezet ismertet), de valójában sem egyik, sem másik. Nem nagyfrekvenciás jel terjed a lencsén, nem is fény, hanem felületi akusztikus hullám. Ebből adódik az elnevezése is.

2.7.3. IFM vevővel kombinált csatornázott vevő

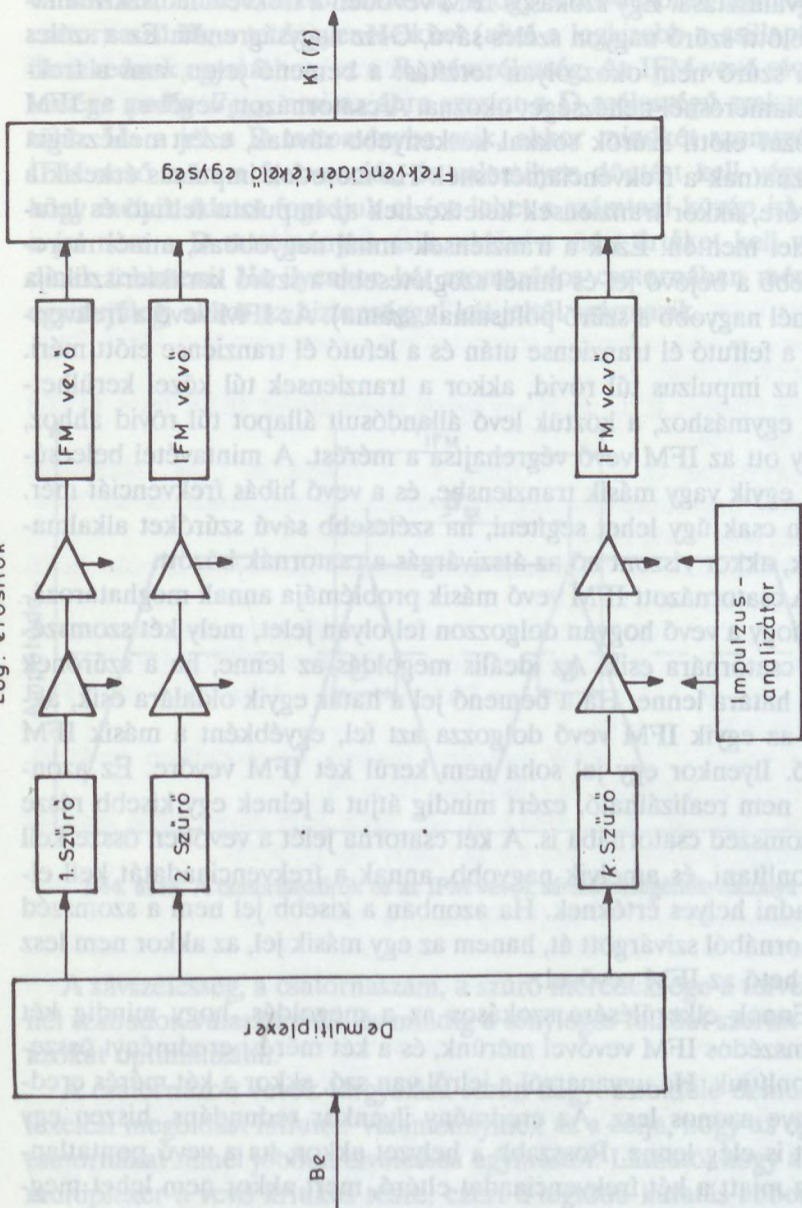
Ha finom frekvenciafelbontásra van szükség, akkor a csatornázott vevőnél nagyon sok csatornát kell alkalmazni. Pl. 10 GHz frekvenciaátfogás és 10 MHz-es frekvenciafelbontás esetén 1000 csatorna kellene, ami csak nagyon nehezen lenne realizálható. A frekvencia meghatározására azonban nagyon jól használhatók az azonali frekvenciamérő (IFM) vevők. Az IFM vevők közepes és szűk frekvenciasávokban nagyon jól használhatók, éppen ott, ahol a csa-

tornázott vevők már bizonytalanul működnek. Az IFM vevőnél a legnagyobb problémát az jelenti, ha egyidejű jelek érkeznek a vevőre, mert azokat csak részben, és bonyolult kiegészítő áramkörökkel tudják feldolgozni. Kézenfekvő tehát, hogy az IFM vevőt csatornázott vevővel kell kombinálni. A csatornázást annyira kell finomítani, amíg várhatóan egy csatornába csak egy jel fog jutni, majd ezután egy-egy IFM vevőt kell készíteni minden egyes csatornára.

Az IFM vevővel kombinált csatornázott vevő tömbvázlata a 2.43. ábrán látható. A bemenő mikrohullámú jelet egy demultiplexer osztja szét az alkalmazott csatornák között. Ez a demultiplexer lehet többfokozatú is, a lényeg az, hogy elő kell állítani azt a k számú csatornát, melyek mindegyikére egy-egy IFM vevőt lehet kapcsolni. A demultiplexer önmaga is tartalmaz szűrőket, itt ezek külön is fel vannak tüntetve, amivel azt kívánjuk hangsúlyozni, hogy megfelelő szelektivitást kell biztosítani a csatornák között. A szűrők után logaritmikus erősítők következnek. Ezek szerepe háromszoros. Egyrészt biztosítani kell a megfelelő erősítést az IFM vevő meghajtására. A megelőző áramkörök nagy csillapítása miatt legyengült jelet nagymértékben kell erősíteni, ezért többfokozatú erősítőre van szükség. Másrészt ezeknek az erősítőknek a logaritmikus karakterisztikája biztosítja az IFM vevő nagy dinamika tartományát. Harmadszor, ezekről az erősítőkről lehet leágasztatni olyan kimeneteket, melyek az impulzus paraméterek (amplitúdó, szélesség, felfutás stb.) mérésére alkalmasak. Erre a célra van alkalmazva az ábra alján látható impulzusanalizátor. Az erősítők fő kimenetéhez csatlakoznak az IFM vevők, melyek azonban, sajnos, nem egyformák, hiszen minden IFM vevő más-más frekvenciasávban működik. Tekintettel arra, hogy az IFM vevők keskeny sávban működnek, ezért szerkezeti felépítésük nagyon egyszerű lehet. Nincs szükség semmiféle kiegészítő áramkörre, mely az esetleges egyidejű jeleket figyelné. Az IFM vevők kimenete egy frekvenciakiértékelő áramkörre kerül, mely a mért értékekből tetszőleges formában kijelzi a vett jel vagy jelek frekvenciáját. Ez történhet a csatornaszám (1-től k -ig) megadásával, és ezen belül a frekvencia részletesebb jelzésével, de sokkal jobban használható az olyan kiértékelő, mely a frekvencia abszolút értékét kiszámolja és azt jelzi ki.

Az ilyen kombinált vevőnél nagyon kritikus a csatornaszélesség

Log. erősítők



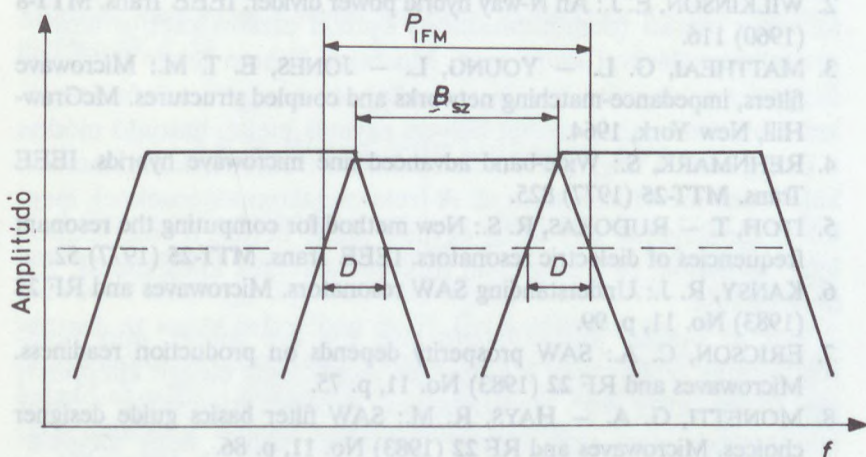
2.43. ábra. IFM vevővel kombinált csatornázott vevő tömbvázlata

megválasztása. Egy szokásos IFM vevőben a frekvenciadiszkriminátor előtti szűrő nagyon széles sávú, GHz nagyságrendű. Ez a széles sávú szűrő nem okoz olyan torzítást a bemenő jelen, ami a frekvenciamérésnél nehézséget okozna. A csatornázott vevőben az IFM fokozat előtti szűrők sokkal keskenyebb sávúak, ezért nehézséget okozhatnak a frekvenciamérésnél. Ha meredek impulzus érkezik a szűrőre, akkor tranziensek keletkeznek az impulzus felfutó és lefutó élei mentén. Ezek a tranziensek annál nagyobbak, minél meredekebb a bejövő jel és minél szögletesebb a szűrő karakterisztikája (minél nagyobb a szűrő pólusainak száma). Az IFM vevő a frekvenciát a felfutó él tranziense után és a lefutó él tranziense előtt méri. Ha az impulzus túl rövid, akkor a tranziensek túl közel kerülhetnek egymáshoz, a köztük levő állandósult állapot túl rövid ahhoz, hogy ott az IFM vevő végrehajtsa a mérést. A mintavétel belecsúszik egyik vagy másik tranziensbe, és a vevő hibás frekvenciát mér. Ezen csak úgy lehet segíteni, ha szélesebb sávú szűrőket alkalmazunk, akkor viszont nő az átszivárgás a csatornák között.

A csatornázott IFM vevő másik problémája annak meghatározása, hogy a vevő hogyan dolgozzon fel olyan jelet, mely két szomszédos csatornára esik. Az ideális megoldás az lenne, ha a szűrőnek éles határa lenne. Ha a bemenő jel a határ egyik oldalára esik, akkor az egyik IFM vevő dolgozza azt fel, egyébként a másik IFM vevő. Ilyenkor egy jel soha nem kerül két IFM vevőre. Ez azonban nem realizálható, ezért mindig átjut a jelnek egy kisebb része a szomszéd csatornába is. A két csatorna jelét a vevőben össze kell hasonlítani, és amelyik nagyobb, annak a frekvenciaadatát kell elfogadni helyes értéknek. Ha azonban a kisebb jel nem a szomszéd csatornából szivárgott át, hanem az egy másik jel, az akkor nem lesz mérhető az IFM vevővel.

Ennek elkerülésére szokásos az a megoldás, hogy mindig két szomszédos IFM vevővel mérünk, és a két mérési eredményt összehasonlítjuk. Ha ugyanarról a jelről van szó, akkor a két mérési eredménye azonos lesz. Az eredmény ilyenkor redundáns, hiszen egy adat is elég lenne. Rosszabb a helyzet akkor, ha a vevő pontatlansága miatt a két frekvenciaadat eltérő, mert akkor nem lehet megállapítani, hogy egy vagy két jelről van-e szó. A problémának egy lehetséges megoldása az, hogy az IFM vevőt kicsit szélesebb sávú-

vá tesszük, mint a csatornaszűrőt, ahogy a 2.44. ábrán látható. A csatornaszűrők a tetőegyeneseikkel (ahol a legkisebb a csillapítás) illeszkednek egymáshoz, ez a B_{sz} sávszélesség. Az IFM vevő sávszélessége pedig B_{IFM} , ami az ábra szerint a D szélességű szakasszal több. Ha a jel a D tartományba esik, akkor mindkét szomszédos IFM vevő méri a frekvenciát, és valamilyen döntést kell végezni, hogy melyik adatot fogadjuk el (ez lehet a számtani közép is). Ha a jel nem a D tartományba esik, akkor a mért értéket kell valószínűnek tekinteni. Ha ilyenkor két szomszédos csatornában mérünk egyidejűleg, akkor az biztonsággal két jeltől származik.



2.44. ábra. A csatornaszűrők és az IFM vevők sávszélességének viszonya

A sávszélesség, a csatornaszám, a szűrő meredeksége a tervezésnél szabadon választhatók, és mindig a tényleges feladat szerint kell azokat optimalizálni.

A csatornázott vevők tárgyalása során nagyon sokféle demultiplexelési megoldást láttunk. Valamennyinek az a célja, hogy az egyes csatornákat minél jobban elválassza egymástól. Látható, hogy a demultiplexer a vevő kritikus része, ezért a legtöbb kutatás ebben az irányban történik. A csatornák száma elvileg nincs korlátozva, gyakorlatilag azonban a vevő mérete, tömege és költsége szab határt a

lehetőségeknek. Pillanatnyilag a SAW szűrők alkalmazása látszik a legjobb megoldásnak, de még itt is sok elméleti és gyakorlati munkára van szükség a megoldás tökéletesítéséhez. A lehetséges megoldások közül mindig az adott célnak legjobban megfelelő megoldást kell választani.

2.8. Irodalom a 2. fejezethez

1. RHODES, J. D. — ALSEYAB, S. A.: A design procedure for band-pass channel multiplexer connected at a common junction. IEEE Trans. **MTT-28** (1980) 246.
2. WILKINSON, E. J.: An N-way hybrid power divider. IEEE Trans. **MTT-8** (1960) 116.
3. MATTHEAI, G. L. — YOUNG, L. — JONES, E. T. M.: Microwave filters, impedance-matching networks and coupled structures. McGraw-Hill, New York, 1964.
4. REHNMARK, S.: Wide-band advanced line microwave hybrids. IEEE Trans. **MTT-25** (1977) 825.
5. ITOH, T. — RUDOKAS, R. S.: New method for computing the resonant frequencies of dielectric resonators. IEEE Trans. **MTT-25** (1977) 52.
6. KANSY, R. J.: Understanding SAW resonators. Microwaves and RF **22** (1983) No. 11, p. 99.
7. ERICSON, C. A.: SAW prosperity depends on production readiness. Microwaves and RF **22** (1983) No. 11, p. 75.
8. MONETTI, G. A. — HAYS, R. M.: SAW filter basics guide designer choices. Microwaves and RF **22** (1983) No. 11, p. 86.
9. ANDREASSEN, O.: A SAW filter bank for telecommunication satellites. Microwaves and RF **29** (1990) No. 1, p. 43.
10. LEWIS, M. F. — WEST, C. L. — DEACON, J. M. — HUMPRYES, R. F.: Recent developments in SAW devices. Proc. IEE. pt. A. Vol. **131** (1984) No. 6, p. 186.
11. HELSZAIN, J.: Scattering parameters of looped coupled YIG resonators. Microwave Journal **21** (1978) No. 12, p. 53.
12. SUHL, H.: The nonlinear behavior of ferrites at high microwave signal levels. Proc. IRE, Vol. **44** (1956) 1270.
13. ELLIOTT, J. H. — STOKES, R. B. — YEN, K. H.: SAWFAST; a SAW diffraction channelizer. Microwave Journal **29** (1986) No. 9, p. 177.
14. HOFFMANN, C. B. — BARON, A. R.: Wideband ESM receiving sys-

- tems. Microwave Journal **23** (1980) No. 9, p. 24 és **24** (1981) No. 2, p. 57.
15. MCCUNE, E.: SAW filters improve channelized receivers. Microwaves and RF **23** (1984) No. 1, p. 103.

3. BRAGG-CELLÁS VEVŐKÉSZÜLÉK

3.1. Bevezetés

A Bragg-cellás vevőkészülék alapvetően egy csatornázott vevő, melynek egy bemenete és számos kimenő csatornája van. A csatornákra osztást (demultiplexelést) optikai eszközökkel, a fénytörés felhasználásával oldja meg. Miként a látható fehér fényt egy üvegprizma elemeire bontja (színkép), és az egyes színösszetevőket a hullámhosszuk szerint helyezi egymás mellé, hasonló módon a Bragg-cella a nagyfrekvenciás spektrum frekvenciakomponenseit különböző mértékben téríti el. A frekvenciakomponenseknek megfelelő fénysugarak egy sereg egymás mellé helyezett fotódiódával letapogathatók, és a megfelelő frekvenciaértékek kijelezhetők, feldolgozhatók.

Bár az optikai jelfeldolgozás elve sok éve ismert, csak nemrég jutottak odáig, hogy a szükséges technológia eléggé kifejlődött egy Bragg-cellás vevő elkészítéséhez. Különös fontosságú a lézer kifejlesztése, mert nagy fényerő szükséges ahhoz, hogy megfelelő minőséget lehessen elérni. Ezenkívül a lézer térbeli koherenciáját lehet felhasználni speciális detekciós rendszerek létrehozásához és a Bragg-cellás vevő dinamika tartományának megnöveléséhez. Az utóbbi évtized jelentős technológiai fejlődéséhez tartozik a nagy sávszélesség – idő szorzatú Bragg-cellák kidolgozása, valamint olyan egy- és kétdimenziós fotodetektorsorok kifejlesztése, melyekben nagyszámú detektor van sűrűn egymás mellett. Még sok munkát kell végezni a vevők dinamika tartományának növelése és a vevő azon digitális áramköreinek javítása terén, melyek a videojelet digitális frekvenciainformációvá alakítják.

A Bragg-cella legvonzóbb tulajdonsága a kis méret és az alacsony ár. Tulajdonságait tekintve olyan szűrősornak tekinthető,

mely 1000 diszkrét csatorna kialakításának felel meg (csatornázott vevő). A legújabb kutatások pedig olyan irányban történnek, hogy a lézert, a Bragg-cellát, a diódasort egyetlen fényáteresztő chipen lehessen elhelyezni. Ezek az integrált akusztooptikai áramkörök, melyek révén a vevőberendezés még kisebbé válhat, és megfelelő robusztusságot lehet elérni. A világon eddig olyan Bragg-cellákat sikerült kifejleszteni, melyek sáv szélessége 1 GHz, közepes frekvenciája pedig 2 GHz körüli.

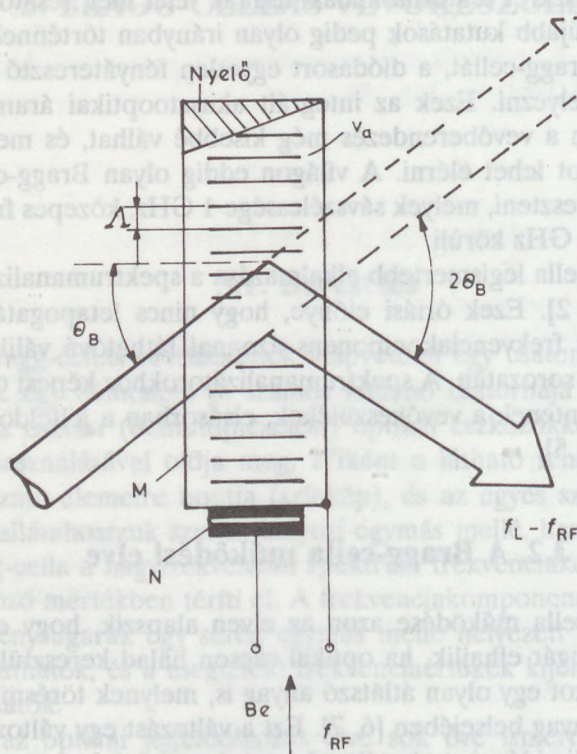
A Bragg-cella legismertebb alkalmazása a spektrumanalizátorok készítése [1, 2]. Ezek óriási előnye, hogy nincs letapogatási idő, mert minden frekvenciakomponens azonnal láthatóvá válik a detektordiódák sorozatán. A spektrumanalizátorokhoz képest csak kis változást jelentenek a vevőkészülékek, elsősorban a jelfeldolgozást illetően [3, 4, 5].

3.2. A Bragg-cella működési elve

A Bragg-cella működése azon az elven alapszik, hogy egy koherens fénysugár elhajlik, ha optikai rácson halad keresztül. Optikai rácst alkot egy olyan átlátszó anyag is, melynek törésmutatója változik az anyag belsejében [6, 7]. Ezt a változást egy változó nyomás is elő tudja idézni, mely változó nyomás származhat az anyagon haladó akusztikai hullámtól. A 3.1. ábrán az akusztooptikai Bragg-cella működése látható, egyszerűsített módon.

A bemenő f_{RF} nagyfrekvenciás elektromos jelet az N jelű piezoelektromos átalakító akusztikai (nyomás-) hullámmá alakítja és betáplálja azt az átlátszó kristályanyagba. A kristály belsejében az akusztikai hullám változást okoz a kristály törésmutatójában. A törésmutatónak ez a változása okozza a lézersugár elhajlását.

Az átalakító egy piezoelektromos anyagdarab, mely két vezető közé van ágyazva, és az egész fel van ragasztva a kristály egyik végére. A bemenő f_{RF} jel egy impedanciaillesztő fokozaton keresztül az átalakító két vezetőjéhez van vezetve. Az átalakító vastagsága a Bragg-cella működési frekvenciájától függ. 1 GHz bemeneti frekvencia esetén a vastagság kb. 1 μm . Az átalakító méreteit a külső vezető szabja meg. Nagyobb működési frekvencián kisebb átalakító



3.1. ábra. A Bragg-cella működési elve

szükséges, ami azt is jelenti, hogy kisebb akusztikai energia kerül be a kristályba. Ezért minél nagyobb a Bragg-cella működési frekvenciája, annál kisebb a hatásfok. A piezoelektromos anyagra alkalmazott elektromos tér mechanikus rezgést hoz létre, ami becsatolódik a kristályba, és halad azon keresztül az anyag által megszabott v_a akusztikus haladási sebességgel. A kristály másik végén elnyelő anyagnak kell lenni, ami megakadályozza az akusztikus hullám visszaverődését. A Bragg-cella végéről való reflexió megszüntethető a kristály érdesítésével vagy a végének olyan szögben való levágásával, hogy a reflektált akusztikai hullám ne ugyanabba az irányba reflektálódjon.

A piezoelektromos átalakító anyaga leggyakrabban lítium-niobát

(LiNbO_3) vagy cink-oxid (ZnO). A piezoelektromos anyagra felvitt vezető réteg lehet arany vagy alumínium. Az átalakító bemeneti impedanciája nagyon kicsi, ezért illesztő hálózatot kell alkalmazni.

Ha egy koherens fénysugár esik a θ_B Bragg-szögben a törőrácsra, akkor az kétszeres Bragg-szöggel megtörik. Ez a hatás megfelel a röntgensugarak Bragg-törésének kristályrácsokon keresztül. A Bragg-szög függ a besugárzott fény szabadtéri hullámhosszától (λ_0) és a törőrács rácsállandójától, ami megfelel a Λ akusztikai hullámhossznak:

$$\sin \theta_B = \frac{\lambda_0}{2\Lambda}. \quad (3.1)$$

Mínthogy az optikai hullámhossz (λ_0) lényegesen kisebb, mint a Λ akusztikai hullámhossz, ezért

$$\frac{\lambda_0}{\Lambda} \ll 1, \quad (3.2)$$

és érvényes a következő közelítés:

$$\theta_B = \sin \theta_B. \quad (3.3)$$

Az akusztikai hullámhossz az akusztikus terjedési sebesség az anyagban (v_a) és a nagyfrekvenciás jel f_{RF} frekvenciájának a hányadosa:

$$\Lambda = \frac{v_a}{f_{\text{RF}}}. \quad (3.4)$$

A (3.1), (3.3) és (3.4) egyenletekkel a Bragg-feltétel egyszerűen írható:

$$\theta_B = \frac{\lambda_0 f_{\text{RF}}}{2v_a}. \quad (3.5)$$

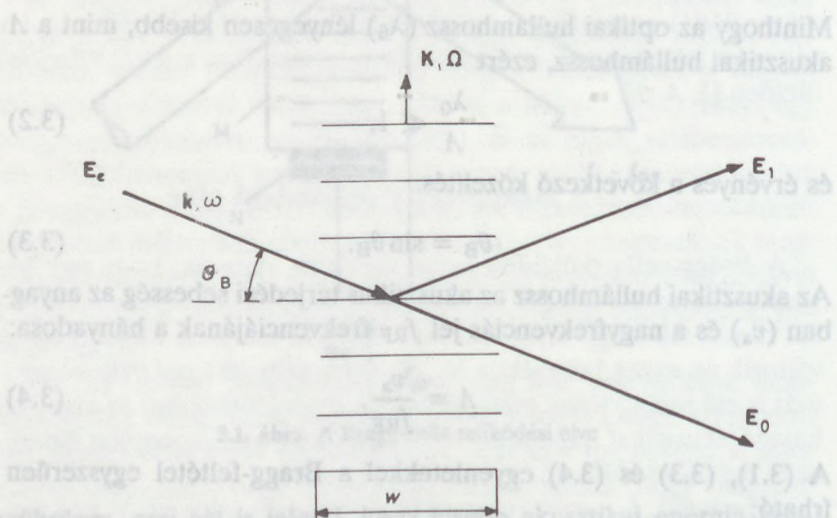
Ha olyan fényforrást használunk, melynek kicsi a relatív spektrális félértékszélessége ($\Delta\lambda_0$), akkor

$$\frac{\Delta\lambda_0}{\lambda_0} \ll \frac{\Delta f_{\text{RF}}}{f_{\text{RF}}}, \quad (3.6)$$

és az eltérítés szöge a vezérlő jel f_{RF} frekvenciájától függ. Független a beesés szögétől. Az eltérített fénysugár erősségének mégis van egy maximuma, amikor a beeső szög az anyag felületi normálisával éppen θ_B szöget zár be. Mínthogy a fényhullám az anyagon

áthaladó fázisrácson hajlik el, a Doppler-hatás következtében egy járulékos frekvenciaeltolódás lép fel az f_{RF} frekvenciában. A 3.1. ábra szerint a felületi normálisra θ_B szög alatt belépő fényhullám a $2\theta_B$ térbeli eltérítésen kívül még $-f_{RF}$ frekvenciaváltozásban is részesül.

Az eltérített fény erőssége a törőrács intenzitásától, vagyis a bejövő jel teljesítményétől függ. A 3.2. ábrán a hullámvektorok sématis ábrája látható fény és akusztikai hullám kölcsönhatásánál. $\mathbf{K}$ és Ω az akusztikus hullám hullámvektora és körfrekvenciája, $\mathbf{k}$ és ω az optikai hullám jellemzői és w a cella kölcsönhatási hossza.



3.2. ábra. Hullámvektorok ábrája akusztóoptikai kölcsönhatásnál izotrop anyagban

Ha a Bragg-cellát egyfrekvenciás jellel vezéreljük, akkor az anyagban belül a törési index szinuszmódult lesz:

$$n(\mathbf{x}, t) = n_0 + \Delta n \cdot \sin(\Omega t - \mathbf{K}\mathbf{x}), \quad (3.7)$$

ahol n_0 az anyag közepes törési indexe, és Δn a törési index változásának maximális amplitúdója. Az optikai hullám terjedése

az anyagon belül a következő hullámegyenlettel írható le [8] :

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \frac{1}{c_0} n(\mathbf{x}, t) \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2}. \quad (3.8)$$

Az optikai hullám $\mathbf{E}$ elektromos tere, amit a törőrács megzavar, időben és térben periodikus, és Fourier-sorral írható fel:

$$\mathbf{E} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \mathbf{E}_i(z) e^{j(\omega + j\Omega)t - \mathbf{k}(z \cos \theta - \mathbf{x} \sin \theta) - j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}}, \quad (3.9)$$

ahol $\mathbf{E}_i$ az i -edik rendű tag amplitúdója, és θ a fény beesési szöge. Az $\mathbf{E}$ térerővel a (3.9) egyenlet szerint, a (3.8)-cal együtt egy differenciálegyenlet-sor írható fel. Bragg-szórás esetén a két fő fénysugár az E_0 amplitúdójú áthaladó sugár és az elsőrendű elhajolt sugár, E_1 amplitúdóval. Ennél magasabb rendű elhajlások figyelmen kívül hagyhatók. Ezáltal a hullámegyenlet két differenciálegyenletre korlátozódik:

$$\frac{dE_0}{dz} = -\frac{\nu}{2w} E_1, \quad (3.10)$$

$$\frac{dE_1}{dz} + j\frac{2\mu}{w} E_1 = \frac{\nu}{2w} E_0, \quad (3.11)$$

ahol a ν és μ tényezők a következők:

$$\nu = \frac{-2\pi \Delta n w}{\lambda_0 \cos \theta}, \quad (3.12)$$

$$\mu = \frac{K w (\sin \theta - \sin \theta_B)}{2 \cos \theta}. \quad (3.13)$$

A differenciálegyenletek megoldása [9]:

$$E_0(z) = \left[\cos \left(\frac{z\xi}{w} \right) + j\frac{\mu}{\xi} \sin \left(\frac{z\xi}{w} \right) \right] e^{-j\mu z/w}, \quad (3.14)$$

$$E_1(z) = \frac{\nu}{2\xi} \sin \left(\frac{z\xi}{w} \right) e^{-j\mu z/w}, \quad (3.15)$$

ahol

$$\xi = \sqrt{\mu + \left(\frac{\nu}{2}\right)^2}. \quad (3.16)$$

Az 1. rendű eltérített fény intenzitása (I_1) az E_1 térerő négyzetéből számítható:

$$I_1(z) = |E_1(z)|^2. \quad (3.17)$$

A w kölcsönhatási téren való áthaladás után a (3.15) és (3.17) egyenletekből az eltérített fény I_1 intenzitása:

$$I_1(w) = \frac{\nu^2}{4\xi^2} \sin^2 \xi \cdot e^{\mu^2}. \quad (3.18)$$

Válasszuk beesési szögnek a $\theta = \theta_B$ értéket, akkor a (3.13) egyenlet szerint

$$\mu = 0, \quad (3.19)$$

és az I_1 intenzitás:

$$I_1(w) = \frac{\nu^2}{4\xi^2} \sin^2 \xi. \quad (3.20)$$

Ez a (3.16) alkalmazásával egyszerűbb alakba írható:

$$I_1(w) = \sin^2 \frac{\nu}{2}. \quad (3.21)$$

A (3.12) és (3.3) egyenletek alapján θ_B beesési szög esetén:

$$\nu = -\frac{2\pi \Delta n w}{\lambda_0}. \quad (3.22)$$

A Δn elasztóoptikai törésszám-változás izotrop anyag esetén a p' fotoelasztikai állandóból és az A feszültségtenzor amplitúdójából számítható [7]:

$$\Delta n = -\frac{1}{2} p' A n^3. \quad (3.23)$$

A W_M energiasűrűség az anyagban:

$$W_M = \frac{1}{2} A^2 \rho v_0^3, \quad (3.24)$$

ahol ρ az anyag sűrűsége. Az akusztikai hullám P_a közepes teljesítménye a hullámfront felületének és az energiasűrűségnek a

szorzatából adódik:

$$P_a = mwW_M, \quad (3.25)$$

ahol m a kölcsönhatási térfogat magassága, ami vagy az átalakító magasságából, vagy a lézersugár keresztmetszetéből számítható. A szokásos Bragg-cellánál m apertúramagasságként van megadva.

Az A feszültségamplitúdó a (3.24) és (3.25) egyenletekből számítható:

$$A = \sqrt{\frac{2P_a}{mw\rho v_a^3}}. \quad (3.26)$$

A (3.22), (3.23) és (3.26) egyenletekből:

$$\nu = \pi \sqrt{\frac{2}{\lambda_0^2} \frac{w}{m} M_2 P_a}, \quad (3.27)$$

ahol M_2 az anyag akusztóoptikai jósági tényezője:

$$M_2 = \frac{n^6 \cdot p'^2}{\rho v_0^3}. \quad (3.28)$$

Minél nagyobb az anyag M_2 jósági tényezője, annál kevesebb teljesítmény kell a fénynek az 1. rendű eltérítéséhez.

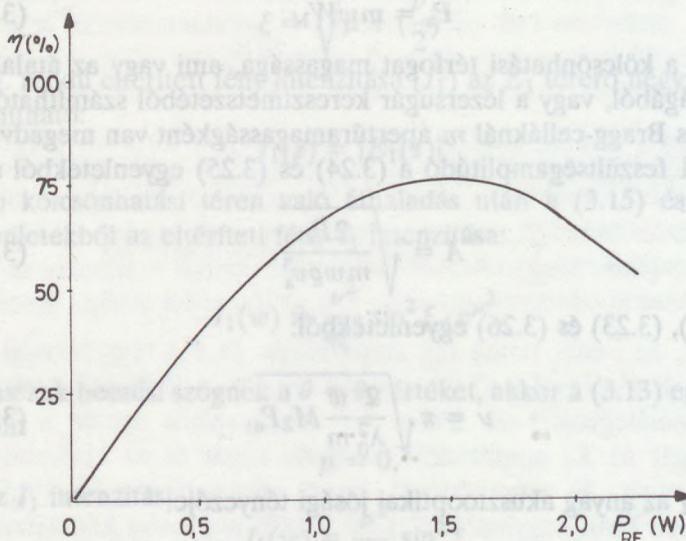
A (3.21) és (3.27) egyenletekből ki lehet számolni az 1. rendű eltérített fény intenzitását, ami függ az M_2 -től, a Bragg-cella méreteitől és az akusztikus teljesítménytől:

$$I_1(w) = \sin^2 \sqrt{\frac{\pi^2}{2\lambda_0^2} \frac{w}{m} M_2 P_a}. \quad (3.29)$$

Az eltérített fény magával viszi azt az amplitúdó-, frekvencia- és fázisinformációt, amivel a fény által megvilágított törőrács rendelkezett.

A Bragg-cella η hatásfoka úgy van definiálva, mint az 1. rendben eltérített fény I_1 intenzitásának és a beeső fény I_e intenzitásának a hányadosa, a wattontkénti vezérlő teljesítményre vonatkoztatva:

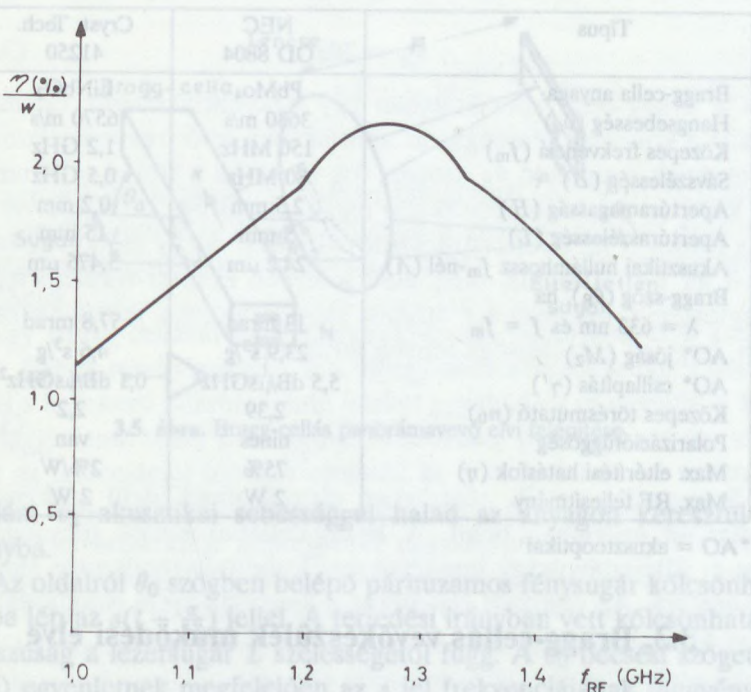
$$\eta = \frac{I_1}{I_e}. \quad (3.30)$$



3.3. ábra. NEC OD 8804 típusú Bragg-cella hatásfoka a teljesítmény függvényében

A 3.3. ábra mutatja pl. a NEC OD-8804 típusú Bragg-cella esetén az η hatásfokot a ráadott nagyfrekvenciás teljesítmény függvényében. A Bragg-cella f_m közepes frekvenciával van vezérelve, és a beesési szög éppen megfelelt a Bragg-feltételnek [(3.5) egyenlet]. Kis kivezérlési teljesítmények esetén a görbe lineáris. Kb. 1,5 W vezérlésnél eléri a Bragg-cella a telítést. A bemenő jelteljesítmény további növelésekor az eltérített fény intenzitása ismét csökken. A jelleggörbe korlátozódik azért, mert túl nagy teljesítményeknél az anyag felmelegszik, és a piezoelektromos átalakító sérülhet. A 3.4. ábra mutatja η értékeit 1 W nagyfrekvenciás teljesítményre vonatkozóan, a piezoelektromos átalakítóra adott frekvencia függvényében.

A Bragg-cella lényeges műszaki jellemzője a sávszélesség $\times$ idő szorzat, ami a működési sávszélességnek és az átfutási időnek a szorzata. Az átfutási idő a belépő fénysugár átmérőjének és az akusztikus sebességnek a hányadosa. A sávszélesség $\times$ idő szorzat



3.4. ábra. 41250 típusú Bragg-cella hatások/teljesítmény aránya az f_{RF} frekvencia függvényében

függ a felhasznált anyagtól és a gyártási technológiától. A panorámavevő sávszélessége megegyezik a Bragg-cella sávszélességével. A vevő frekvenciafelbontása fordítottan arányos az átfutási idővel.

A sávszélesség $\times$ idő szorzat nem az egyetlen paraméter, melyet a Bragg-cella anyagának megválasztásához fel kell használni. A lézer típusa is megszabja az alkalmazható anyagot. Pl. GaP anyag esetén nagyon nagy a sávszélesség $\times$ idő szorzat ($\sim 700-800$), ezért nagy frekvenciákig használható. Lézerként csak He-Ne-lézereket lehet használni, mert az argonlézerek kék fényét a GaP nem engedi át.

Két tipikus Bragg-cella műszaki adatai a 3.1. táblázatban vannak összefoglalva.

3.1. táblázat. Két tipikus Bragg-cella adatai

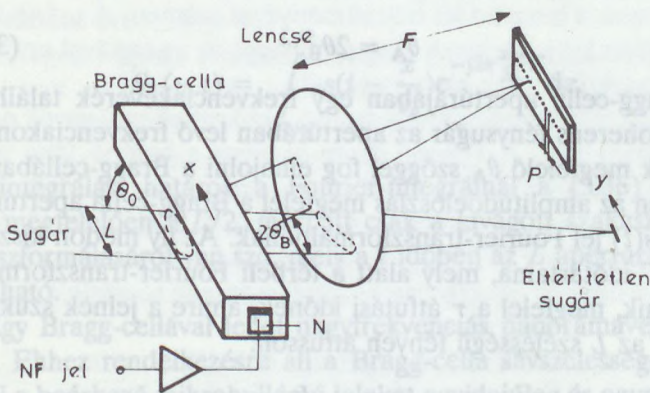
Típus	NEC OD 8804	Cryst. Tech. 41250
Bragg-cella anyaga	PbMo ₄	LiNbO ₃
Hangsebesség (v_a)	3630 m/s	6570 m/s
Közepes frekvencia (f_m)	150 MHz	1,2 GHz
Sávszélesség (B)	80 MHz	0,5 GHz
Apertúramagasság (H)	2,5 mm	0,2 mm
Apertúraszélesség (L)	5 mm	15 mm
Akusztikai hullámhossz f_m -nél (λ)	24,2 μ m	5,475 μ m
Bragg-szög (θ_B), ha $\lambda = 633$ nm és $f = f_m$	13 mrad	57,8 mrad
AO* jóság (M_2)	23,9 s ³ /g	4,6 s ³ /g
AO* csillapítás (γ')	5,5 dB/ μ sGHz ²	0,1 dB/ μ sGHz ²
Közepes törésmutató (n_0)	2,39	2,2
Polarizációfüggőség	nincs	van
Max. eltérítési határfok (η)	75%	2%/W
Max. RF teljesítmény	2 W	2 W

*AO = akusztooptikai

3.3. Bragg-cellás vevőkészülék működési elve

A Bragg-cellával történő jelfeldolgozás lehetővé teszi nagyfrekvenciás jelek panorámavételét valós időben, vagyis a spektrum vizsgálatát, a frekvencia azonnali kijelzésével. Ehhez a leglényesebb elem a Bragg-cella. Mint ismeretes, egy koherens fénysugár elhajlik a Bragg-cellában a változó törésmutatójú rács következtében. A Bragg-cellából kilépő, eltérített fénysugár térszöge a Bragg-feltétel következtében [(3.5) egyenlet] közvetlenül arányos az elektromos jel frekvenciájával. Az eltérített fénysugár intenzitása a (3.29) egyenlet szerint arányos az elektromos jel teljesítményével. Ezért egy Bragg-cellával panoráma-vevőkészüléket lehet készíteni, melynek elvi felépítését a 3.5. ábra mutatja.

A panorámázandó nagyfrekvenciás jelet szélessávú erősítővel a szükséges szintre kell erősíteni, ami 1 W nagyságrendben van, és ezt a piezoelektromos átalakítóra kell vezetni. A lérejövő ultrahang-



3.5. ábra. Bragg-cellás panorámavevő elvi felépítése

hullám v_a akusztikai sebességgel halad az anyagon keresztül x irányba.

Az oldalról θ_0 szögben belépő párhuzamos fénysugár kölcsönhatásba lép az $s(t - \frac{x}{v_a})$ jellel. A terjedési irányban vett kölcsönhatási hosszúság a lézersugár L szélességétől függ. A θ_0 beesési szöget a (3.5) egyenletnek megfelelően az s jel frekvenciájának függvényében kell megállapítani, hogy a Bragg-feltétel teljesüljön, és optimális eltérítési hatásfokot kapjunk. Ha a piezoelektromos átalakító a jelfrekvenciát az egész sáv szélességben feldolgozza, akkor a θ_0 értékét a közepes frekvencián adódó Bragg-szögnek megfelelően kell megválasztani.

A Bragg-cellából a (3.10) és (3.11) egyenleteknek megfelelően két lényeges fénysugár lép ki. Az egyik ezek közül az el nem térített sugár, amely a Bragg-cella közepes törésmutatója következtében csak keveset tér el az eredeti iránytól. A másik pedig a θ_A szöggel eltérített fénysugár:

$$\theta_A = \theta_B + \frac{\lambda_0 f_{RF}}{2v_a}. \quad (3.31)$$

A θ_A eltérítési szög ezért arányos az f_{RF} frekvenciával. Egyfrekven-

ciás jel esetén a θ_A eltérítési szög a kétszeres Bragg-szöggel egyenlő:

$$\theta_A = 2\theta_B. \quad (3.32)$$

Ha a Bragg-cella apertúrájában egy frekvenciakeverék található, akkor a koherens fénysugár az apertúrában levő frekvenciakomponenseknek megfelelő θ_A szöggel fog elhajolni a Bragg-cellában. A θ_A szögben az amplitúdóeloszlás megfelel a Bragg-cella apertúrájában levő $s(t)$ jel Fourier-transzformáltjának. Az ily módon kiszakasztott jel T időtartama, mely alatt a térbeli Fourier-transzformáció megtörténik, megfelel a τ átfutási időnek, amire a jelnek szüksége van, hogy az L szélességű fényen átfusson:

$$T = \tau = \frac{L}{v_a}. \quad (3.33)$$

A Bragg-cella egy θ_A térszögben eloszló rövid idejű spektrumot mutat az apertúrán belül. A Bragg-cellából kilépő fénysugarak egy F fókusztávolságú lencsével egy fotodióda-rendszerre vannak fókuszálva. Az eltérített fénysugár y koordinátája a fotodiódákon, függ a θ_A eltérítési szögtől és az F fókusztávolságtól:

$$y = F \operatorname{tg} \theta_A \approx F \theta_A. \quad (3.34)$$

A koordinátatávolságot az el nem térített jeltől kell mérni. Ha behelyettesítjük a (3.5) Bragg-feltételt a (3.31) összefüggésbe, akkor a fényfolt y koordinátáját az f_{RF} jelfrekvencia függvényében lehet számolni:

$$y = \frac{F \lambda_0}{v_a} f_{\text{RF}}. \quad (3.35)$$

A Fourier-optikából [10, 11] ismert, hogy a fény amplitúdóeloszlása egy lencse fókuszsíkjában, a Fourier-transzformáció segítségével összefügg a fénysugár fáziseloszlásával a tárgyoldalon. A lencse képoldalán az y tengely mentén a fény térbeli amplitúdóeloszlása megfelel a Bragg-cella apertúrájában levő jel Fourier-

tanszformáltjának:

$$S_T(y, t) = \int_{-L/2}^{L/2} s\left(t - \frac{x}{v_a}\right) e^{-j2\pi \frac{xy}{\lambda_0} F} dx. \quad (3.36)$$

Az integrálási határok a Fourier-integrálnál a (3.36) egyenletnek megfelelően $\pm L/2$, mert itt csak a kivágott szakasz Fourier-transzformálásáról van szó, mely a t időben az L apertúrahosszban található.

Egy Bragg-cellával lehet nagyfrekvenciás panorámavevőt készíteni. Ehhez rendelkezésre áll a Bragg-cella sáv szélessége, melyen belül a beérkező mikrohullámú jeleket egyidejűleg és egymástól közel függetlenül lehet feldolgozni. A szokásos panorámavevők, melyek az információt sorosan olvassák ki, a vizsgálandó jel spektrumának csak egy időbeli átlagát adják, mert a szokásos fotodiódasorok kiolvasási ideje mintegy két nagyságrenddel nagyobb, mint amilyen időfelbontást a Bragg-cellás jelfeldolgozás lehetővé tenné. Az információt lehetne párhuzamosan is kiolvasni, de ez a kiolvasandó frekvenciacsatornák igen nagy száma miatt igen költséges, és a nagy információmennyiség komplex elektronikus feldolgozását igényelné.

3.4. Az akusztóoptikai vevőkészülékekben alkalmazható fotodetektorok

3.4.1. Fotodetektorok általános jellemzői

A Bragg-cellás vevőberendezés optikai részeinek utolsó tagja a fotodetektor [12–14]. A fotodetektoroknak az optikai lencse fókuszíkjában kell lenni, hogy érzékeljék a fénypont helyét, mert az van kapcsolatban a bemeneti jel frekvenciájával. A fotodetektorok a fényjeleket elektromos jellé alakítják. Ez az elektromos jel van a továbbiakban feldolgozva, hogy végül is digitális frekvenciainformációt lehessen kapni.

A fotodetektorok a fényre adott válaszuk szerint két csoportba

oszthatók. Egyik a teljesítménydetektor, melynek kimenő feszültsége vagy árama a bemenő jel teljesítményével arányos. A másik fajta az energiadetektor, melynek kimenete azzal az energiával arányos, ami a megvilágítás ideje alatt összegyűlt.

A teljesítmény-fotodetektor hasonló a mikrohullámú vevők négyzetes detektorához. A kimenő áram arányos a belépő fény teljesítményével. A fotodióda dinamika tartománya úgy van definiálva, mint ami a zajszinttől a telítési szintig terjed. A zajszint, a zajjal ekvivalens teljesítmény (NEP), mely úgy van definiálva, mint a belépő optikai teljesítmény effektív értéke, mely a zajnak megfelelő áramot hoz létre a dióda kimenetén.

Ha a fotodetektor érzékenységét úgy definiáljuk, mint

$$R = \frac{\text{kimenő áram (vagy feszültség)}}{\text{bemenő optikai teljesítmény}}, \quad (3.37)$$

akkor a NEP így írható:

$$NEP = \frac{N}{R}, \quad (3.38)$$

ahol N az effektív zajáram. Szilícium fotodetektorok esetén R értéke kb. 0,4 A/W nagyságú.

Ezzel a definícióval a NEP wattokban van adva. A NEP -et jól lehet használni a detektorok jellemzésére bizonyos működési körülmények között. Értéke általában függ a detektor előfeszítő áramától, az optikai megvilágítás hullámhosszától és az elektromos kimeneti áramkör sávszélességétől. A NEP gyakran valamilyen kisfrekvencián (pl. 1 kHz-en) van megadva, 1 Hz sávszélességben és a legérzékenyebb hullámhosszon. Gyakran a NEP független a frekvenciától kb. 100 MHz felső határig.

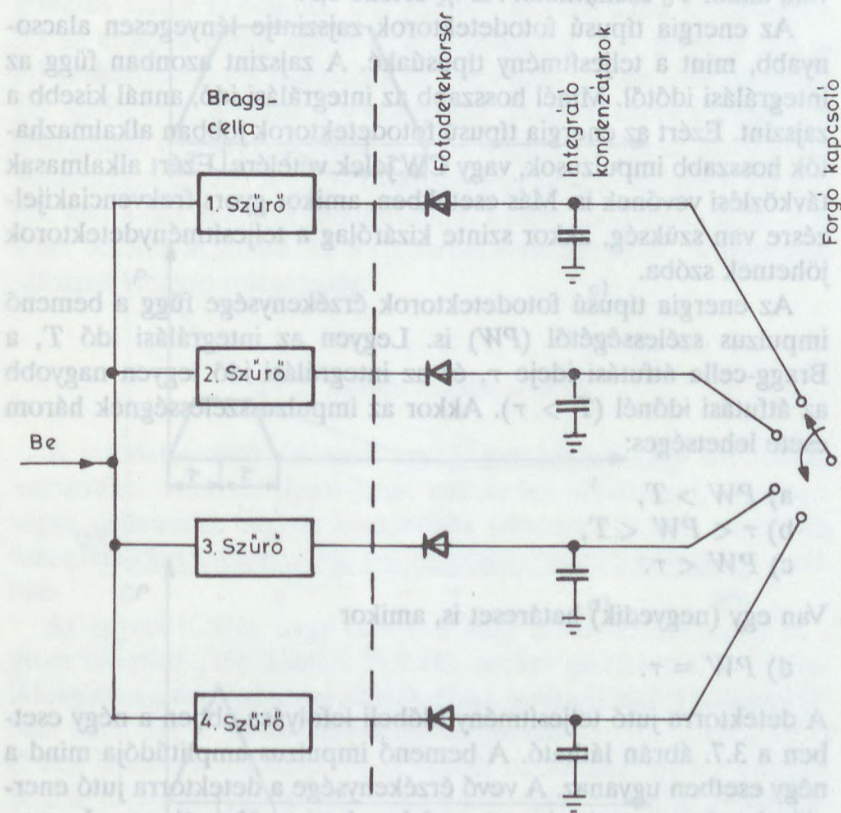
A zajjal ekvivalens teljesítménynek egy másik, gyakran alkalmazott definíciója is van:

$$NEP' = \frac{N}{\sqrt{B_v R}}, \quad (3.39)$$

ahol B_v a video-sávszélesség. Ebben az esetben a NEP' mértékegy-

sége $W/\sqrt{\text{Hz}}$. Ha a video-sávszélesség 1 Hz, akkor a kétféle definíció azonos eredményt ad.

Integráló típusú fotodetektoroknál a felhalmozott töltés mennyisége van alkalmazva kiolvasás céljára. Ilyenkor nem használják a *NEP*-et, mert a kiolvasás nem a teljesítménnyel, hanem az energiával arányos. Ilyen eszközben a belépő sugár töltéshordozókat gerjeszt, melyek egy kondenzátorban tárolódnak az integrálási periódus alatt. Az integrálási periódus után megszámlálják a tárolt töltéshordozókat pl. CCD shiftregiszterekkel. A 3.6. ábra mutatja egy diódasor néhány elemének helyettesítő képét.



3.6. ábra. Integráló diódasor helyettesítő képe

A zajszint jellemzésének egyik módja, hogy meg kell számolni a zajelektronok számát (N_e). A zajszint úgy definiálható, mint egy bizonyos idő alatt a diódára jutó átlagos optikai teljesítmény (P_0), mely N_e tárolt elektront eredményez:

$$P_0 = \frac{N_e h f}{\eta_k T} \quad [\text{W}], \quad (3.40)$$

ahol h a Planck-állandó ($h = 6,625 \cdot 10^{-34}$ Js), f a beeső fény frekvenciája, η_k a foton-töltéshordozó átalakítási tényező (kvantumhatásfok) és T az integrálási idő. Ha a zajelektronok N_e száma adva van, akkor P_0 számítható. Az η_k értéke 0,5.

Az energia típusú fotodetektorok zajszintje lényegesen alacsonyabb, mint a teljesítmény típusúaké. A zajszint azonban függ az integrálási időtől. Minél hosszabb az integrálási idő, annál kisebb a zajszint. Ezért az energia típusú fotodetektorok jobban alkalmazhatók hosszabb impulzusok, vagy CW jelek vételére. Ezért alkalmasak távközlési vevőnek is. Más esetekben, amikor gyors frekvenciakijelzésre van szükség, akkor szinte kizárólag a teljesítménydetektorok jöhetnek szóba.

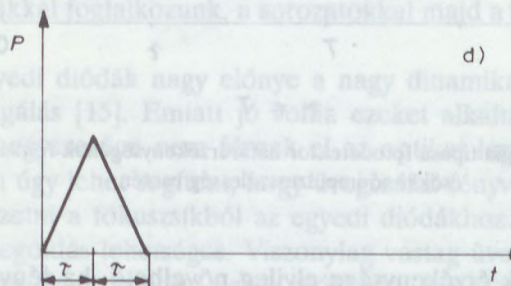
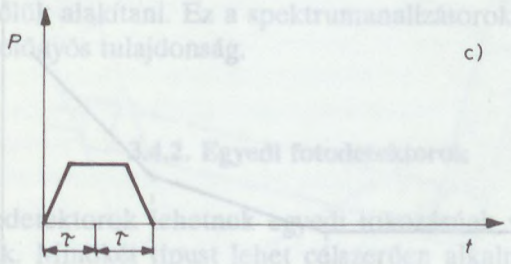
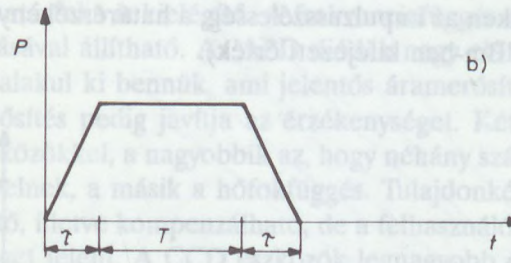
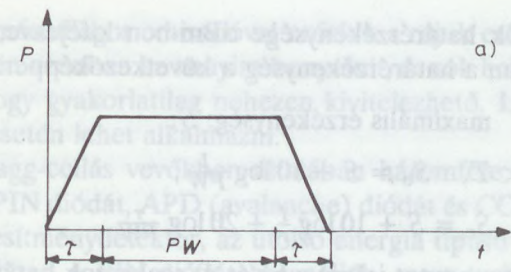
Az energia típusú fotodetektorok érzékenysége függ a bemenő impulzus szélességétől (PW) is. Legyen az integrálási idő T , a Bragg-cella átfutási ideje τ , és az integrálási idő legyen nagyobb az átfutási időnél ($T > \tau$). Akkor az impulzusszélességnek három esete lehetséges:

- a) $PW > T$,
- b) $\tau < PW < T$,
- c) $PW < \tau$.

Van egy (negyedik) határeset is, amikor

- d) $PW = \tau$.

A detektorra jutó teljesítmény időbeli lefolyása ebben a négy esetben a 3.7. ábrán látható. A bemenő impulzus amplitúdója mind a négy esetben ugyanaz. A vevő érzékenysége a detektorra jutó energiával arányos, amit viszont a görbe alatti terület ad meg. Legyen



3.7. ábra. Energia típusú fotodetektorra jutó teljesítmény időbeli lefolyása különböző impulzusszélességek esetén

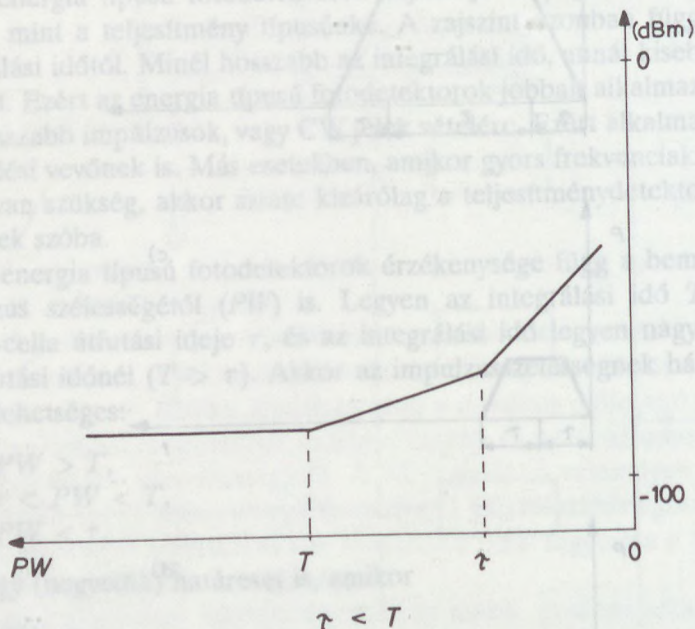
S a vevőkészülék határérzékenysége dBm-ben kifejezve, akkor a három szakaszban a határérzékenység a következőképpen alakul:

a) $PW > T$, maximális érzékenység: S ;

b) $\tau < PW < T$, $S_b = S + 10 \log \frac{I}{PW}$;

c) $PW < \tau$, $S_c = S + 10 \log \frac{I}{\tau} + 20 \log \frac{\tau}{PW}$.

A d) eset egyetlen pontot jelent a b) és c) szakaszok határán. Ezek a szakaszok láthatók a 3.8. ábrán, mely igen szemléletesen mutatja, hogy amint csökken az impulzusszélesség, a határérzékenység egyre romlik (nő a -dBm-ben kifejezett érték).



3.8. ábra. Energia típusú fotodetektor határérzékenységének romlása egyre csökkenő impulzusszélesség esetén

A fotodiódák érzékenysége elvileg növelhető, ha fényerősítőt alkalmazunk. Erre a célra használhatók a fotosokszorozó csövek,

melyek másodlagos emisszióval erősítik a rájuk eső fényt. Diódasorok esetén azonban ez annyira bonyolult, és sok helyet igénylő megoldás, hogy gyakorlatilag nehezen kivitelezhető. Legfeljebb egyedi diódák esetén lehet alkalmazni.

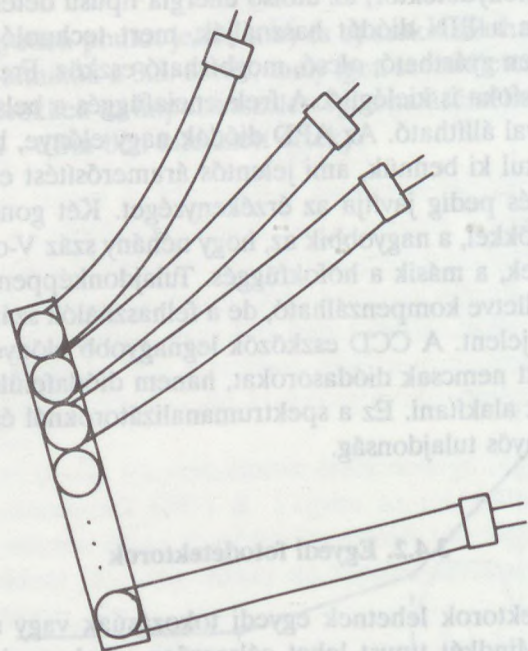
A Bragg-cellás vevőkben általában háromféle fotodiódát használnak: PIN diódát, APD (avalanche) diódát és CCD eszközt. A két első teljesítménydetektor, az utolsó energia típusú detektor. Legáltalánosabban a PIN diódát használják, mert technológiája jól ismert, könnyen gyártható, olcsó, megbízható eszköz. Frekvenciafüggése és hatásfoka is kielégítő. A frekvenciafüggés a belső szerkezet változtatásával állítható. Az APD diódák nagy előnye, hogy lavinaeffektus alakul ki bennük, ami jelentős áramerősítést eredményez. Ez az erősítés pedig javítja az érzékenységet. Két gond is van az APD eszközökkel, a nagyobbik az, hogy néhány száz V-os feszültséget igényelnek, a másik a hőfokfüggés. Tulajdonképpen mindkettő elviselhető, illetve kompenzálható, de a felhasználók számára kellemtelenséget jelent. A CCD eszközök legnagyobb előnye a kis méret, ami miatt nemcsak diódasorokat, hanem diódafelületeket is ki lehet belőlük alakítani. Ez a spektrumanalizátoroknál és spektrográfoknál előnyös tulajdonság.

3.4.2. Egyedi fotodetektorok

A fotodetektorok lehetnek egyedi tokozásúak vagy sorozatban tokozottak. Mindkét típust lehet célszerűen alkalmazni, de minőségük, jellemzőik nagyon különbözők lehetnek. Először az egyedi tokozásúakkal foglalkozunk, a sorozatokkal majd a következő pontban.

Az egyedi diódák nagy előnye a nagy dinamikatartomány és a gyors reagálás [15]. Emiatt jó volna ezeket alkalmazni, de méretük miatt egyszerűen nem férnek el az optikai lencse fókuszsfkjában. Ezen úgy lehet segíteni, hogy üvegszálalás fényvezetővel a fényt el kell vezetni a fókuszsfkból az egyedi diódákhoz. Erre a célra is kétféle megoldás lehetséges. Viszonylag vastag üvegszálat használni, és egyet-egyet minden egyes diódához. Ilyen megoldás látható a 3.9. ábrán. Itt olyan méretű szál van alkalmazva, mely megfelel

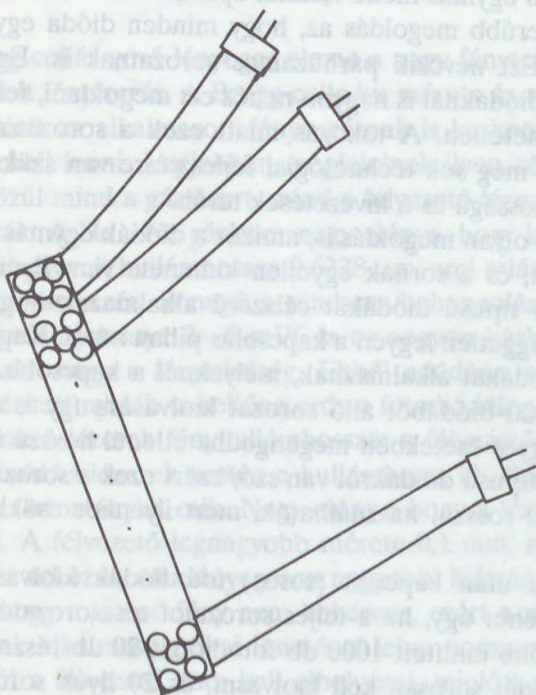
egy fénypontnak, és a szálak egyetlen egy sorban helyezkednek el. Ennek a megoldásnak hátránya, hogy ha egy szál eltörik, akkor az a dióda egyáltalán nem működik, a hozzá tartozó csatorna elnémul. Ha a fénypont a két szál közé esik, akkor mindkét dióda kap fényt, de nagyon keveset, a felénél kevesebbet, a körök közti kieső területek miatt.



3.9. ábra. Fényvezetés egyedi diódákhoz egyetlen üvegszállal

Egy másik megoldásnál a fókuszsfokban sok vékony üvegszál van elhelyezve, ahogy a 3.10. ábrán látható. Ezek a szálak kötegelve vannak, és egy-egy diódához sok szál van elvezetve. (Az ábrán csak 5 szál tartozik egy köteghez, a valóságban ez akár 50 is lehet.) Így ha egy szál eltörik, akkor csak csökken a diódára jutó fény, de nem szűnik meg. Minél több szál van alkalmazva, annál kisebb hiba származik egy-egy szál eltöréséből. Ha elég vékonyak a szálak, akkor

jól ki lehet velük tölteni a fókuszsíkot, és éles határt lehet képezni az egyes diódák között. Ennek a megoldásnak hátránya lehet az, hogy a törések miatt lecsökken a fényerő, és a dióda úgy érzéke-
li, mintha csökkent volna az amplitúdó. Nehéz a törést érzékelni, csak érzékenységsökkenést eredményez, ami viszont hibát jelent a feldolgozó áramkörökben. Ezért vagy egy-egy szálat célszerű hasz-
nálni, vagy nagyon sokat, amikor egy szál töréséből adódó relatív hiba kicsiny.



3.10. ábra. Fényvezetés egyedi diódákhoz üvegszálköteggel

A száloptika alkalmazásának legnagyobb hátránya, hogy sok he-
lyet foglal el. A diódák egyébként is nagy méretét az optikai kábe-
lek csak növelik.

3.4.3. Fotodetektor-sorozatok

A fotodetektor-sorozatok sok fotodetektort tartalmaznak sűrűn egymás mellé építve. Jó minőségű sorozatoknál a dióda középpontja egymástól $\sim 25 \mu\text{m}$ távolságra van. Ezért ezeket a sorozatokat el lehet helyezni közvetlenül a fókusz síkban. A problémát ilyenkor a diódák áramának elvezetése okozza. Különösen nagy gond ez olyankor, amikor diódafelületekről van szó, vagyis a diódák két dimenzióban is egymás mellé vannak építve.

A legegyszerűbb megoldás az, hogy minden dióda egyedileg ki van vezetve. Ezt nevezik párhuzamos sorozatnak is. Egy sorban elhelyezkedő diódáknál is nagyon nehéz ezt megoldani, felületeknél pedig már lehetetlen. A tokozás miatt ezek a sorozatok nagyon előnyösek, de még sok technológiai fejlesztésre van szükség, főleg a diódák azonosságára és a kivezetések terén.

Lehetséges olyan megoldás is, amikor a diódák egymás után vannak kapcsolva, és a sornak egyetlen kimenete van. Ilyenkor általában energia típusú diódákat célszerű alkalmazni, hogy a kijelzett energia független legyen a kapcsolás pillanatától. Kapcsolóként ugyancsak diódákat alkalmaznak, melyeknél a kapcsolási idő $1 \mu\text{s}$ lehet. Egy 1000 diódából álló sorozat kiolvasása így is 1 ms ideig tart, ami egyes esetekben megengedhetetlenül hosszú idő. Mint-hogy energia típusú diódákról van szó, ezért ezek a sorozatok rövid impulzusoknál rosszul használhatók, mert ilyenkor csökken az érzékenységük.

Az egymás után kapcsolt (soros) fotodiódák kiolvasási idejét csökkenteni lehet úgy, ha a teljes sorozatot részsorozatokká bontjuk. Pl. az előbb említett 1000 db fotodiódát 20 db részre bontjuk. Ekkor 50 diódát sorosan kell kiolvasni, és 20 ilyen sorozatot kell párhuzamosan kiolvasni. Így a kapcsolási idő huszadrészt csökken ($50 \mu\text{s}$) és csak 20 kimenet párhuzamos feldolgozására van szükség, ami technikailag könnyen megoldható.

Még bonyolultabb a helyzet a kétdimenziós fotodióda-sorozatoknál. Ezek egymás alá helyezett diódasorokból vagy egymás mellé helyezett diódaoszlopokból állnak. A diódák kiolvasására ilyenkor a vegyes (soros és párhuzamos) kiolvasási módszer használható, amikor olyan menyniségben alkalmazunk kivezetést, ami még kezelhe-

tő. Ezek a diódamezők nagyon jól használhatók olyan kétdimenziós spektrográfoknál, ahol a vízszintes tengelyen a frekvencia szerepel (ez egy normál spektrumanalizátor), a függőleges tengelyen pedig az idő. Így az egymás alatti sorokban a spektrum időbeli változása látható. Az ilyen felépítésű spektrográf részletes ismertetése a későbbi pontokban látható.

3.5. Lézer fényforrások

A Bragg-cellás vevő lényeges eleme a nagy fényteljesítményű és jól nyalábolt fényforrás. A Bragg-cella kis mérete és a rövid átfutási idő (τ) miatt az alkalmazott fénysugárnak is keskenynek, jól nyaláboltnak kell lenni. Legjobban megfelelnek ilyen célra a lézerek, melyek közül mind a gázlézert, mind a félvezető lézereket egyaránt alkalmazzák. A He-Ne-gázlézer nagy előnye, hogy koherens fényt bocsát ki, melynek hullámhossza $0,6328 \mu\text{m}$, ami a látható fény tartományban van, ezért könnyű a rendszer behangolása. A lézer kimenő fényteljesítménye $2-5 \text{ mW}$, és ez nagyon keskeny sugárban lép fel, ezért nagy a fénysűrűség. Ebből adódóan a Bragg-cellán átjutó, eltérített nyaláb is kellően erős a fotodiódák gerjesztésére.

A félvezető lézerek fényhullámhosszát a félvezető anyaga szabja meg. GaAlAs-lézerek esetén a hullámhossz kb. $0,83 \mu\text{m}$, ami az infravörös tartományba esik. Nagy előnye, hogy a lézer mérete nagyon kicsi. A félvezető legnagyobb mérete $0,1 \text{ mm}$, amihez hozzájárul még a tokozás, ami lényegesen nagyobb. Hátránya a félvezető lézernek, hogy a kilépő fény nem koherens, ezért a nyaláb szétartó. Ezt csak alkalmas optikai lencsével lehet kompenzálni, melyet közvetlenül a félvezető után kell elhelyezni, mielőtt a sugárnyaláb átmérője túlzottan megnőne. A félvezető lézer kis mérete rendkívül alkalmassá teszi Bragg-cellás spektrumanalizátorban való alkalmazásra. A félvezető lézer egyetlen hátránya a hőfokfüggés, ami a kimenő fény frekvenciájának megváltozását és emiatt az eltérítési szög megváltozását eredményezi. Az eltérítési szög hőmérséklet okozta változása pedig hibát eredményez a rádiófrekvenciás jel frekvenciájának értékében. A félvezető lézerek fejlődése igen gyors. Egyre csökken a hőfokfüggés, egyre csökken a nyaláb szétterülése,

és újabb anyagokkal, újabb hullámhosszúságokon működő félvezető lézerek jelennek meg a piacon.

A Bragg-cellás vevők fő építőelemeinek áttekintése után a következő fejezetben néhány Bragg-cellás vevőtípust fogunk áttekinteni.

3.6. Bragg-cellás vevőtípusok

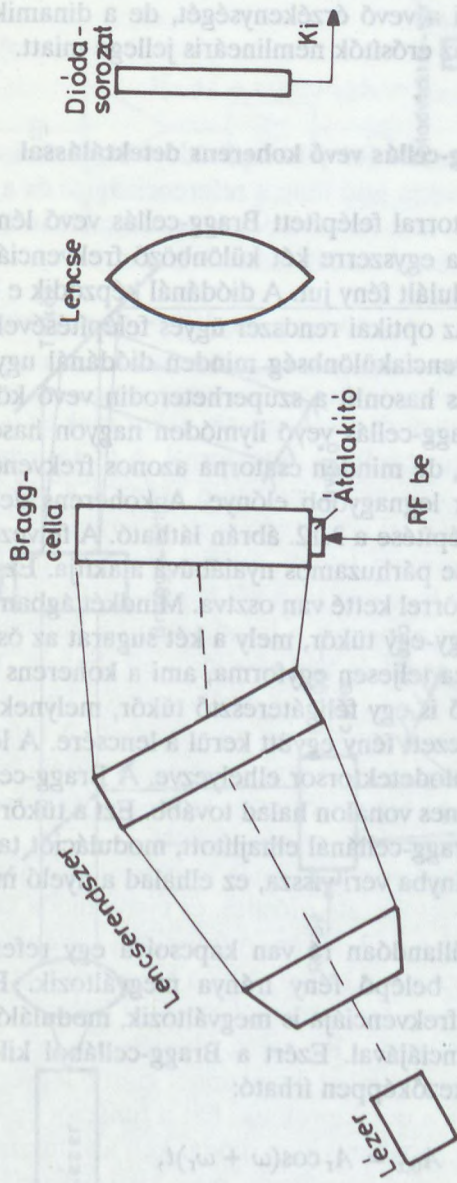
3.6.1. Teljesítmény típusú vevő

A teljesítmény típusú vevő neve onnan származik, hogy a detektor kimenő árama a bemenő nagyfrekvenciás jel teljesítményével arányos. Az ilyen vevő fő egységei a lézer, a Bragg-cella, az optikai rendszer, a fotodetektorok és a digitalizáló áramkör, mely a fotodetektorok kimenetét digitális frekvenciainformációvá alakítja. Egy ilyen Bragg-cellás vevő elvi felépítése a 3.11. ábrán látható.

A lézersugarat egy lencserendszer juttatja a Bragg-cellára, mely lencserendszer párhuzamosítja és kellő méretűre alakítja a fénynyalábot. Ezután következik a Bragg-cella, melyen a piezoelektromos átalakító van elhelyezve. Ide van vezetve a vizsgálandó nagyfrekvenciás jel. A Bragg-cella után újabb lencse következik, melynek fókuszsfkjában van elhelyezve a fotodiódasor. A diódasor kimenete jut a digitalizáló, jelfeldolgozó áramkörbe. A diódasor kimenete és a digitalizáló áramkör közé tetszőleges erősítést lehet beépíteni, ami a jelfeldolgozáshoz szükséges. Tekintettel arra, hogy itt már videofrekvenciás jelről van szó, ezért ezek az erősítők kicsik, egyszerűek és könnyen megvalósíthatók.

Ha a diódasorban egyedi diódákat vagy legalábbis párhuzamos kiolvasást alkalmazunk, akkor a szomszédos diódák kimenő jeleinek összehasonlítása finom frekvenciameghatározást tesz lehetővé.

Az ilyen felépítésű Bragg-cellás vevők bemeneti érzékenysége főleg az alkalmazott nagyfrekvenciás erősítőtől függ. A Bragg-cellánál levő piezoelektromos átalakító nagyfrekvenciás teljesítményigénye $-20 \dots -30$ dBm. Az átalakító elé helyezett erősítőkkel $30-40$ dB erősítést el lehet érni, akkor az érzékenység $-60 \dots -70$ dBm szintig javítható. A Bragg-cella harmadrendű intermodulációs termékei szabják meg az átalakítóra adható legna-



3.11. ábra. Teljesítmény típusú vevő elvi felépítése

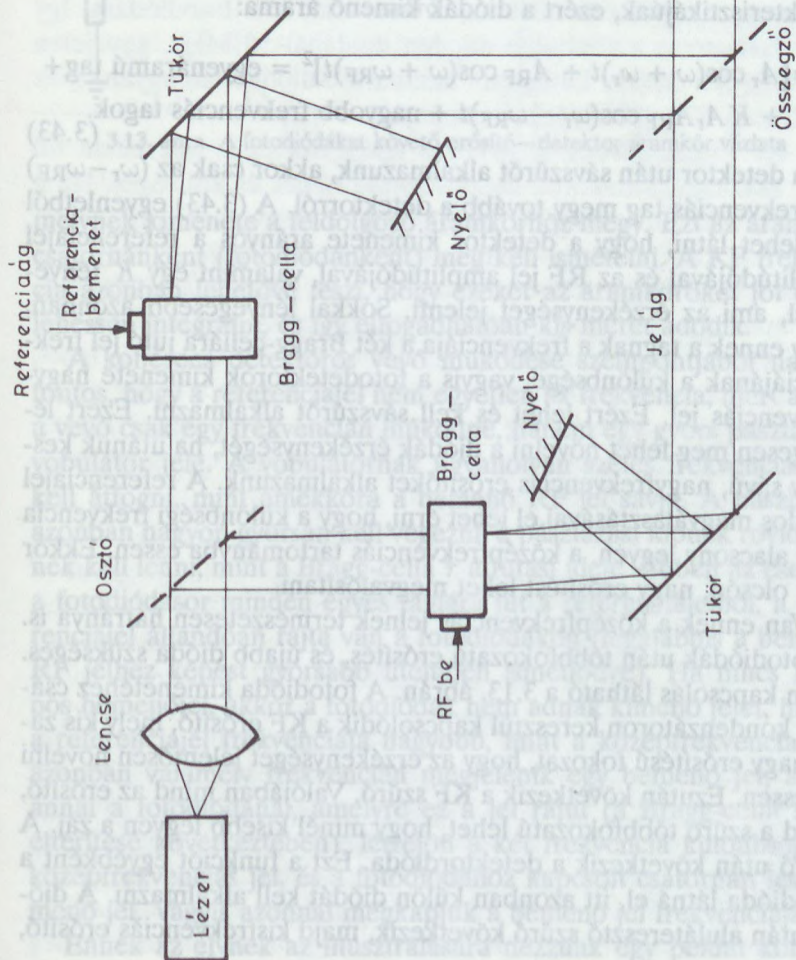
gyobb teljesítményt, melynek értéke 1–5 mW szokott lenni. Így a vevő dinamikataromány 30–35 dB. További nagyfrekvenciás erősítőkkel lehet javítani a vevő érzékenységét, de a dinamikát nem, sőt az csökkenhet is az erősítők nemlineáris jellege miatt.

3.6.2. Bragg-cellás vevő koherens detektálással

A koherens detektorral felépített Bragg-cellás vevő lényege az, hogy a fotodiódasorra egyszerre két különböző frekvenciájú nagyfrekvenciás jellel modulált fény jut. A diódánál képződik e két frekvencia különbsége. Az optikai rendszer ügyes felépítésével el lehet érni, hogy ez a frekvenciakülönbség minden diódánál ugyanaz legyen. (Ez a megoldás hasonlít a szuperheterodin vevő középfrekvenciájára). Ez a Bragg-cellás vevő ily módon nagyon hasonlít egy csatornázott vevőhöz, de minden csatorna azonos frekvencián működik. Ez a rendszer legnagyobb előnye. A koherens detektorral működő vevő elvi felépítése a 3.12. ábrán látható. A félvezető lézer fénysugarát egy lencse párhuzamos nyalábúvá alakítja. Ez a nyaláb egy féligáteresztő tükörrel ketté van osztva. Mindkét ágban van egy-egy Bragg-cella, és egy-egy tükör, mely a két sugarat az összegzőre vetíti. A két ág hossza teljesen egyforma, ami a koherens detekció feltétele. Az összegző is egy féligáteresztő tükör, melynek jobb oldalán a két ágon érkezett fény együtt kerül a lencsére. A lencse fókuszskájában van a fotodetektorsor elhelyezve. A Bragg-cellák után a fény egy része egyenes vonalon halad tovább. Ezt a tükör egy nyelőbe reflektálja. A Bragg-cellánál elhajlított, modulációt tartalmazó fényt a tükör más irányba veri vissza, ez elhalad a nyelő mellett, és az összegzőre kerül.

A Bragg-cellára állandóan rá van kapcsolva egy referenciajel, melynek hatására a belépő fény iránya megváltozik. Ezenkívül azonban a lézerfény frekvenciája is megváltozik, modulálódik a referenciajel f_r frekvenciájával. Ezért a Bragg-cellából kilépő fény amplitúdója a következőképpen írható:

$$A_{0,r} = A_r \cos(\omega + \omega_r)t, \quad (3.41)$$



3.12. ábra. Koherens detektorral működő Bragg-cellás vevő elvi felépítése

ahol A_r és ω_r a referenciaágon a Bragg-cellába belépő fény amplitúdója és körfrekvenciája. Hasonlóan a jelágon a Bragg-cellából kilépő fény amplitúdója:

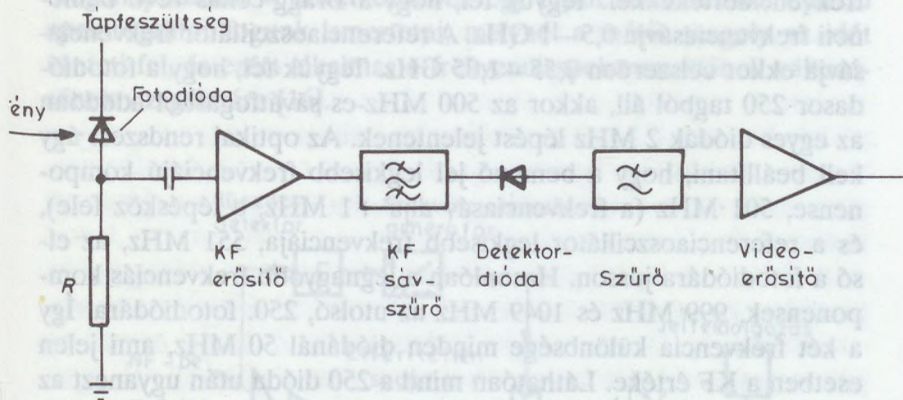
$$A_{0,RF} = A_{RF} \cos(\omega + \omega_{RF})t, \quad (3.42)$$

ahol A_{RF} és ω_{RF} a bemenő RF jel amplitúdója és körfrekvenciája. Az egyes fotodetektorokra jutó fény a referenciaágról és a jelágról származó jelek összege lesz. Mivel a detektorok általában négyzetes karakterisztikájúak, ezért a diódák kimenő árama:

$$I = [A_r \cos(\omega + \omega_r)t + A_{RF} \cos(\omega + \omega_{RF})t]^2 = \text{egyenáramú tag} + K A_r A_{RF} \cos(\omega_r - \omega_{RF})t + \text{nagyobb frekvenciás tagok.} \quad (3.43)$$

Ha a detektor után sávszűrőt alkalmazunk, akkor csak az $(\omega_r - \omega_{RF})$ körfrekvenciás tag megy tovább a detektorról. A (3.43) egyenletből azt lehet látni, hogy a detektor kimenete arányos a referenciajel amplitúdójával és az RF jel amplitúdójával, valamint egy K tényezővel, ami az érzékenységet jelenti. Sokkal lényegesebb azonban, hogy ennek a tagnak a frekvenciája a két Bragg-cellára jutó jel frekvenciájának a különbsége, vagyis a fotodetektorok kimenete nagyfrekvenciás jel. Ezért lehet és kell sávszűrőt alkalmazni. Ezért lényegesen meg lehet növelni a diódák érzékenységét, ha utánuk keskeny sávú, nagyfrekvenciás erősítőket alkalmazunk. A referenciajel gondos megválasztásával el lehet érni, hogy a különbségi frekvencia elég alacsony legyen, a középfrekvenciás tartományba essen. Ekkor elég olcsón, nagy erősítést lehet megvalósítani.

Van ennek a középfrekvenciás jelnek természetesen hátránya is. A fotodiódák után többfokozatú erősítés, és újabb dióda szükséges. Ilyen kapcsolat látható a 3.13. ábrán. A fotodióda kimenetéhez csatlakozó kondenzátoron keresztül kapcsolódik a KF erősítő, mely kis zajú, nagy erősítésű fokozat, hogy az érzékenységet jelentősen növelni lehessen. Ezután következik a KF szűrő. Valójában mind az erősítő, mind a szűrő többfokozatú lehet, hogy minél kisebb legyen a zaj. A szűrő után következik a detektordióda. Ezt a funkciót egyébként a fotodióda látná el, itt azonban külön diódát kell alkalmazni. A dióda után aluláteresztő szűrő következik, majd kisfrekvenciás erősítő,



3.13. ábra. A fotodiódákat követő erősítő–detektor áramkör vázlata

melynek kimenete a feldolgozó áramkörhöz megy. Ezt az áramkört csatornánként (fotodiódánként) meg kell ismételni. A KF frekvencia azonban lehetővé teszi, hogy ezeket az áramköröket jól össze lehessen integrálni, és így elfogadhatóan kis méret adódik.

A koherens detektoros vevő működése szempontjából nagyon fontos, hogy a referenciajel nem egyetlen fix frekvencia, mert akkor a vevő csak egy frekvencián működne, hanem egy gyors pásztázású vobulátor jele. A vobulátornak ugyanolyan széles frekvenciasávot kell átfogni, mint amekkora a bemenő RF jel sávja. A pásztázást azonban nagyon gyorsan kell végezni, a pásztázási időnek rövidebbnek kell lenni, mint a Bragg-cella τ átfutási ideje. Ebben az esetben a fotodiódasor minden egyes tagjára jut a referenciajeltől, a referenciajel állandóan rajta van a fotodiódákon (legalábbis a bemenő RF jelhez képest gyorsabb ütemben ismétlődve). Ha nincs hasznos bemenőjel, akkor a fotodiódák nem adnak kimenő jelet, hiszen a referenciajel frekvenciája nagyobb, mint a középfrekvencia. Ha azonban valamely frekvencián megjelenik egy bemenő jel, akkor annál a fotodiódánál, amelyre ez a jel rájut (a Bragg-cella fényeltérítése következtében), létrejön a két frekvencia különbsége, a középfrekvenciás jel, és a fotodiódához kapcsolt csatornán lesz kimenő jel. Vagyis azonnal megkapjuk a bemenő jel frekvenciáját.

Ennek az elvnek az illusztrálására nézzünk egy példát konkrét

frekvenciaértékekkel. Tegyük fel, hogy a Bragg-cellás vevő bemeneti frekvenciasávja 0,5 – 1 GHz. A referenciaoszillátor frekvenciasávja ekkor célszerűen 0,55 – 1,05 GHz. Tegyük fel, hogy a fotodiódasor 250 tagból áll, akkor az 500 MHz-es sávátfogásból adódóan az egyes diódák 2 MHz lépést jelentenek. Az optikai rendszert úgy kell beállítani, hogy a bemenő jel legkisebb frekvenciájú komponense, 501 MHz (a frekvenciasáv alja +1 MHz, a lépésköz fele), és a referenciaoszillátor legkisebb frekvenciája, 551 MHz, az első a fotodiódára jusson. Hasonlóan a legnagyobb frekvenciás komponensek, 999 MHz és 1049 MHz az utolsó, 250. fotodiódára. Így a két frekvencia különbsége minden diódánál 50 MHz, ami jelen esetben a KF értéke. Láthatóan mind a 250 dióda után ugyanezt az 50 MHz-es KF erősítőt lehet alkalmazni.

A KF értéke elvileg tetszőleges lehet. Ha ez a frekvencia túl nagy, akkor az áramkörök megvalósítása nehéz és költséges. Ha a kimeneti frekvencia nagyon kicsi, akkor a megvalósítható sávszélesség lesz kicsi, és ez a vett impulzus alakját torzítja. A tényleges választás függ még a referenciaoszillátor megvalósíthatóságától is.

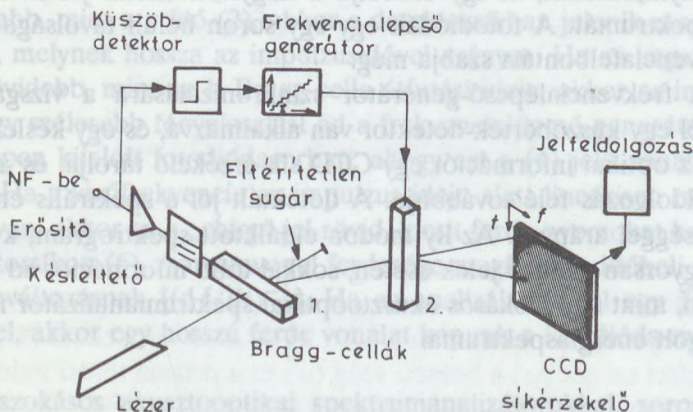
A koherens detektorral működő Bragg-cellás vevő legfőbb előnye a nagy dinamikataromány. Ez elvileg kétszer akkora is lehet, mint a teljesítmény típusú vevő esetén. A valóságban a Bragg-cellán kívül a többi áramkör (főleg az erősítők) csak ennél kisebb mértékű dinamikajavulást tesz lehetővé. A dinamikataromány részletes vizsgálata [18]-ban található meg.

3.7. Kétdimenziós optikai spektrográf

3.7.1. Működési elv

A fotodetektor-sorozatok tárgyalásánál említettük, hogy lehet készíteni kétdimenziós sorozatokat is, és a két irány különböző paraméterek mérésére alkalmas. Az egyik tengely mindig a frekvencia, hiszen a frekvencia mérése a legfontosabb feladat. A másik tengely mentén azonban egy másik adatot is lehet mérni, ami lehet az idő vagy a vett jel vételi iránya. Az időmérés felhasználható az impulzus beérkezési idejének mérésére, vagy az impulzusszélesség

megállapítására. A következőkben egy olyan kétdimenziós optikai spektrográfot fogunk ismertetni, melynél a másik tengely az időt tünteti fel, és ezért alkalmas a frekvenciaspektrum időbeli változásának vizsgálatára [16].



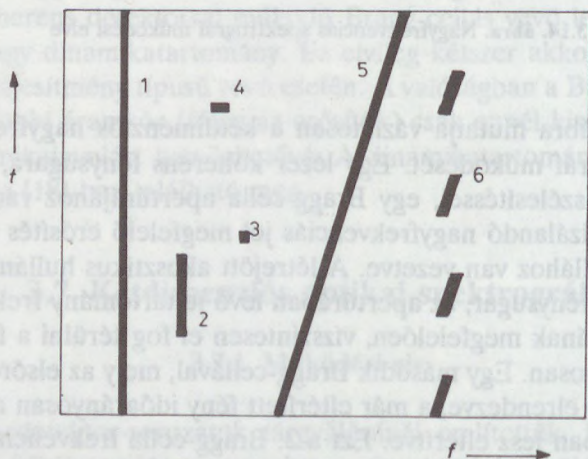
3.14. ábra. Nagyfrekvenciás spektrográf működési elve

A 3.14. ábra mutatja vázlatosan a kétdimenziós nagyfrekvenciás spektrográf működését. Egy lézer koherens fénysugara, megfelelő sugárkiszélesítéssel, egy Bragg-cella apertúrájához van vezetve. Az analizálandó nagyfrekvenciás jel megfelelő erősítés után az 1. Bragg-cellához van vezetve. A létrejött akusztikus hullám következtében a fénysugár, az apertúrában levő jeltartomány frekvenciainformációjának megfelelően, vízszintesen el fog térni a frekvenciával arányosan. Egy második Bragg-cellával, mely az elsőre merőlegesen van elrendezve, a már eltérített fény időarányosan a függőleges irányban lesz eltérítve. Ezt a 2. Bragg-cella frekvenci lépcsőgenerátoros vezérlésével lehet elérni. A két irányban eltérített fénysugár egy kétdimenziós fotodióda-mezőre van fókuszálva. Az 1. és 2. Bragg-cellák által létrehozott $\Delta\theta_{A1}$ és $\Delta\theta_{A2}$ fénysugárelhajlás egy lencserendszer segítségével át van alakítva egy fényfolteltolódássá a detektorok síkjában.

A fény vízszintes irányú intenzitáseloszlása megfelel a vizsgálandó nagyfrekvenciás jel rövid idejű spektrumának. Az erre merőleges irányban minden időpontban más-más fotodiódasorra van fókuszálva a fény. Egy $\Delta t = 1 \mu s$ idő múlva a fényeloszlás a következő fotodiódasorra lesz átkapcsolva. Így minden sor Δt ideig figyeli a fényintenzitást, és így eltárolja a nagyfrekvenciás jel rövid idejű spektrumát. A fotodiódák egy-egy soron belüli távolsága a Δf frekvenciafelbontást szabja meg.

A frekvencialépcső-generátor szinkronizálására a vizsgálandó jelnél egy küszöbérték-detektor van alkalmazva, és egy késleltetés.

Az optikai információt egy CCD sík érzékelő tárolja, és aztán a jelfeldolgozás felé továbbítja. A detektált jel a spektrális energiasűrűséggel arányos. Az ily módon előállított spektrogram, különösen gyorsan változó jelek esetén, sokkal több információt ad az NF jelről, mint egy szokásos akusztóoptikai spektrumanalizátor időben átlagolt energiaspektruma.



3.15. ábra. Különböző NF jelek kétdimenziós spektrogramja: 1. CW jel, 2. hosszú impulzus $PW > \tau$, 3. impulzusjel $PW = \tau$, 4. rövid impulzus $PW < \tau$, 5. FM jel, 6. chirp-jel

A 3.15. ábrán különböző NF jelek kétdimenziós ábrázolása lát-

ható, ahogyan azt a nagyfrekvenciás spektrográf a detektálás síkjában felrajzolja.

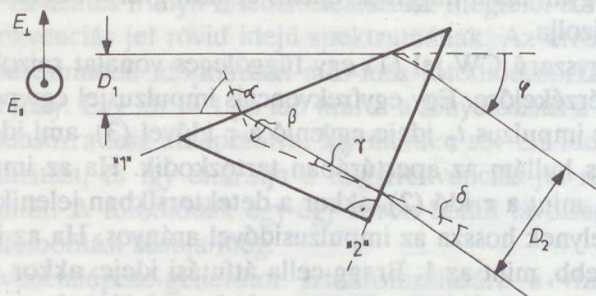
Egy egyszerű CW jel (1) egy függőleges vonalat rajzol a kétdimenziós érzékelőre. Egy egyfrekvenciás impulzusjel egy pontot rajzol, ha az impulzus t_p ideje egyenlő a τ idővel (3), ami idő alatt az akusztikus hullám az apertúrában tartózkodik. Ha az impulzusidő hosszabb, mint a τ idő (2), akkor a detektorsíkban jelenik meg egy vonal, melynek hossza az impulzusidővel arányos. Ha az impulzusidő rövidebb, mint az 1. Bragg-cella átfutási ideje, akkor az impulzus egy szélesebb fényeloszlást ad a frekvencialépcső-generátor által éppen kijelölt fotodiódasorban, ahogy ezt a (4) jelű vonal mutatja. Ha a vivőfrekvencia az impulzus ideje alatt lineárisan modulálva van, akkor ez a „chirp”-jel rövid, kicsit ferde nyomokat hagy a detektorsíkon (6). A nyomvonal ferdesége megfelel az időbeli frekvenciaváltozásnak $[(df/dt)^{-1}]$. Ha az analizálandó jel egy FM – CW jel, akkor egy hosszú ferde vonalat kapunk a fotodióda-mezőn (5).

A szokásos akusztóoptikai spektrumanalizátorokkal, soros kiolvasás esetén ezeknek a jellefutásoknak csak az időben átlagolt spektrumképét kapnánk. Egy szokásos akusztóoptikai spektrumanalizátornak megfelelő detektorjelet úgy kapnánk, ha a 3.15. ábra szerinti jelábrákat egyetlen vízszintes vonalra vetítenénk. Egy rövid impulzust (4) többé nem lehetne megkülönböztetni egy chirp-jeltől (6) vagy egy FM – CW jeltől (5).

3.7.2. A nagyfrekvenciás spektrográf optikai rendszere

A nagyfrekvenciás spektrográf kétdimenziós optikai rendszerénél az 1. és 2. Bragg-cella különböző apertúráit, valamint a különböző sugárrészeket mindkét dimenzióban illeszteni kell a szokásosan kapható fotodióda-mezőhöz, hogy nagy akusztóoptikai kölcsönhatási hatásfokot kapjunk a Bragg-cella elliptikus apertúrájának besugárzásával. A szokásos lencserendszerek helyett az egyszerű prizmák alkalmazása is jó megoldást nyújt.

A 3.16. ábra a sugárbovítás és -irányítás módját mutatja 90°-os prizmával. A D_1 szélességű párhuzamos lézersugár α szög alatt lép



3.16. ábra. Sugárbővítés 90°-os prizmával

be a 90°-os prizma átfogóján. A bemeneti és kimeneti határfelületeken való megtörés révén a sugár φ szöggel térítődik el az eredeti irányától, és D_2 átmérővel hagyja el a prizmat. A geometriai optika segítségével ki lehet számolni az átmérőnövekedést (V) és az elhajlási szöget (φ) a beesési szög (α) és a prizma törési indexe (n) segítségével:

$$V = \frac{D_2}{D_1}, \quad (3.44)$$

$$\varphi = \alpha - \beta - \gamma + \delta. \quad (3.45)$$

90°-os prizma esetén némi számolással az adódik, hogy:

$$V_{90} = \frac{N \sqrt{1 - \frac{n^2}{2}} + nN \sin \alpha}{\cos \alpha \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \left[N + \frac{\sin \alpha}{n} \right]}, \quad (3.46)$$

$$\varphi_{90} = \alpha - \frac{\pi}{4} + \arcsin \left[\frac{n}{\sqrt{2}} \left(N - \frac{\sin \alpha}{n} \right) \right], \quad (3.47)$$

ahol

$$N = \sqrt{1 - \left(\frac{\sin \alpha}{n} \right)^2}. \quad (3.48)$$

Az α_c minimális szöget a γ_c határszögből lehet számolni, ami a csfkszerű sugárkilépésből adódik ($\delta = 90^\circ$):

$$\gamma_c = \arcsin \frac{1}{n}. \quad (3.49)$$

90°-os prizma esetén

$$\alpha_{c90} = \arcsin \left[n \sin \left(\frac{\pi}{4} - \arcsin \frac{1}{n} \right) \right]. \quad (3.50)$$

Hasonló számításokkal 60°-os prizma esetén a sugárnagyobbodás:

$$V_{60} = \frac{N \sqrt{1 - \left(nN \sin \frac{\pi}{3} - \frac{\sin \alpha}{2} \right)^2}}{\cos \alpha \cdot \left(\frac{N}{2} + \frac{\sin \alpha}{n} \sin \frac{\pi}{3} \right)}, \quad (3.51)$$

a sugáreltérítési szög:

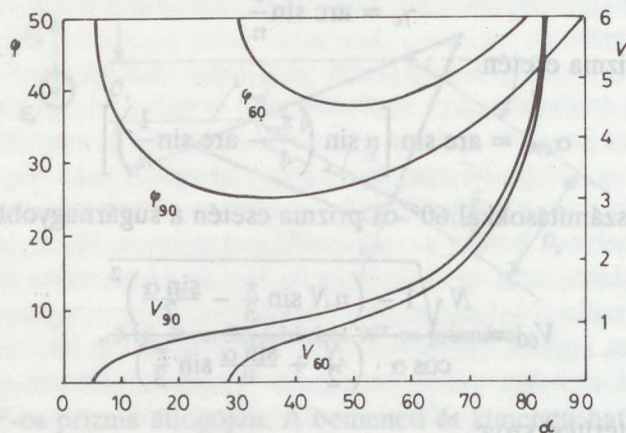
$$\varphi_{60} = \alpha - \frac{\pi}{3} + \arcsin \left[nN \sin \left(\frac{\pi}{3} - \frac{n \sin \alpha}{2} \right) \right]. \quad (3.52)$$

A minimális határszög csíkszerű sugárkilépés esetén:

$$\alpha_{c60} = \arcsin \left[n \sin \left(\frac{\pi}{3} - \arcsin \frac{1}{n} \right) \right]. \quad (3.53)$$

A 3.17. ábrán a V_{60} és V_{90} sugárnagyobbodási tényezők és a φ_{60} , illetve φ_{90} eltérítési szögek láthatók 60°-os és 90°-os prizmák esetén az α beesési szög függvényében.

Ha a prizmat forgatjuk, akkor a kimeneti sugár D_2 átmérője folyamatosan és nagyon finoman állítható, és még kicsinyíthető is. Egy prizma tehát úgy viselkedik, mint egy cylinderlencse. Ily módon a sugárbővítés mindkét irányban külön-külön elvégezhető. A beállítási eljárás nagyon egyszerű. Prizmákkal történő sugárbővítés esetén kis oldalhosszúságú prizmák kellenek, amelyek a sugáriránnyal párhuzamos alaplapon fekszenek fel, és viszonylag durván forgathatók, hogy a sugár dimenzióját egyirányban megváltoztassuk. Egyidejűleg a sugár irányításával további összeépítettséget lehet a rendszerben elérni a sugár visszafordítása révén.



3.17. ábra. Sugárnagyobbodás és sugárelhajlás 60°-os és 90°-os prizmák esetén

3.7.3. A nagyfrekvenciás spektrográf elektromos rendszere

A 3.18. ábra mutatja vázlatosan a nagyfrekvenciás spektrográf optikai és elektromos rendszerének kapcsolatát.

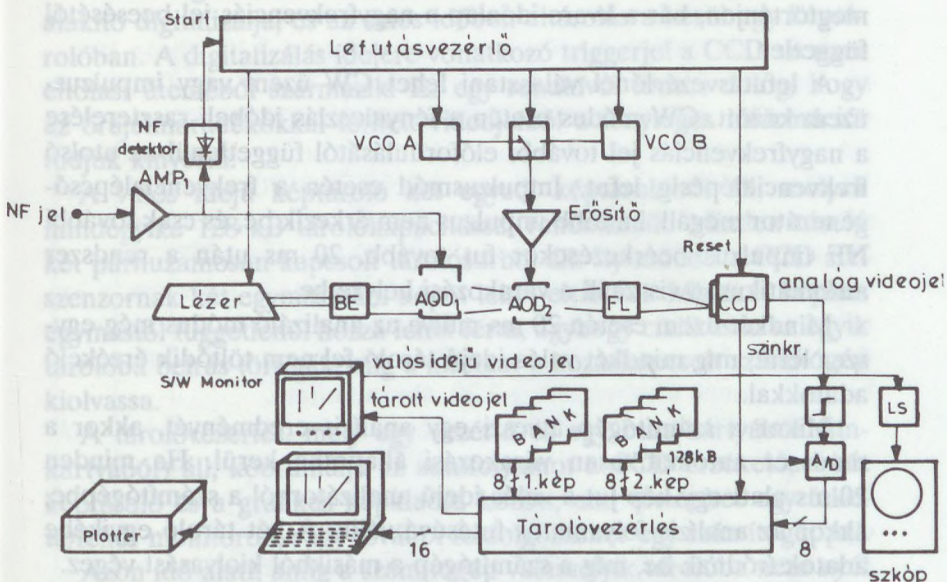
Az ábra közepén látható az optikai rész, mely a lézerből, a BE sugárbővítőből, a két egymásra merőleges Bragg-cellából (AOD_1 és AOD_2), az FL fényoptikai lencséből és a CCD síkérzékelőből áll.

Az optikai rész fölött látható a nagyfrekvenciás spektrográf vezérlő egységének kapcsolása, alul pedig az elektronikus kiértékelés részegységei.

A fekete-fehér (S/W) monitoron két CW jel mintája látható, ami a valós idejű tárolóban van eltárolva. Vízszintesen van a frekvencia-tengely, függőlegesen az időtengely. A HP 9816S asztali számítógép képernyője egy háromdimenziós spektrogram előállítására is felhasználható.

A nagyfrekvenciás spektrográf vezérlő egysége tartalmazza a lefutásvezérlőt, egy nagyfrekvenciás küszöbérték-detektort, egy frekvencialépcső-generátort és két teljesítmény-végerősítőt.

A vizsgálandó jel az AMP_1 jelű szélessávú teljesítményerősítőbe



3.18. ábra. A nagyfrekvenciás spektrográf tömbvázlata

van vezetve, és ott kellő szintre van erősítve. A felerősített nagyfrekvenciás jel az AOD_1 jelű Bragg-cellához van vezetve, amelyik a frekvencia szerinti sugáreltérítést biztosítja. A felerősített jel egy detektorhoz is el van vezetve, mely egy TTL szintű triggerjelet ad, ha túlzott jelnövekedés következik be. A zajos bemenő jelekből adódó esetleges hamis jelzés elkerülése érdekében a detektor küszöbszintjét állítani lehet.

A triggerjel indítja a rendszer lefutásvezérlését. Ha fényforrásként lézerdíódot alkalmazunk, akkor a lézersugárzás elindul és a CCD bekapcsolódik. On-line üzemben az érzékelőt folyamatosan kiolvassák, hogy kiküszöböljék a hő okozta töltéshordozókat. A két nagyfrekvenciás generátor számára létrejönnek a szükséges digitális adatok és az átkapcsoló jel. A nagyfrekvenciás jel beérkezésekor elindul a frekvencialépcső-számláló, és a beállított végértékig fut. A számlálási periódus kvarcpontossággal $1\ \mu\text{s}$ -ra van beállítva. Mérési célokra az időalap fix lépésekben átkapcsolható. A logikai rendszer

biztosítja, hogy minden oszcillátorcsoport indítása is 1 μ s-on belül megtörténjen, bár a kvarc időalap a nagyfrekvenciás jel beesésétől független.

A lefutásvezérlőnél választani lehet CW üzem vagy impulzus-üzem között. CW módus esetén a fényeloszlás időbeli raszterelése a nagyfrekvenciás jel további előfordulásától függetlenül az utolsó frekvencialépésig lefut. Impulzusmód esetén a frekvencialépcső-generátor megáll, ha több impulzus nem érkezik be, és csak további NF impulzus beérkezésekor fut tovább. 20 ms után a rendszer automatikusan visszaáll a várakozási helyzetbe.

Mindkét üzem esetén 20 ms múlva az analízáló módus még egyszer lefut, míg mindkét valós idejű tároló fel nem töltődik érzékelő adatokkal.

Mikor a számítógép átveszi egy analízis eredményét, akkor a rendszer automatikusan várakozási állapotba kerül. Ha minden 20 ms alatt egy kép jut a valós idejű analízátorból a számítógépbe, akkor az analízis folyamatos futásúvá válik. A két tároló egyikébe adatok íródnak be, míg a számítógép a másikkól kiolvasást végez.

Annak érdekében, hogy az egyes frekvencialépcsők közt gyors ugrások legyenek, a lefutásvezérlő egység egy PIN diódás kapcsolóval gyorsan átkapcsol a két nagyfrekvenciás generátor között.

Az analízálási idő lefutása után a lézersugár kikapcsolódik és a valós idejű tároló jelzi, hogy a CCD síkérzékelő valós analízis-adatokat tárolt el.

Az időfelbontású Bragg-cella számára egy frekvencialépcső-generátor készült, amelyik az időosztású Bragg-cella teljes sávszélességét egyenlő frekvencialépésekkel lefutja. Minden frekvencialépcső 1 μ s ideig van a lépcsőgenerátor kimenetén. Ezután 10 ns kapcsolási idővel a következő lépcsőre kapcsol át.

A 3.18. ábra alsó részében a nagyfrekvenciás spektrográf kiértékelő egységének blokkdiagramja látszik. Miután a frekvencialépcső-generátor segítségével az időosztású Bragg-cella a frekvenciasávot letapogatta, és közben a fényugár minden μ s-ban egy másik fotodiódasorra volt fókuszálva, létrejöttek a vizsgálandó nagyfrekvenciás jel idő- és frekvenciatartományban felbontott nyomvonalai (sorai), amiket a CCD érzékelő időlegesen tárol, azután pedig sorosan kiolvasásra kerülnek.

Az analóg módon rendelkezésre álló információt egy A/D átalakító digitalizálja, és az valós időben eltárolásra kerül egy képtárolóban. A digitalizálás idejére vonatkozó triggerjel a CCD szenzor eltolási üteméből származik. Ez egy rendkívül fontos dolog, hogy az órajelmaradékokkal terhelt videojelből a tényleges információt tudjuk kinyerni.

A valós idejű képtároló két egyedi képtárolóból áll, melyek mindegyike 128 kB tárolókapacitással rendelkezik. Minden tároló két párhuzamosan kapcsolt tárolósorból áll. Ily módon a CCD síkszenzornak két egymásutáni képét lehet eltárolni. Mindkét képhez egymástól függetlenül hozzá lehet férni, úgyhogy ciklikusan az egyik tárolóba beírás történik, míg a másikat a hozzákapcsolt számítógép kiolvassa.

A tárolóvezérlés, mely egy vezérlő és egy busz-kártyából (sínkártyából) áll, koordinálja az adatfolyamot a CCD érzékelő, a két képtároló és a grafikus képkiadás között, ami történhet egy fekete/fehér monitoron, vagy további feldolgozáskor egy számítógéppel.

Azon idő alatt, amíg a számítógép valamelyik tárolóba nem nyúl be, a tároló tartalma folyamatosan egy D/A átalakítóra kerül, és mint egy spektrogram egy fekete/fehér monitorra van vezetve. Másik megoldásban a sík érzékelő analóg on-line jele a monitoron ábrázolható. Vízszintesen helyezkedik el a frekvenciatengely, függőlegesen az időtengely. Ily módon a megfigyelő személy a keresztezett Bragg-cellákkal történt optikai jelfeldolgozás után a vizsgált NF jel spektrogramját azonnal láthatja. A vizsgált jel teljesítményére vonatkozó információt a katódsugárcső fényessége tartalmazza.

Az analizált NF jel teljesítményének pontosabb meghatározására a CCD síkérzékelő analóg információját valós időben egy oszcilloszkópon lehet megfigyelni. Az LS sorkiválasztóval az érzékelő szükséges sorát lehet kiválasztani, és a sorosan rendelkezésre álló információt a vizsgált NF jel rövid idejű spektrumára vonatkozóan fel lehet rajzolni.

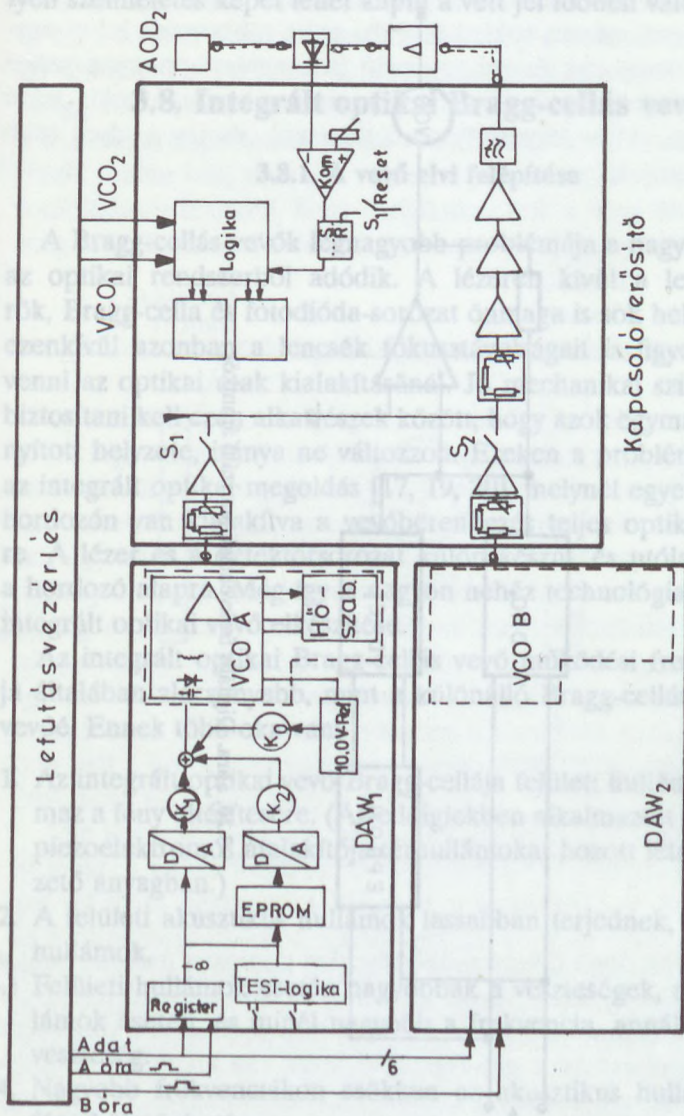
3.7.4. A frekvencialépcső-generátor

A frekvencialépcső-generátor tömbvázlata a 3.19. ábrán látható. Ez két teljesen azonos D/A átalakítóból (DAW_1 és DAW_2) és egy erősítő – kapcsoló csoportból áll. Minden DAW csoport tartalmaz egy digitális frekvenciakorrigáló áramkört és egy hőstabilizált VCO-t (feszültséggel hangolt oszcillátort). A VCO-k hangolási karakterisztikája többé-kevésbé mindig eltér a lineáristól, ezért külön linearizáló áramkörre van szükség. Annak érdekében, hogy az egyes frekvencialépések között egyenlő távolságok legyenek, a karakterisztikát nagyon precízen linearizálni kell. A szokásos torzító áramkörök helyett digitális linearizálás sokkal nagyobb pontosságot biztosít. Ennek tömbvázlata a 3.20. ábrán látható.

A hangolási karakterisztika nemlinearitására vonatkozó információ bináris számok formájában egy EPROM-ban van eltárolva. A bemenő adatok szabják meg a frekvencialépcső-generátor minden egyes lépcsőjét. A bemenő adatokból a DAC_1 átalakító előállítja a frekvencia közelítő beállításához szükséges feszültséget, a DAC_2 pedig az EPROM-ban tárolt adatok figyelembevételével korrigálja azt. Ehhez adódik még egy 10 V-os referenciafeszültség, mely a VCO alapbeállítását végzi. A kapcsoló/erősítő fokozat a két teljesen azonos VCO-t felváltva kapcsolgatja. Ezzel azt lehet elérni, hogy amíg az egyik VCO kimenő jele vezérli a Bragg-cellát, addig a másik VCO-t be lehet állítani a következő frekvencialépcsőre. Ezután a kapcsoló gyors működtetésével át lehet térni a következő frekvenciára. Az erősítő fokozatnak az a szerepe, hogy a frekvencialépcső-generátor kimenő jelét felerősítse a Bragg-cella kivezérléséhez szükséges szintre. A jó kivezérlési hatások elérése érdekében célszerű a Bragg-cellát a nemlineáris tartományba vezérelni. Intermoduláció úgysem tud fellépni, mert egyidejűleg mindig csak egy jel van a Bragg-cellán.

Fontos, hogy az oszcillátorok gyorsan áthangolhatók legyenek, ezért van VCO alkalmazva. Az „áthangolás” idejét pedig tovább lehet csökkenteni azáltal, hogy a két oszcillátor felváltva van a Bragg-cellára kapcsolva.

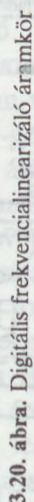
Ez a nagyfrekvenciás spektrográf nagyon jó példája annak, hogy



3.19. ábra. Frekvenciálépcső-generátor tömbvázlata

3.20. ábra. Digitális frekvencialinearizáló áramkör

Ex a nagyfickóval... Adat... megfogja nagyon jó példája annak, hogy



hogyan lehet kétdimenziós fotodiódasort felhasználni, és ezzel milyen szemléletes képet lehet kapni a vett jel időbeli változásáról.

3.8. Integrált optikai Bragg-cellás vevő

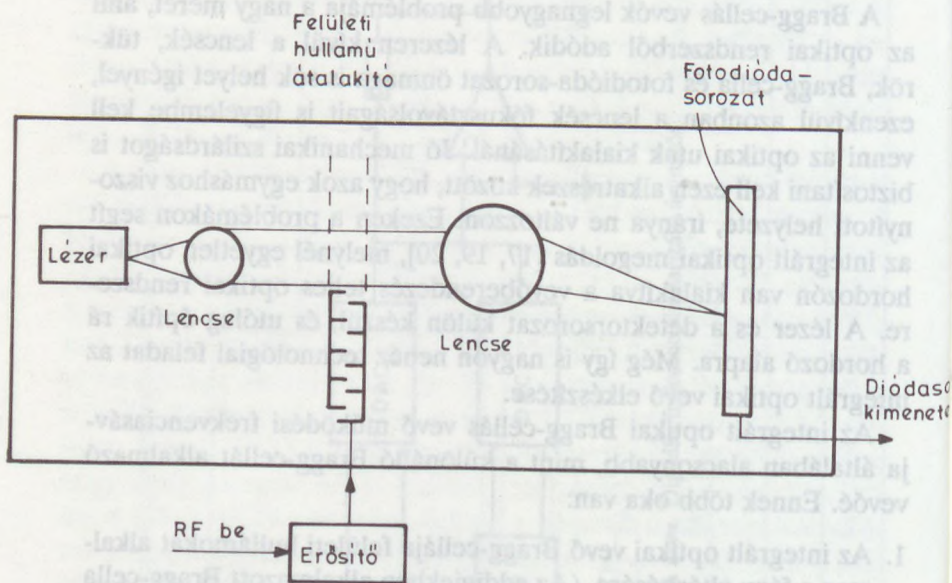
3.8.1. A vevő elvi felépítése

A Bragg-cellás vevők legnagyobb problémája a nagy méret, ami az optikai rendszerből adódik. A lézeren kívül a lencsék, tükrök, Bragg-cella és fotodióda-sorozat önmaga is sok helyet igényel, ezenkívül azonban a lencsék fókusz távolságait is figyelembe kell venni az optikai utak kialakításánál. Jó mechanikai szilárdságot is biztosítani kell ezen alkatrészek között, hogy azok egymáshoz viszonyított helyzete, iránya ne változzon. Ezeken a problémákon segít az integrált optikai megoldás [17, 19, 20], melynél egyetlen optikai hordozón van kialakítva a vevőberendezés teljes optikai rendszere. A lézer és a detektorsorozat külön készül, és utólag építik rá a hordozó alapra. Még így is nagyon nehéz technológiai feladat az integrált optikai vevő elkészítése.

Az integrált optikai Bragg-cellás vevő működési frekvenciasávja általában alacsonyabb, mint a különálló Bragg-cellát alkalmazó vevőé. Ennek több oka van:

1. Az integrált optikai vevő Bragg-cellája felületi hullámokat alkalmaz a fény eltérítésére. (Az eddigiekben alkalmazott Bragg-cella piezoelektromos átalakítója térhullámokat hozott létre a fényvezető anyagban.)
2. A felületi akusztikus hullámok lassabban terjednek, mint a térhullámok.
- 3.) Felületi hullámok esetén nagyobbak a veszteségek, mint térhullámok esetén, és minél nagyobb a frekvencia, annál nagyobb a veszteség.
4. Nagyobb frekvenciákon csökken az akusztikus hullámok és a fény kölcsönhatása.
5. Nehéz felületi hullám-átalakítókat készíteni nagyobb frekvenciákon.

Az integrált optikai vevők sávszélessége is kisebb, mert kisebb frekvencián egy oktávnál kisebb átfogásokat lehet csak megvalósítani. Viszont a vevő mérete sokkal kisebb, ezért több vevőt lehet egymás mellé elhelyezni, és így az eredő frekvenciasáv nagyon széles lehet. Az integrált optikai vevőt egészen a mikrohullámokig lehet használni, ha előtte átkeverőket alkalmazunk, és így a sávot több részsávra bontjuk.



3.21. ábra. Integrált optikai vevő felépítése

Az integrált optikai vevő működési elve pontosan azonos, mint a térhullámú Bragg-cellás vevőé. Az integrált optikai vevő felépítése a 3.21. ábrán látható. Az egész hordozó hossza kb. 6 cm, szélessége 1,5 cm. Fényforrásként egy félvezető lézer van alkalmazva, melynek kicsi a mérete és nagy a kimenő fényteljesítménye. A fényt egy hullámvezető vezeti a hordozó lemez tetején. A hullámvezető egy vékony fényáteresztő anyagréteg, mely anyagnak nagyobb a törési indexe, mint az alaplemeznek, ezért a fény nem tud kilépni ebből

a hullámvezetőből. Fénytörőrácsként felületi akusztikus hullámok vannak alkalmazva. A felületi hullámot fésű alakú átalakító gerjeszti. Ez a felületi hullám kölcsönhatásra lép a hullámvezetőben haladó fénnel. Ez a felületi hullám ugyanazt a feladatot látja el, mint Bragg-cella esetén a térhullám. A lézer után egy lencse van, mely a lézersugarat párhuzamosítja. A fotodióda-sorozat előtt pedig egy másik lencse van, melynek fókuszsjkjában vannak a fotodiódák. A fotodiódasor érzékeli, hogy melyikükre esik a lézer fénye, és ebből meg lehet határozni a rádiófrekvenciás jel frekvenciáját.

3.8.2. Integrált optikai vevő alkatrészei

a) Alapanyagok. Az integrált optikai Bragg-cellás vevők készítésénél legáltalánosabban használt anyag a lítium-niobát (LiNbO_3), mert ennek az anyagnak nagyon jó piezoelektromos és elektrooptikai csatolási tulajdonságai vannak. Optikai hullámvezetőt a felületen úgy lehet kialakítani, hogy fémeket (pl. titánt) diffundáltatnak néhány nióbbiumatom helyére. A diffúziós hullámvezető néhány μm vastag, és a vesztesége $0,3 - 1 \text{ dB/cm}$. Az elektroakusztikai átalakító közvetlenül a hordozóra helyezhető, hogy szoros legyen a csatolás. Így kb. 1 GHz sáv szélességet lehet elérni. A lézer és a fotodetektor-sorozat nem készíthető el ugyanezen a hordozón, ezeket hibrid módon kell a hordozóra ráültetni. Nagyon szoros összeépítést kell elérni, hogy ne legyen nagy a veszteség.

Van két másik anyag is, amit integrált optikai vevőknél alkalmazni lehet, a gallium-arszenid és a szilícium. A gallium-arszenid anyagot fel lehet használni a lézerhez, a lencsékhez, a Bragg-cellához és a fotodetektorsorhoz. Ebből látszik, hogy az egész integrált optikai vevőt monolitikus formában egyetlen hordozón ki lehet alakítani. Fényvezetőként azonban más anyagot kell használni. Ugyancsak más anyagot célszerű használni piezoelektromos átalakítóként, mely megfelelő felületi akusztikus hullámot tud létrehozni. Intenzív kutatás szükséges még ahhoz, hogy így jó minőségű Bragg-cellás vevőt lehessen előállítani.

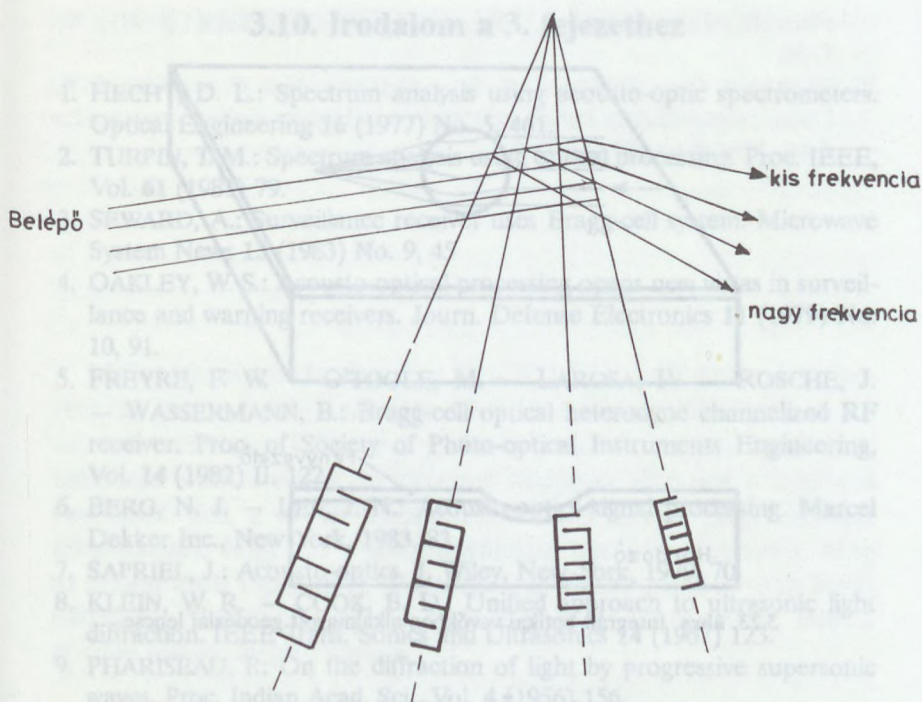
A szilícium is egy ígéretes anyag, mert a szilícium feldolgozása jól ismert technológia. A szilícium alkalmazásának másik nagy elő-

nye, hogy belőle a felületen fotodetektorokat állíthatnak elő, és így a fotodetektorsor is beleintegrálódik a rendszerbe. A lézert ilyenkor is külön kell csatlakoztatni, mert szilíciumfelületen nem lehet lézert készíteni. Minthogy a szilícium elnyeli a látható fényt, a hullámvezetőt sem lehet közvetlenül a hordozón kialakítani. Szükséges egy vékony szilícium-dioxid réteg a hordozó felületén, majd Corning 7059 típusú üveg következik, melynek kicsi a vesztesége ($0,2 - 0,6$ dB/cm) és a törési indexe 1,57. Sajnos, sem a szilícium, sem a szilícium-dioxid nem jó piezoelektromos anyag, általában cink-oxidot (ZnO) kell alkalmazni átalakítóként.

b) Bragg-cella akusztikai átalakítói. Az integrált optikai Bragg-cellás vevőben a fény a hordozó felületén halad, ezért olyan akusztikai átalakítókat kell alkalmazni, melyek felületi hullámokat keltenek. Ezek az átalakítók ugyanolyan fésűfog alakúak, mint a SAW szűrők átalakítói. A nagy sávátfogás miatt azonban több, különböző frekvenciájú átalakítóra van szükség, és ezek tengelyét úgy kell elhelyezni, hogy az akusztikai hullámok egy pontba fussanak össze. Ez a megoldás látható a 3.22. ábrán. Az átalakítók mérete is a frekvenciának megfelelően változik.

c) Optikai lencsék. Az integrált optikai Bragg-cellás vevőkben háromféle lencsetípust használnak: Luneberg-lencsét, geodéziai lencsét és holografikus lencsét. A Luneberg-lencse úgy készül, hogy a hullámvezető tetejére nagyobb fénytörésű anyagot helyeznek el. A hullámvezetőben haladó fény megtörik ennél az anyagnál és megváltoztatja terjedési irányát. Szilícium alapon levő üveg hullámvezető esetén a Luneberg-lencsét Ta_2O_5 vagy Nb_2O_5 anyagból készítik, melyek fénytörése 2,1, illetve 2,2. Más hordozó anyagok, mint GaAlAs vagy LiNbO_3 esetén a Luneberg-lencsét nem lehet alkalmazni, mert a hullámvezető törési indexe nagyobb.

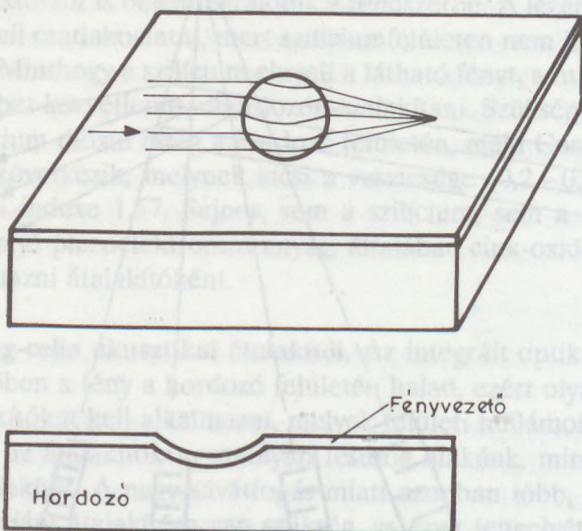
Integrált optikai vevőben leggyakrabban a geodéziai lencsét alkalmazzák. A geodéziai lencse egy gömbfelületű mélyedés a hordozó felületében. Ez a mélyedés megváltoztatja a fény útjának a hosszát, és ezáltal fókuszáló hatást ér el. Ez a megoldás látható a 3.23. ábrán. A lencse szélén belépő fény rövidebb utat tesz meg, mint a lencse közepén haladó fénysugár. A lencséknek ez a fajta



3.22. ábra. Nagy sávátfogású felületi akusztikai hullámokat keltő átalakító

bemélyítése és csiszolása nagyon nehéz a meglevő technológiákkal. Ezért először a lencsét kell elkészíteni, és aztán kell meghatározni a többi elem helyét, így a lézer, a Bragg-cella és a fotodetektor-sorozat helyét. Végso soron ezek helyét mérésel kell meghatározni és beállítani a tényleges lencsén végzett mérések alapján.

A fény párhuzamosításához lehet holografikus lencsákat is alkalmazni. Ennél a megoldásnál egy rácsozat készül a hordozó felületén, mely megtöri a lézersugarat és a kívánt irányba tereli. A rácsozat kétféle lehet: párhuzamos bordák vagy párhuzamos vályúk a hordozó felületén, amiket egy maszk segítségével lehet kialakítani. Ez a fajta holografikus lencse nagyon jól reprodukálható, és nagyon jól gyártható, mert a technológia hasonlít az integrált áramkörök gyártási technológiájához.



3.23. ábra. Integrált optikai vevőkben alkalmazott geodéziai lencse

3.9. Összefoglalás

A Bragg-cellás vevő olyan csatornázott vevőnek tekinthető, ahol a csatornázás optikai úton van megvalósítva. Egyetlen Bragg-cella több száz csatornaszűrővel ekvivalens, a gondot a fotodetektorok kialakítása képezi. A teljesítmény típusú Bragg-cellás vevőben nem lehet nagyfrekvenciás erősítőket alkalmazni az érzékenység növelése érdekében, csak fényerősítőket a fotodetektorok előtt. A koherens detektorral működő vevőnél pedig a fotodetektorok után lehet erősítőket alkalmazni ugyanezzel a céllal.

Az integrált optikai vevők nagyon ígéretesek a kis méretük miatt. Ahhoz azonban, hogy ezt jól lehessen használni, az elektronikus áramkörök méretét is jelentősen csökkenteni kell. Így a kettőhöz együtt nagyon sok fejlesztési munkára van szükség.

3.10. Irodalom a 3. fejezethez

1. HECHT, D. L.: Spectrum analysis using acousto-optic spectrometers. *Optical Engineering* **16** (1977) No. 5, 461.
2. TURPIN, T. M.: Spectrum analysis using optical processing. *Proc. IEEE*, Vol. **61** (1981) 79.
3. SEWARD, A.: Surveillance receiver uses Bragg-cell system. *Microwave System News* **13** (1983) No. 9, 45
4. OAKLEY, W. S.: Acousto-optical processing opens new vistas in surveillance and warning receivers. *Journ. Defense Electronics* **11** (1979) No. 10, 91.
5. FREYRE, F. W. — O'TOOLE, M. — LAROSA, R. — ROSCHE, J. — WASSERMANN, B.: Bragg-cell optical heterodyne channelized RF receiver. *Proc. of Society of Photo-optical Instruments Engineering*, Vol. **14** (1982) II. 122.
6. BERG, N. J. — LEE, J. N.: *Acousto-optics signal processing*. Marcel Dekker Inc., New York, 1983. 83.
7. SAPIEL, J.: *Acousto-optics*. J. Wiley, New York, 1979. 70.
8. KLEIN, W. R. — COOK, B. D.: Unified approach to ultrasonic light diffraction. *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics* **14** (1967) 123.
9. PHARISEAU, P.: On the diffraction of light by progressive supersonic waves. *Proc. Indian Acad. Sci.*, Vol. **4** (1956) 156.
10. YOUNG, M.: *Optics and lasers*. Springer-Verlag, Berlin, 1977. 125.
11. STARK, H.: *Application of optical Fourier transform*. Academic Press, New York, 1982. p. 7.
12. SZE, S. M.: *Physics of semiconductor devices*. J. Wiley, New York, 1981.
13. LEE, J. P. Y.: Acousto-optic spectrum analysis of radar signals using an integrated photodetector array. *Applied Optics* **20** (1981) 595.
14. BORSUK, G. M.: Photo detectors for acousto-optic signal processors. *Proc. IEEE* Vol. **69** (1981) 100.
15. PAN, J. J.: Fiber optics marches into microwave systems. *Microwave Journal* **25** (1982) No. 8, 93.
16. BANDEMER, A. — RUSSER, P. — TÜRKNER, K. H.: Acousto-optic time frequency domain signal analyzer. *Proc. of Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility Tokyo*, 1984, p. 428.
17. WEIGEL, R.: Planare akustooptische Lichtablenker in Lithiumniobat. Doktor-Dissertation. Technische Universität München, 1989.
18. STAHL, M. L. et al: Interferometric Bragg-cell spectrum analyzer. *Proc. of IEEE Ultrasonics Symp.*, 1981, p. 740.
19. HAMILTON, M. C.: Wide-band acousto-optic receiver technology of

electronic warfare systems. Journ. Electronic Defense, 11 (1981) No. 1, 50.

20. WARREN, C. — FOROUHAR, S. — CHANG, W. S. C. — YAO, S. K.: Double ion exchanged chirp grating lens in lithium niobate waveguides. Appl. Phys. Lett. 38 (1983) 424.

21. TURPIN, T. M.: Spectral analysis of acoustic-optic devices. Microwave J. 26 (1983) 79.
22. SEWARD, A.: Surveillance receiver uses Bragg-cell system. Microwave System News 13 (1983) No. 9, 43.
23. OAKLEY, W. E.: Acousto-optical processing of radar returns in surveillance and warning receiver. Journ. Electronic Defense 11 (1982) No. 10, 91.
24. FREYER, F. W. — OTTOLE, M. — LANGE, R. — ROSCH, J. — WASSERMANN, B.: Bragg-cell optical heterodyne channelized RF receiver. Proc. of Society of Photo-optical Instrument Engineers Vol. 14 (1982) II, 122.
25. BERG, N. J. — LEE, T. W.: Acousto-optic signal processing. Marcel Dekker Inc. New York, 1983, 83.
26. SAKRIBEL, J.: Acousto-optic. J. Wiley, New York, 1979, 70.
27. KLEIN, W. R. — COOK, R. D.: Unified approach to ultrasonic light diffraction. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 14 (1967) 122.
28. PHARISEAU, E.: On the diffraction of light by progressive supersonic waves. Proc. Indian Acad. Sci. Vol. 4 (1975) 156.
29. YOUNG, M.: Optics and acoustics. Springer-Verlag, Berlin, 1977, 122.
30. STARK, H.: Application of optical Fourier transform. Academic Press, London, 1979, 122.
31. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.
32. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.
33. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.
34. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.
35. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.
36. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.
37. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.
38. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.
39. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.
40. STARK, H.: Acousto-optic Fourier transform. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics 26 (1979) 122.

4. MILLIMÉTERES HULLÁMÚ VEVŐK

Milliméteres hullámsávnak a 30–300 GHz frekvenciasávot nevezzük, ahol a hullámhosszúság 10–1 mm között van. Ezzel a sávval azért érdemes külön is foglalkozni, mert a nagyon rövid hullámhossz miatt a vevők építőelemei többnyire eltérnek a szokásos vevőkéttől. Sőt, a vevők rendszerében is különleges megoldásokat alkalmaznak, hogy ezt a sávot egyáltalán használni lehessen. Még az alkalmazott tápvonalak is eltérnek az alacsonyabb sávban használtaktól. Ezenkívül a légköri terjedési viszonyok is mások, mint a normál mikrohullámú sávban.

4.1. Terjedési viszonyok és tápvonalak

A légköri csillapítás általában a frekvenciával folyamatosan nő. 30 GHz felett azonban egyes frekvenciákon kiemelkedő csúcsok vannak, ahol nagyon nagy a csillapítás. Ezeket a csillapításokat a levegőben levő oxigénmolekulák és a vízgőz okozzák. A csúcsok közti kisebb csillapítású szakaszok használhatók távközlésre. Ilyen tartományok vannak 30–40 GHz között, 90 GHz, 140 GHz és 220 GHz körül. Nagy csillapítás van 60 GHz, 120 GHz és 180 GHz környékén. Ezeket a tartományokat rövid távolságú, titkos összeköttetésekre lehet felhasználni, ahol nem kívánatos, hogy a jelek messzebbre eljussanak.

Ezenkívül az eső is egyre jelentősebb csillapítást jelent a mm-es hullámsávban. Minél sűrűbb az eső, annál nagyobb a csillapítás. Ezért a mm-es hullámú összeköttetéseknél mindig figyelembe kell venni azt is, hogy azon a vidéken milyen gyakran és milyen erős

esők szoktak lenni, és az adó-vevő távolságot aszerint kell megválasztani, hogy az összeköttetés biztosítva legyen.

Mindezek eredményeként a mm-es hullámú sávban általában még az optikai átlátásnak megfelelő távolságban sem lehet összeköttetést biztosítani, mert a légköri és az eső okozta csillapítás csak kisebb távolságokat tesz lehetővé.

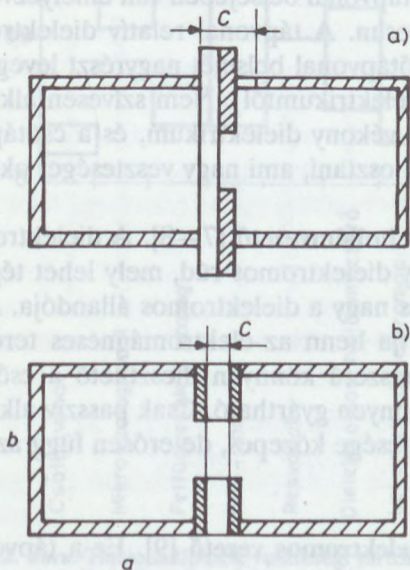
A mm-es hullámok vezetésére nagyon sokféle tápvonalat lehet használni, amilyeneket az alacsonyabb frekvenciasávokban is, de különleges tápvonalakat is alkalmaznak, amik csak itt használhatók. A következőkben röviden áttekintjük ezeket:

a) Csőtápvonalak. A csőtápvonalak tipikusan a mikrohullámú tartományban szokásosak, vagy legfeljebb a mm-es sáv alsó részéig. Ezután ugyanis a méretek olyan kicsivé válnak, hogy azok gyártása is körülményes. Még nagyobb baj azonban, hogy a veszteségük is nagyon megnő. Tipikus alkalmazásuk 40 GHz-ig szokásos, ahol a méretek még jól kezelhetők.

b) Szalag- és mikroszalagvonalak [1–2]. Szalag- és mikroszalagvonalakat nagyon elterjedten alkalmaznak a mikrohullámú tartományban és a mm-es sáv alsó részén. Nagyobb frekvenciákon azonban nagyon megnő ezeknek a vonalaknak a vesztesége, diszperziója és sugárzása, ezért alkalmazásuk nagyon nehézkes. Az egyetlen terület, ahol továbbra is jól lehet alkalmazni, az az integrált áramkörök belső vezetékeinek készítése. Itt nagyon kicsik a távolságok, ezért a veszteségek nem számítanak, a sugárzást pedig megfelelő tervezéssel kézben lehet tartani.

c) Résvonalak [3]. A résvonalak a szalagvonal inverzének is tekinthetők. Egy féldoldalasan fémmel bevont dielektrikumról van szó, ahol a vezető pályák helyén réseket készítenek. Az elektromágneses tér a résben és a rés környékén terjed. A mm-es hullámsávban nagyon keskeny ($< 0,1$ mm) résekre van szükség, amikor nagy a veszteség és nagy a sugárzás. Ezért ezt a fajta vonalat legfeljebb rövid szakaszokon használják a különböző típusú tápvonalak közti átmenetek készítésénél.

d) **Fin-vonalak** [4-5]. A fin-vonalak nagyon elterjedtek a mm-es hullámú tartományban, mert jól gyárthatók, és kellő sugárzásmentességet biztosítanak. Úgy tekinthetők, mint négyszögletes csőtápvonalba zárt résvonalak. Kétféle változatuk létezik; szigetelt és földelt. Ezek keresztmetszetei láthatók a 4.1. ábrán. Az a. ábra szigetelt fin-vonalat mutat, ahol az áramkör a dielektromos hordozó egyik oldalán van kialakítva, és az áramkör a csőtápvonaltól el van szigetelve. Ennél a megoldásnál a dielektrikumon elhelyezett aktív eszközök feszültség és áram hozzávezetését könnyű biztosítani. Gondoskodni kell azonban arról, hogy a szigetelt résből a csőtápvonal ne sugározzon. Ezt vagy nagyon keskeny réssel ($C \ll a$) lehet biztosítani, vagy úgy, hogy a csőtápvonal falát a résnél vastagra ($\lambda/4$) képezzük ki.



4.1. ábra. Fin-vonalak keresztmetszete

Földelt fin-vonal keresztmetszete látható a b. ábrán. Az áramkör a dielektrikum mindkét oldalán ki van képezve, ez közvetlenül hoz-

záér a csótápvonal falához. Ilyenkor viszont nem lehet feszültséget bevezetni, ezért csak passzív eszközöknél használható.

Előnye még a fin-vonalnak, hogy a csótápvonal méretei nem annyira kritikusak. A nagy frekvencia miatt viszont kisméretű csótápvonalra van szükség, ami jól elfér a vevőben. A fin-vonal legnagyobb hátránya a nagy csillapítás. Ezért hosszú szakaszokon nem célszerű alkalmazni. Áramkörök (erősítők) készítésére azonban nagyon jó.

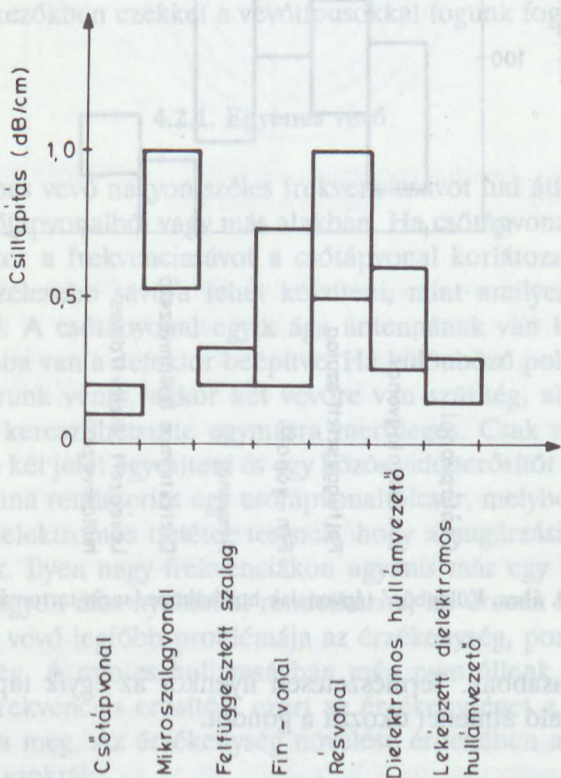
A fin-vonal készítésére különleges, kis veszteségű nyomtatott áramkörü anyagot kell használni. Ilyen anyag a Duroid, melynek alapanyaga teflon ($\epsilon_r = 2,2$), de különleges technológiával készül.

e) Felfüggesztett szalagvonal [6]. A szalagvonal egy vékony dielektrikum egyik vagy mindkét oldalán van kialakítva. A dielektrikum pedig egy csótápvonal belsejében van elhelyezve, a szélesebbik oldallal párhuzamosan. A tápvonal relatív dielektromos állandója közel 1, mert a csótápvonal belsejét nagyrészt levegő tölti ki (eltekintve a vékony dielektrikumtól). Nem szívesen alkalmazzák, mert nem elég merev a vékony dielektrikum, és a csótápvonalat a keskeny oldalánál kell osztani, ami nagy veszteséget okoz.

f) Dielektromos hullámvezető [7–8]. A dielektromos hullámvezető lényegileg egy dielektromos rúd, mely lehet téglalap vagy kör keresztmetszetű, és nagy a dielektromos állandója. A nagy dielektromos állandó tartja benn az elektromágneses teret a rúdban. A téglalap keresztmetszetű könnyen illeszthető a csótápvonalhoz, a hengeres pedig könnyen gyártható. Csak passzív alkatrészek készíthetők belőle. Vesztesége közepes, de erősen függ az anyag minőségétől.

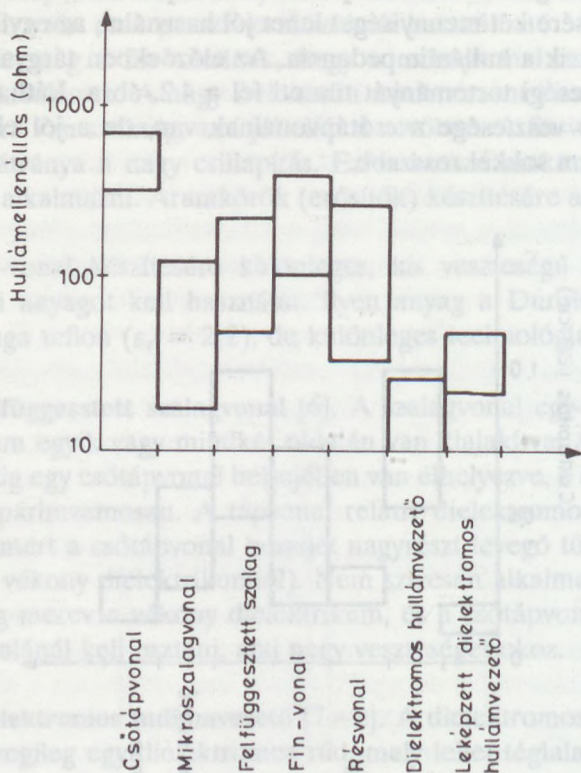
g) Leképzett dielektromos vezető [9]. Ez a tápvonal egy fémlemezről áll, melynek tetején helyezik el a dielektromos hullámvezetőt. (A mikroszalagvonal fordítottja.) Ennek a megoldásnak aktív eszközök készítésénél van előnye, mert a fém alaplemez jó földelést biztosít az aktív eszközöknek.

h) Veszteségek és hullámimpedancia. A tápvonalak összehasonlító jellemzésére két mennyiséget lehet jól használni, az egyik a veszteség, a másik a hullámimpedancia. Az előzőekben tárgyalt tápvonalak veszteségi tartományát tünteti fel a 4.2. ábra. Látható, hogy a legkisebb vesztesége a csőtápvonalnak van, de a jól elkészített fin-vonal sem sokkal rosszabb.



4.2. ábra. Tápvonal típusok veszteségi tartománya

A tápvonalak másik fontos tulajdonsága a hullámimpedancia. A különböző tápvonalak hullámimpedancia-tartománya a 4.3. ábrán látható. A diódák és aktív eszközök a kis impedanciás tápvonalakhoz illeszthetők jobban, ezért erre a célra a mikroszalagvonalak a



4.3. ábra. Különböző tápvonalak hullámimpedancia-tartományai

legalkalmasabbak. Természetesen ilyenkor az egyik tápvonalból a másikba való átmenet okozza a gondot.

4.2. Vevőrendszerek

A mm-es hullámsáv nagyon széles frekvenciasávot ölel fel, ezért az itt alkalmazott vevőknek is elvileg nagyon széles sávúaknak kell lenniük. Ezt a sávot azonban jól fel lehet tagolni a terjedési viszonyokból adódó ablakoknak megfelelő sávokra. Ahol a légköri csil-

lapítás nagyon nagy, ott kár a vevőnek működni. Így négy frekvenciasáv adódik, és azok relatív frekvenciaátfogása már nem túl nagy.

A mm-es hullámsávban kétféle vevő alkalmazása szokásos:

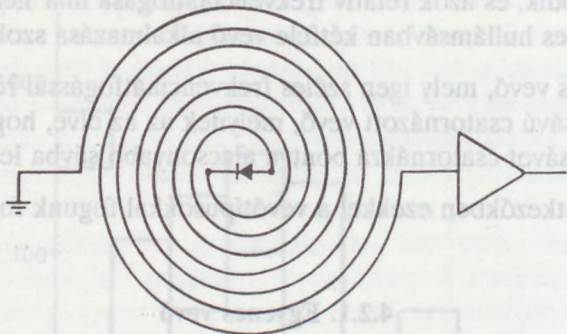
- egyenes vevő, mely igen széles frekvenciaátfogással rendelkezik,
- széles sávú csatornázott vevő, melynek az az elve, hogy a mm-es hullámsávot csatornákra bontva alacsonyabb sávba lekeveri.

A következőkben ezekkel a vevőtípusokkal fogunk foglalkozni.

4.2.1. Egyenes vevő

Az egyenes vevő nagyon széles frekvenciasávot tud átfogni. Felépíthető csőtápvonalból vagy más alakban. Ha csőtápvonalból építjük fel, akkor a frekvenciasávot a csőtápvonal korlátozza, mert a detektort szélesebb sávúra lehet készíteni, mint amilyen maga a csőtápvonal. A csőtápvonal egyik ága antennának van kiképezve, a másik ágába van a detektor beépítve. Ha különböző polarizációjú jeleket akarunk venni, akkor két vevőre van szükség, ahol a csőtápvonalak keresztmetszete egymásra merőleges. Csak a detektor után lehet a két jelet egyesíteni és egy közös videoerősítőt alkalmazni. Az antenna rendszerint egy csőtápvonaltőlcsér, melybe azonban ék alakú dielektromos betétet tesznek, hogy a sugárzási nyálábott kiszélesítsék. Ilyen nagy frekvenciákon ugyanis már egy kisméretű tőlcsér is nagyon éles nyálábbal rendelkezne, ha üresen hagynánk. Az egyenes vevő legfőbb problémája az érzékenység, pontosabban érzéketlenség. A mm-es hullámsávban még nem állnak rendelkezésre nagyfrekvenciás erősítők, ezért az érzékenységet a detektordióda szabja meg. Az érzékenység növelése érdekében a diódákat előfeszíteni szokták.

Egy érdekes, speciálisan mm-es hullámú megoldásról kell még megemlékezni, ez pedig az ún. antektor. Ez egy olyan kisméretű, összeépített egyenes vevő, mely integráltan tartalmazza az antennát, detektort és videoerősítőt. Az antenna egy szokásos hátüreges spirál antenna. A spirál kétmenetes, és a két menet között középen van elhelyezve a detektordióda. (Innen származik az antektor név.) A spirál külső végei közül az egyik le van földelve, a másik pedig a



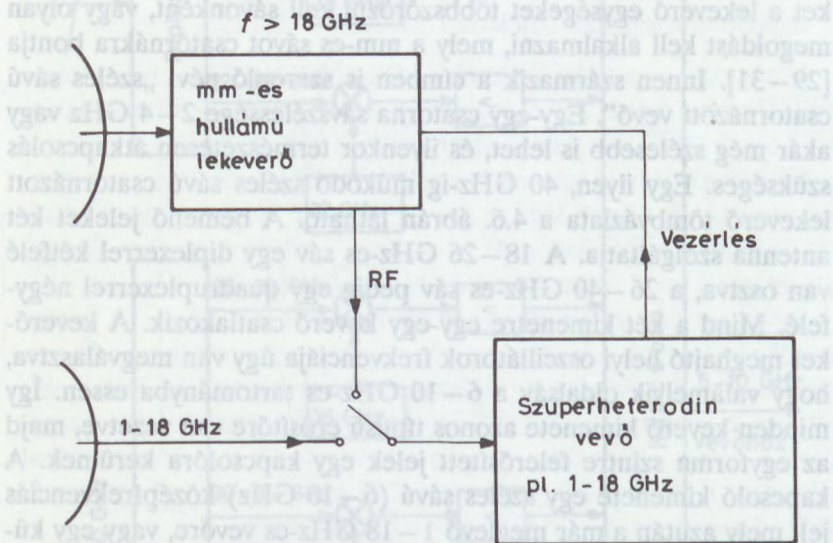
4.4. ábra. Antektor, egybeépített antennából és detektorból álló mm-es hullámú egyenes vevő

videoerősítőhöz csatlakozik. A vevő elvi felépítése a 4.4. ábrán látható. A spirál antenna és a detektor egyaránt nagyon nagy sávszélességű lehet, ezért az ilyen vevők akár több oktávósak is lehetnek. Az antektor legnagyobb hátránya a kis érzékenység, amit a detektor határoz meg. Próbálkoztak olyan megoldással, hogy a detektorhoz egy helyi oszcillátorjelet vezettek hozzá, és ily módon a detektorból keverőt csináltak. Így a vevő érzékenységét lényegesen meg lehet növelni, de nagyon bonyolódik a rendszer, és ez már egy szuperheterodin vevő, aminél az érzékenységnövekedés nyilvánvaló.

4.2.2. Széles sávú csatornázott vevők

Az eddig tárgyalt szupervevők frekvenciasávját nagyon nehéz nagyobb frekvenciasávba kiterjeszteni, mert az alkatrészek nehezen valósíthatók meg. További probléma, ami csak a nagyobb frekvenciákon jelentkezik, az antennalevezető kábel csillapítása. A szuperheterodin vevők pedig általában nagy méretűek, azért nehéz azokat az antenna közelében elhelyezni. Viszont a szuperheterodin elv következetes alkalmazása lehetőséget ad arra, hogy a már meglevő vevők elé egy újabb keverő fokozatot helyezünk el, és a mm-es hullám-sáv részeit egy fix oszcillátorral alacsonyabb sávba keverjük le. Egy

ilyen vevő elvi felépítése látható a 4.5. ábrán. A rendszer lényege az, hogy egy meglevő (pl. 1–18 GHz frekvenciasávban működő) vevőrendszer elé széles sávú lekeverőt építenek. Ennek a lekeverőnek több követelményt ki kell elégíteni:



4.5. ábra. A mm-es hullámú lekeverés elve

- úgy illeszkedjék a meglevő vevő elé, hogy azon ne kelljen sok változtatást eszközölni,
- legyen alkalmas különböző vevőkkel (egyenes, IFM, szuper) való együttműködésre,
- széles sávú legyen, hogy az azt követő vevők (főleg IFM esetén) sávszélességét ne csökkentse,
- legyen könnyű, kicsi, hogy szükség szerint az antenna közelében is el lehessen helyezni,
- széles hőfoktartományban működjön, hogy az antenna mellett, külső körülmények között is megbízhatóan működjön,
- legyen kicsi a zajtényezője, mert az eredő vevő zajtényezőjét alapvetően ez a fokozat szabja meg,

- ne igényeljen semmi kezelést, a működtetése távvezérléssel legyen megoldható az alacsonyabb sávú vevőről,
- jó frekvenciastabilitása legyen.

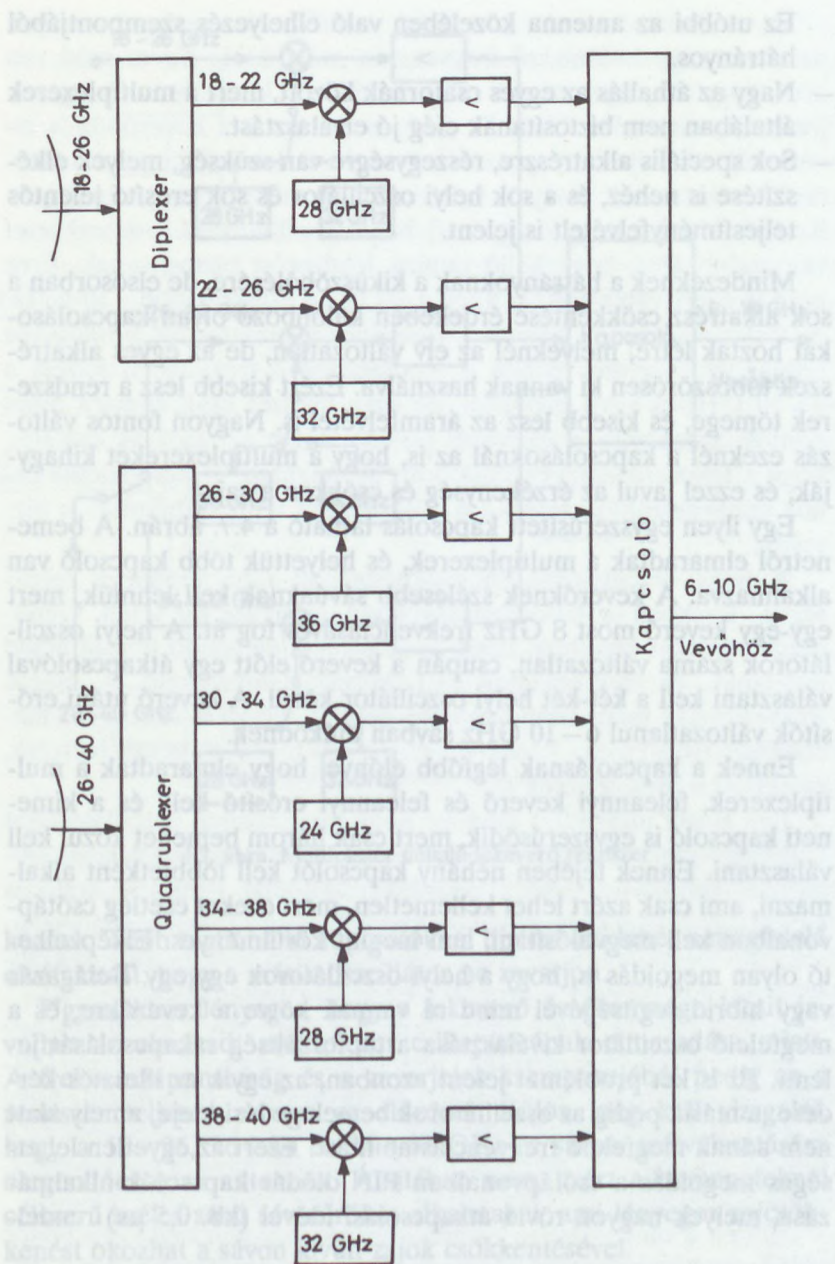
Tekintettel arra, hogy a mm-es frekvenciasáv nagyon széles, az alkalmazható eszközök pedig sokkal keskenyebb sávúak, ezért ezeket a lekeverő egységeket többszörözni kell sávonként, vagy olyan megoldást kell alkalmazni, mely a mm-es sávot csatornákra bontja [29–31]. Innen származik a címben is szereplő név: „széles sávú csatornázott vevő”. Egy-egy csatorna sáv szélessége 2–4 GHz vagy akár még szélesebb is lehet, és ilyenkor természetesen átkapcsolás szükséges. Egy ilyen, 40 GHz-ig működő széles sávú csatornázott lekeverő tömbvázlata a 4.6. ábrán látható. A bemenő jeleket két antenna szolgáltatja. A 18–26 GHz-es sáv egy diplexerrel kétfelé van osztva, a 26–40 GHz-es sáv pedig egy quadruplexerrel négyfelé. Mind a két kimenetre egy-egy keverő csatlakozik. A keverőket meghajtó helyi oszcillátorok frekvenciája úgy van megválasztva, hogy valamelyik oldalsáv a 6–10 GHz-es tartományba essen. Így minden keverő kimenete azonos típusú erősítőre van vezetve, majd az egyforma szintre felerősített jelek egy kapcsolóra kerülnek. A kapcsoló kimenete egy széles sávú (6–10 GHz) középfrekvenciás jel, mely azután a már meglevő 1–18 GHz-es vevőre, vagy egy külön erre a célra kidolgozott 6–10 GHz-es vevőre van vezetve.

Ez a megoldás nagyon egyszerűnek látszik és számos előnnyel rendelkezik:

- nagy érzékenység, kis zajtényező,
- nagy frekvenciapontosság,
- kicsi a zavarjeltartalom,
- a helyi oszcillátorok fix frekvenciájúak, ezért egyszerűen stabilizálhatók,
- a frekvenciasáv kiválasztása egyszerűen a helyi oszcillátor kiválasztását és átkapcsolást jelent, ezért egyszerűen digitális jelekkel megoldható.

Vannak azonban ennek a megoldásnak hátrányai, nehézségei is:

- Legfőbb baj a viszonylag sok eszköz, amiből a rendszer fel van építve. Ez növeli a berendezés költségét és tömegét egyaránt.



4.6. ábra. Széles sávú csatornázott vevő elvi felépítése

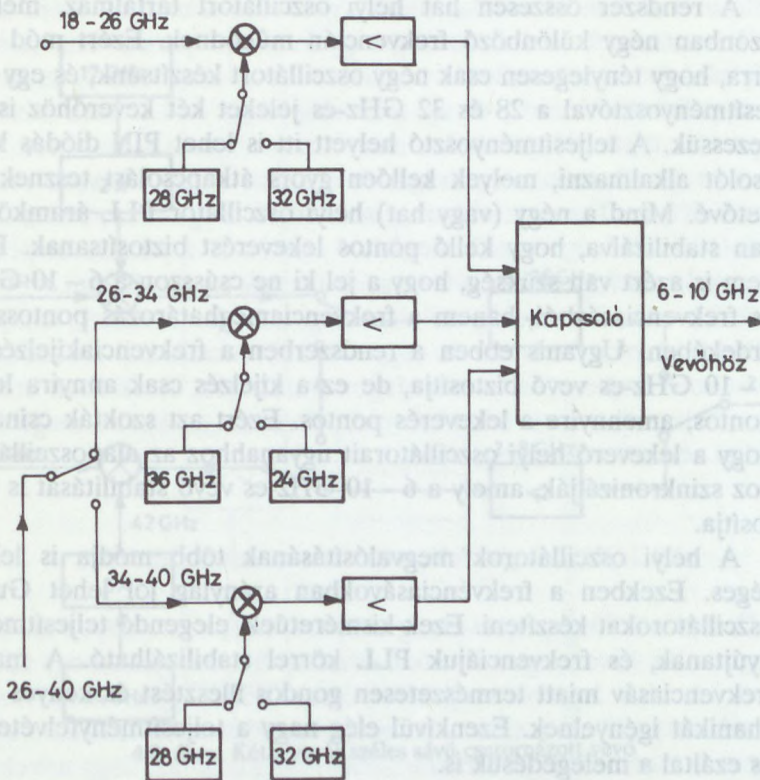
Ez utóbbi az antenna közelében való elhelyezés szempontjából hátrányos.

- Nagy az áthallás az egyes csatornák között, mert a multiplexerek általában nem biztosítanak elég jó elválasztást.
- Sok speciális alkatrészre, részegységre van szükség, melyek elkészítése is nehéz, és a sok helyi oszcillátor és sok erősítő jelentős teljesítményfelvételt is jelent.

Mindezeknek a hátrányoknak a kiküszöbölésére, de elsősorban a sok alkatrész csökkentése érdekében különböző olyan kapcsolásokat hoztak létre, melyeknél az elv változatlan, de az egyes alkatrészek többszörösen ki vannak használva. Ezért kisebb lesz a rendszerek tömege, és kisebb lesz az áramfelvétel is. Nagyon fontos változás ezeknél a kapcsolásoknál az is, hogy a multiplexereket kihagyják, és ezzel javul az érzékenység és csökken a zaj.

Egy ilyen egyszerűsített kapcsolat látható a 4.7. ábrán. A bemenetről elmaradtak a multiplexerek, és helyettük több kapcsoló van alkalmazva. A keverőknek szélesebb sávúaknak kell lenniük, mert egy-egy keverő most 8 GHz frekvenciasávot fog át. A helyi oszcillátorok száma változatlan, csupán a keverő előtt egy átkapcsolóval választani kell a két-két helyi oszcillátor közül. A keverő utáni erősítők változatlanul 6–10 GHz sávban működnek.

Ennek a kapcsolásnak legfőbb előnye, hogy elmaradtak a multiplexerek, feleannyi keverő és feleannyi erősítő kell, és a kimeneti kapcsoló is egyszerűsödik, mert csak három bemenet közül kell választani. Ennek fejében néhány kapcsolót kell többletként alkalmazni, ami csak azért lehet kellemetlen, mert ezeket esetleg csótápvonalban kell megvalósítani, ami megint körülményes. Elképzelhető olyan megoldás is, hogy a helyi oszcillátorok egy egy T-elágazás vagy hibrid segítségével mind rá vannak kötve a keverőkre, és a megfelelő oszcillátor kiválasztása a tápfeszültség rákapcsolását jelenti. Ez is két problémát jelent azonban, az egyik az illesztés kérdése, a másik pedig az oszcillátorok bemelegedési ideje, amely alatt nem adnak megfelelő frekvenciastabilitást. Ezért az egyetlen lehetséges megoldás a csótápvonalban PIN diódás kapcsolók alkalmazása, melyek nagyon rövid átkapcsolási idővel (kb. 0,5 μ s) rendel-



4.7. ábra. Multiplexer nélküli lekeverő rendszer

keznek. Több tagból álló kapcsolókkal biztosítani lehet a megfelelő elválasztást, hogy a másik oszcillátor ne zavarjon.

Ugyanakkor lényeges, hogy a lekeverő érzékenysége kicsit javulhat az elmaradt multiplexer csillapításának elmaradása miatt. A frekvenciapontosság és a zavarjelek szempontjából pedig ez a rendszer teljesen azonos az előzővel. Külön meg kell vizsgálni, hogy a 18–26, 26–34 és 34–40 GHz-es sávok szétválasztására elegendő-e az antennák. Általában nem, ezért a bemeneteknél célszerű széles sávú sávszűrőket alkalmazni, ami lényeges zajcsökkentést okozhat a sávon kívüli zajok csökkentésével.

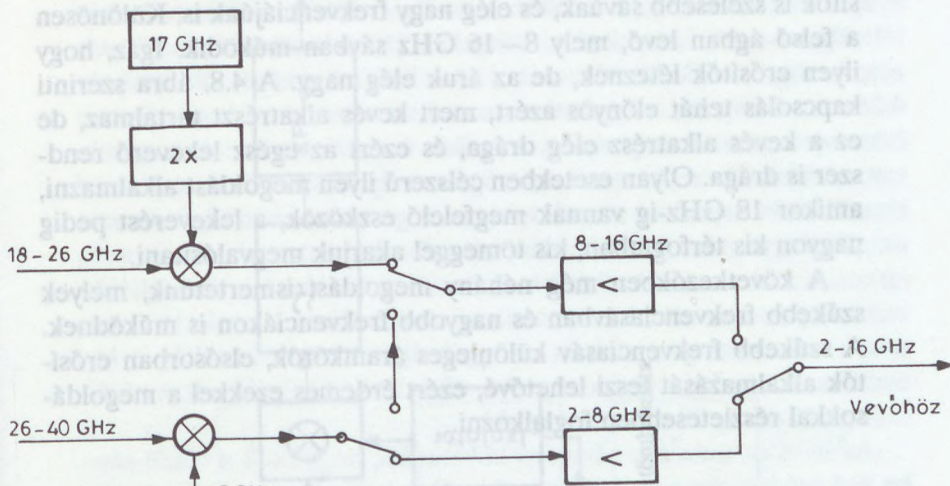
A rendszer összesen hat helyi oszcillátort tartalmaz, melyek azonban négy különböző frekvencián működnek. Ezért mód van arra, hogy ténylegesen csak négy oszcillátort készítsünk, és egy teljesítményosztóval a 28 és 32 GHz-es jeleket két keverőhöz is elvezessük. A teljesítményosztó helyett itt is lehet PIN diódás kapcsolót alkalmazni, melyek kellően gyors átkapcsolást tesznek lehetővé. Mind a négy (vagy hat) helyi oszcillátor PLL áramkörrel van stabilizálva, hogy kellő pontos lekeverést biztosítsanak. Erre nem is azért van szükség, hogy a jel ki ne csússzon a 6–10 GHz-es frekvenciasávból, hanem a frekvenciameghatározás pontossága érdekében. Ugyanis ebben a rendszerben a frekvenciakijelzést a 6–10 GHz-es vevő biztosítja, de ez a kijelzés csak annyira lehet pontos, amennyire a lekeverés pontos. Ezért azt szokták csinálni, hogy a lekeverő helyi oszcillátorait ugyanahhoz az alaposzcillátorhoz szinkronizálják, amely a 6–10 GHz-es vevő stabilitását is biztosítja.

A helyi oszcillátorok megvalósításának több módja is lehetséges. Ezekben a frekvenciasávokban aránylag jól lehet Gunn-oszcillátorokat készíteni. Ezek kisméretűek, elegendő teljesítményt nyújtanak, és frekvenciájuk PLL körrel stabilizálható. A magas frekvenciasáv miatt természetesen gondos illesztést és kényes mechanikát igényelnek. Ezenkívül elég nagy a teljesítményfelvételük, és ezáltal a melegedésük is.

Egy másik megoldási mód az, hogy tranzisztoros oszcillátorokat készítsünk $1/2$, $1/3$ vagy $1/4$ akkora frekvenciákon, és frekvenciatöbbszöröző áramkörrel érjük el a kívánt frekvenciát. Ilyen tranzisztoros oszcillátorok készítése sokkal egyszerűbb, könnyebben szabályozható, és elegendően nagy teljesítményűek ahhoz, hogy még sokszorozás után is képesek legyenek a keverők meghajtására.

Fontos szerepe van a kapcsolásban a keverőknek is. Itt egy-egy keverő 8 GHz sávszélességű, ami gondos tervezést igényel. Célszerűen kétszeresen kiegyenlített keverőket kell alkalmazni, hogy a helyi oszcillátor jelének átjutását csökkentse. Legelőnyösebben a fin-vonalas szerkezetek használhatók, melyek mind a bemenethez, mind a kimenethez jó illesztést biztosítanak.

Ebben a megoldásban azonban mindenképpen négy oszcillátor és három keverő-erősítő rendszer alkalmazása szükséges. A 4.8. áb-



4.8. ábra. Kétkeverős széles sávú csatornázott vevő

ra egy még egyszerűbb lekeverő kapcsolást mutat, ahol csak két keverő és két helyi oszcillátor szükséges. Igaz, hogy ennek az az ára, hogy a vevőkészüléknek 2–16 GHz sávban kell működni, vagyis a csatornázás még szélesebb sávú, mint az előző kapcsolásnál. A helyi oszcillátorok viszonylag kis frekvencián működnek, ahol még elég könnyű nagy stabilitású oszcillátorokat készíteni. Erre a célra nagyon jól megfelelnek a dielektromos rezonátorral stabilizált oszcillátorok. A 14 GHz-en és 17 GHz-en működő oszcillátorok frekvenciáját kétszerezni, illetve háromszorozni kell, hogy a keverők megfelelő helyi jelet kapjanak. Ezért viszont az oszcillátoroknak nagyobb teljesítményűeknek kell lenni, hogy a sokszorozás után is elég teljesítmény álljon rendelkezésre.

A keverőkkel szemben is szigorúbbak a követelmények. Sokkal

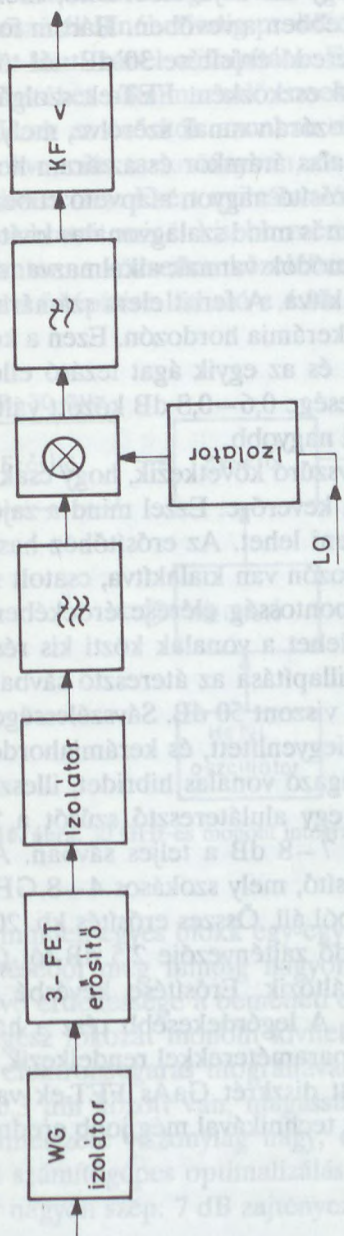
szélesebb sávban kell működniük. Úgyszintén a keverők utáni erősítők is szélesebb sávúak, és elég nagy frekvenciájúak is. Különösen a felső ágban levő, mely 8–16 GHz sávban működik. Igaz, hogy ilyen erősítők léteznek, de az áruk elég nagy. A 4.8. ábra szerinti kapcsolás tehát előnyös azért, mert kevés alkatrészt tartalmaz, de ez a kevés alkatrész elég drága, és ezért az egész lekeverő rendszer is drága. Olyan esetekben célszerű ilyen megoldást alkalmazni, amikor 18 GHz-ig vannak megfelelő eszközök, a lekeverést pedig nagyon kis térfogatban, kis tömeggel akarjuk megvalósítani.

A következőkben még néhány megoldást ismertetünk, melyek szűkebb frekvenciasávban és nagyobb frekvenciákon is működnek. A szűkebb frekvenciasáv különleges áramkörök, elsősorban erősítők alkalmazását teszi lehetővé, ezért érdemes ezekkel a megoldásokkal részletesebben foglalkozni.

4.2.3. Különleges felépítésű mm-es hullámú vevők

Ezeket a különleges vevőmegoldásokat nehéz valamilyen módon rangsorolni, hiszen egy adott felhasználási helyen nyilván egy adott vevő jelenti a legjobb megoldást. Azonkívül nagyon kevés vevő létezik még ebben a sávban ahhoz, hogy komoly összehasonlítás lehessen tenni. Az egyetlen kézenfekvő megoldás az, hogy növekvő frekvencia szerint rakjuk őket sorba, ami egyúttal a kivitelezés nehézségi sorrendjét is jelenti.

a) 20 GHz-es lekeverő egység [10]. Az egység 19,9–21,5 GHz között működik, és a lekevert középfrekvencia 4–6 GHz között van. Az egész egységre nagyfokú integráltság jellemző, mert a befoglaló méretek mindössze $125 \times 40 \times 25$ mm, és az összes tömeg 240 g. Az egység tömbvázlata a 4.9. ábrán látható. A bemeneten egy csőtápvonal kivitelű izolátor van, amelynek az a legfontosabb feladata, hogy az antennát illessze a kis zajú bemeneti erősítőhöz. Minthogy az erősítő szalagvonalas felépítésű, ezért az izolátor egyúttal átmenetet is képez a csőtápvonal és szalagvonal között, és csökkenti annak az átmenetnek a reflexióját.



4.9. ábra. 20 GHz-es lekeverő egység tömbvázlata

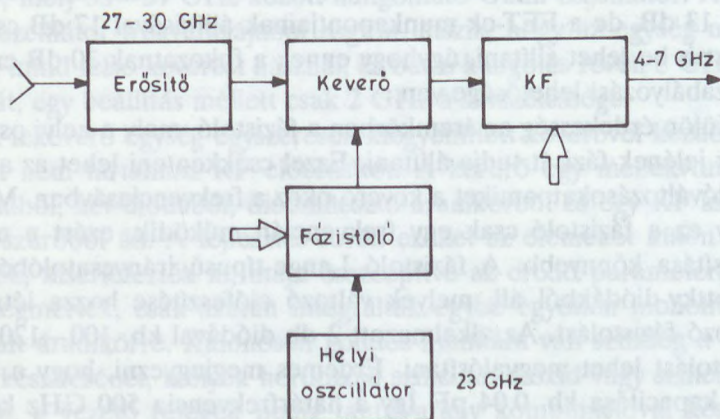
A következő fokozat egy kis zajú előerősítő, mely nagyon lényeges építőelemet jelent ebben a vevőben. Három fokozatú erősítőt alkalmaznak, melyek eredő erősítése 30 dB-nél több, zajtényezője pedig 2,5 dB. Erősítő eszközként FET-ek szolgálnak, melyek 0,25 mm vastag kvarchordozóra vannak szerelve, mely hordozón az összekötő mikroszalagvonalas áramkör és az áram-hozzávezetések vannak kialakítva. Ez az erősítő nagyon alapvető ebben a rendszerben. A többi áramköri elem is mind szalagvonalas kivitelű, és ennek megfelelő megmunkálási módok vannak alkalmazva. Az izolátorok cirkulátorból vannak kialakítva. A ferrit elem számára bemélyedés van kiképezve az alumina-kerámia hordozón. Ezen a kerámián vannak a mikroszalagvonalak és az egyik ágat lezáró ellenállás is kialakítva. Az izolátor vesztesége 0,6–0,8 dB között változik, a zárócsillapítás pedig 20 dB-nél nagyobb.

Az izolátor után egy sávszűrő következik, hogy csak a vételi sávba eső jelek juthassanak a keverőre. Ezzel mind a zajokat, mind a tükörfrekvenciát csökkenteni lehet. Az erősítőhöz hasonlóan ez is 0,25 mm vastag kvarchordozón van kialakítva, csatolt mikroszalagvonalakból. A szükséges pontosság elérése érdekében ionsugaras kivágást alkalmaztak. Így lehet a vonalak közti kis réseket pontosan kivitelezni. A szűrő csillapítása az áteresztő sávban mindössze 1,2 dB, a tükörfrekvencián viszont 50 dB. Sáv szélessége 2 GHz.

A keverő egyszerűen kiegyenlített, és kerámiahordozón van kialakítva. Tartalmaz egy elágazó vonalas hibridet, illesztő tápvonalszakaszokat, lezárókat és egy aluláteresztő szűrőt a KF kimenet felé. A keverési veszteség 7–8 dB a teljes sávban. A keverőhöz csatlakozik az első KF erősítő, mely szokásos 4–8 GHz-es sávban működő erősítő fokozatokból áll. Összes erősítés kb. 20 dB.

A lekeverő fokozat eredő zajtényezője 2,5 dB-től (-40°C -on) 3,5 dB-ig ($+70^{\circ}\text{C}$ -on) változik. Erősítése kevésbé hőfokfüggő, 40–45 dB között változik. A legérdekesebb rész a háromfokozatú erősítő, mely nagyon jó paraméterekkel rendelkezik, de csak kb. 10%-os keskeny sávban. Itt diszkrét GaAs FET-ek vannak alkalmazva. Várhatóan integrált technikával még jobb eredményeket lehet elérni.

b) 30 GHz-es monolit integrált lekeverő [11]. Nagyon nagy frekvenciás vevőkészülékeknel mindig problémát jelent az antenna és a vevő bemenete közti kábel csillapítása. Ezért ahol lehet, nagyfrekvenciás előerősítőket alkalmaznak ennek a csillapításnak a kompenzálására. Ezek az erősítők azonban nagyon drágák, különösen a nagyobb frekvenciás tartományban, és nem is mindig kaphatók bármilyen frekvenciára. Ezért nyilvánvaló egy olyan törekvés, hogy a vevő első fokozatait minél kisebb méretben lehessen előállítani, és azokat az antenna közvetlen közelében elhelyezni. Egy ilyen integrált vevő elvi felépítése látható a 4.10. ábrán.



4.10. ábra. 30 GHz-es monolit integrált lekeverő egység

Az ábrán minden egyes blokk egy-egy chipet jelent, melyek szoros összeépítéséből még mindig nagyon kicsiny bemenő fokozat adódik. A vevő érdekessége a bemeneti erősítő, mely FET-et alkalmaz, és az egész fokozat monolit kivitelben egybe van integrálva. Az áramkör elektronsugaras litográfiával készült, és a kapu (gate) alapja $0,1-0,3 \mu\text{m}$ között van, magassága pedig $0,5 \mu\text{m}$. Ezért a kapu keresztmetszete viszonylag nagy, és így az ellenállása kicsi. Az áramkört számítógépes optimalizálás után valósították meg, és az eredmény nagyon szép: 7 dB zajtényező 30 GHz-en.

A keverő egyszerűen kiegyenlített, és Schottky-diódákkal van megvalósítva. Az erősítőhöz hasonlóan GaAs chipként van kialakítva, mely tartalmazza a teljes áramkört, a csatoló, illesztő és egyenáram-hozzávezető részeket egyaránt. A diódák levágási frekvenciája 550 GHz-re adódott, ami nagyon kellemes az adott esetben. A keverő egyetlen problémája, hogy nagy meghajtóteljesítményt igényel a helyi oszcillátortól. Az illesztőfokozatok javításával ez a teljesítményigény nyilvánvalóan csökkenthető lenne.

A középfrekvenciás erősítő is valójában csak előerősítőnek számít, melynek nagyon nagy frekvencián kell működnie. Az egész KF erősítő egyetlen chipen van kialakítva, tantál kondenzátorokkal és tantál-nitrid ellenállásokkal. A kétfokozatú erősítő maximális erősítése 13 dB, de a FET-ek munkapontjainak állításával 17 dB csillapítást is be lehet állítani, úgyhogy ennek a fokozatnak 30 dB erősítésszabályozási lehetősége van.

Külön érdekesség az áramkörben a fázistoló, mely a helyi oszcillátor jelének fázisát tudja állítani. Ezzel csökkenteni lehet az amplitúdóváltozásokat, amiket a keverő okoz a frekvenciasávban. Mint-hogy ez a fázistoló csak egy frekvencián működik, ezért a megvalósítása könnyebb. A fázistoló Lange-típusú iránycsatolóból és Schottky-diódákból áll, melyek változó előfeszítése hozza létre a változó fázistolást. Az alkalmazott 2 db diódával kb. 100–120°-os fázistolást lehet megvalósítani. Érdeemes megjegyezni, hogy a diódák kapacitása kb. 0,04 pF. Így a határfrekvencia 500 GHz körül van.

A helyi oszcillátor — mely külön áramkört képez — nélkül az előerősítő, keverő, fázistoló és KF erősítő összesen 2,5×4,5 mm alapterületet foglal el, ami azt jelenti, hogy a befoglaló ház és a csatlakozók mérete szabja meg az egész bemenő fokozat nagyságát. A teljes bemenő fokozat zajtényezője kb. 8 dB, erősítése pedig 10 dB körül van. Meg kell azonban jegyezni, hogy a vevőfokozat kimenő frekvenciája 4–7 GHz között van, ezért ez a jel további gondos feldolgozást igényel.

A vevőfokozat két helyen igényel vezérlést, az egyik a KF erősítés szabályozása, a másik a fázistoló beállítása. Mindkettő feszült-ségváltoztatást jelent, ezért könnyen elvégezhető. A probléma inkább az, hogy milyen értékeket kell beállítani. Ehhez viszont a ki-

menő jelet kell figyelni és annak alapján kell a vezérlést automatikusan végrehajtani.

Az egész vevő legfőbb érdekessége a nagyon kis méret, amit csak a monolit technológia alkalmazásával lehetett elérni.

c) 35 GHz-es integrált lekeverő egység [12]. Ennek a vevőnek az elvi felépítése teljesen megegyezik a 4.10. ábrán látható tömbvázlattal, csak a frekvenciaértékek mások, és a kivitel, a megoldás módja mutat lényegesebb eltérést. Ez a vevő is lényegileg egy lekeverő egységből áll, melynek bemeneti frekvenciasávja 31–39 GHz, kimenete pedig 0,5–2,5 GHz. Külön egységet képez a helyi oszcillátor, mely 33–37 GHz között hangolható Gunn-oszcillátor. A helyi oszcillátor frekvenciájából rögtön látszik, hogy az egység mind alsó, mind felső keverést használ, és bár a hangolás révén 8 GHz-et fog át, egy beállítás mellett csak 2 GHz a sáv szélessége.

A lekeverő egység egyszerűen kiegyenlített keverővel kezdődik, tehát nem tartalmaz RF előerősítőt. A keverő egy mellékvonalas hibridből, két diódából, diódaillesztő áramkörből és egy KF kimeneti szűrőből áll. A fejlesztés során ezeket az elemeket külön tervezték, kísérletezték ki, majd összeépítve az eredő paramétereket is megmérték, csak azután integrálták egybe egyetlen monolit integrált áramkörre. Különösen gondos munkára van szükség a diódák készítésénél, melyek hordozója szilícium-dioxid vagy szilícium-nitrid, a vezető rétegek pedig tantál-arany kombinációval készülnek. Plazmasugaras maratással alakították ki a szükséges finomszerkezetet, és ez biztosítja a megfelelő gyártási azonosságot is. Főleg a jó dióda konstrukciónak köszönhető, hogy a keverési veszteség jó behangolás esetén 5,3 dB volt, ami rendkívül kis érték ilyen nagy frekvencián. Ezért is érthető az, hogy a vevő nem alkalmaz RF előerősítőt, mert ennél kisebb zajtényezőt erősítővel is nehéz biztosítani.

A keverő után KF erősítők következnek, melyeknek igen fontos szerepük van, főleg az előerősítő hiánya miatt. A középfrekvencia elég kicsi (0,5–2,5 GHz), ezért ezen a sávon nem okoz különösebb gondot kis bemeneti zajtényező és nagy erősítés elérése. Ezek az erősítők GaAs hordozóra hibrid technológiával felépített kétfokozatú erősítők. Az erősítők erős visszacsatolást alkalmaznak, egyrészt

a stabilitás növelése érdekében, de főleg a megfelelő frekvenciame-
net biztosításához. Ezeknek az erősítőknek a jósága nagyon fontos,
mert a keverővel együtt ezek adják az eredő zajtényezőt. Az erősí-
tők be- és kimeneténél reaktív hangoló elemek vannak alkalmazva
a jó illesztés és veszteségmentesség érdekében. Az erősítők eredő
zajtényezője 2,5 dB-re adódott, ami 2,5 GHz-es tartományban nem
is a legjobb eredmény. Az erősítés fokozatonként 10 dB, ami vi-
szont elég nagy érték.

A helyi oszcillátor nem tartozik szorosan hozzá a lekeverő egy-
séghez. A lekeverő akármilyen külső oszcillátorral is üzemelhet,
melynek a teljesítménye elegendő. Mégis készült egy kisméretű
Gunn-oszcillátor, mely könnyen elhelyezhető a keverő közelében.
A Gunn-oszcillátorokkal kb. akkora teljesítményeket lehet egysze-
rűen előállítani, ami ilyen keverők meghajtására kell. Ez az oszcillá-
tor egy varaktor dióda segítségével 33–37 GHz között hangolható,
és min. 20 dBm kimenő teljesítményt szolgáltat.

Az egész lekeverő egység eredő zajtényezője 7 dB körüli, eredő
erősítése pedig 12 dB. Ez az érték úgy adódik, hogy a KF erősítést
csökkenti a keverési veszteség és a KF szűrő csillapítása. Ezen a
nagy frekvencián (31–39 GHz) azonban ezek nagyon jó értékek. A
lekeverő egyetlen hibája a keskeny, mindössze 2 GHz-es sáv széles-
ség, ami miatt vagy több ilyen egység kell, vagy a helyi oszcillátort
kell hangolni folyamatosan.

d) 60 GHz-es lekeverő egység [13]. Ez a vevő tipikus példája
a kis távolságú rádió-összeköttetések számára készült vevőknek.
A mikrohullámok terjedési viszonyainak tárgyalásakor láttuk, hogy
60 GHz környékén a levegő oxigénmolekulái kiemelkedően nagy
csillapítást okoznak. Ez a csillapítás 10 dB/km körül van, ezért
normál adóteljesítmények mellett max. 10 km-ig használhatók ezek
a berendezések, de megbízható összeköttetés (jó jel–zaj viszony)
csak 5–6 km-ig érhető el. Egy ilyen rádiónak ezért kettős célja
lehet:

- ne lehessen lehallgatni nagyobb távolságról,
- ne zavarjon más rendszereket.

Ez utóbbi lehetővé teszi, hogy azonos területen sokkal több rádiót

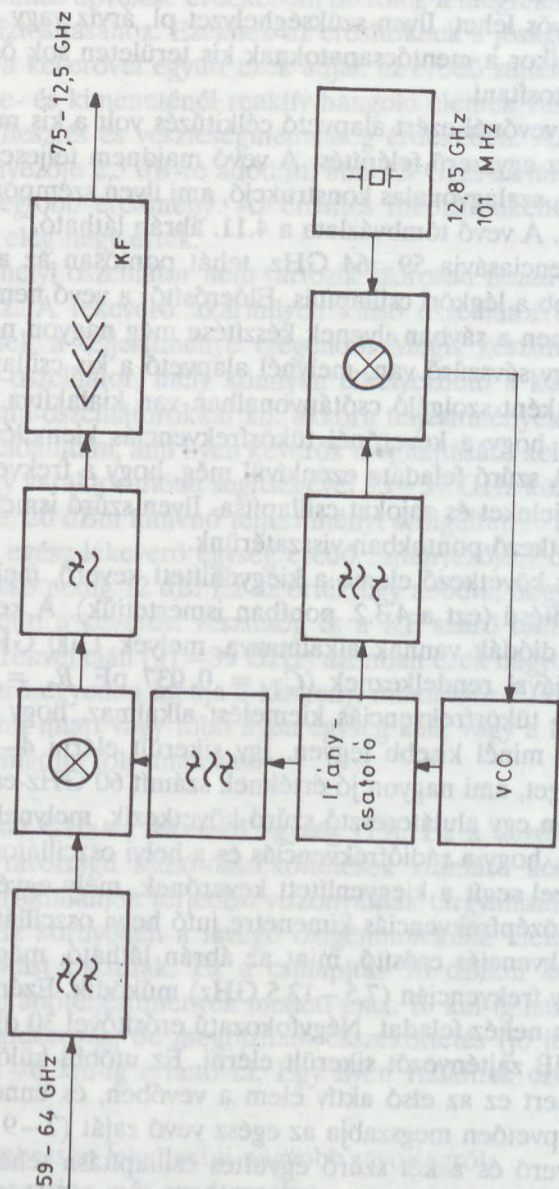
üzemeltessünk, ami katonai felhasználásnál, de egyéb szükséghelyzetekben is előnyös lehet. Ilyen szükséghelyzet pl. árvíz vagy földrengés esete, amikor a mentőcsapatoknak kis területen sok összeköttetést kell biztosítani.

A 60 GHz-es vevőnél ezért alapvető célkitűzés volt a kis méret, a kis tömeg és az egyszerű felépítés. A vevő majdnem teljesen integrált felépítésű, szalagvonalas konstrukció, ami ilyen szempontból nagyon alkalmas. A vevő tömbvázlata a 4.11. ábrán látható.

A vevő frekvenciasávja 59–64 GHz, tehát pontosan az a sáv, ahol a legnagyobb a légköri csillapítás. Előerősítőt a vevő nem tartalmaz, mert ebben a sávban ilyenek készítése még nagyon nehéz. A bemeneten egy sávszűrő van, melynél alapvető a kis csillapítás, ezért a bemenetként szolgáló csőtápvonalban van kialakítva. Sávzélessége nagy, hogy a keverőnél tükrörfrekvenciás kiemelést tegyen lehetővé. A szűrő feladata ezenkívül még, hogy a frekvenciasávon kívül eső jeleket és zajokat csillapítsa. Ilyen szűrő ismertetésére még a következő pontokban visszatérünk.

A tömbvázlat következő eleme a kiegyenlített keverő, mely kereszttrudas felépítésű (ezt a 4.3.2. pontban ismertetjük). A keverőben beam-lead diódák vannak alkalmazva, melyek 1300 GHz levágási frekvenciával rendelkeznek ($C_T = 0,037$ pF, $R_s = 3-4$ ohm). A keverő tükrörfrekvenciás kiemelést alkalmaz, hogy a keverési veszteség minél kisebb legyen. Így sikerült elérni 4–6 dB közötti veszteséget, ami nagyon jó értéknek számít 60 GHz-en.

A keverő után egy aluláteresztő szűrő következik, melynek az a legfőbb szerepe, hogy a rádiófrekvenciás és a helyi oszcillátor jeleket levágja. Ezzel segít a kiegyenlített keverőnek, mely egyébként is csökkenti a középfrekvenciás kimenetre jutó helyi oszcillátor jelet. A középfrekvenciás erősítő, mint az ábrán látható, még mindig nagyon nagy frekvencián (7,5–12,5 GHz) működik. Ezért ezek megvalósítása is nehéz feladat. Négyfokozatú erősítővel 30 dB erősítést és 3–5 dB zajtényezőt sikerült elérni. Ez utóbbi különösen azért fontos, mert ez az első aktív elem a vevőben, és ennek bemeneti zaja alapvetően megszabja az egész vevő zaját (7–9 dB-re adódik). A keverő és a két szűrő együttes csillapítása tehát nem több, mint 4 dB. Az erősítők GaAs FET-ekből vannak felépítve, és a tápegységekkel együtt szorosan egybe vannak integrálva. Ezért is



4.11. ábra. 60 GHz-es lekeverő egység tömbvázlata

vannak egyetlen blokkban feltüntetve. Az erősítők kimenete még mindig 10 GHz-es jel, melynek további feldolgozásához valamilyen nagyfrekvenciás vevőre van szükség.

A lekeverő helyi oszcillátora egy feszültséggel hangolható Gunn-oszcillátor (VCO), melynek alapfrekvenciáját félhullámú rezonátor szabja meg. A Gunn-oszcillátor 51,5 GHz frekvencián működik. Ez a jel egy iránycsatolón és sávszűrőn keresztül jut a keverőre. A sávszűrő szerepe egyrészt az oldalsávok levágása, másrészt a PLL szabályzó körből származó zavarjelek elnyomása. A Gunn-oszcillátor (VCO) frekvenciáját egy PLL kör tartja megfelelő pontossággal a helyén. A PLL kör a tömbvázlaton csak vázlatosan van ábrázolva. Az alapot egy 101 MHz-es kristályoszcillátor képezi, melyhez egy belső PLL kör segítségével egy 12,85 GHz-es nagyfrekvenciás oszcillátor van stabilizálva. Ennek negyedik harmonikusa van összehasonlítva az 51,5 GHz-es Gunn-oszcillátor frekvenciájával, és a különbségi jel végzi a VCO szabályozását egy varaktor segítségével.

A vevő eredő zajtényezője 7–9 dB között változik a frekvencia függvényében, és az egész lekeverő egység erősítése az RF bemenet és a KF kimenet között 28–32 dB, ugyancsak a frekvencia függvényében.

4.2.4. Összetett milliméteres hullámú vevők

A széles sávú csatornázott vevők tulajdonképpen nem önálló vevők, mert a kimenetük még mindig a mikrohullámú sávba eső nagyfrekvenciás jel, amelynek további feldolgozása szükséges. Ezért a későbbiekben használt „lekeverő egység” megnevezés jobban fedí ezeknek az egységeknek a funkcióját.

Összetett vevőn olyan vevőrendszert értünk, mely a milliméteres sávú lekeverő után még a feldolgozó egységet is tartalmazza. A lekeverő után következhet:

- szuperheterodin vevő,
- IFM vevő.

A szuperheterodin vevő tartalmazza mindazon áramköröket, melyek a szupervevők kapcsán szokásosak. Ezekhez képest az itt alkalmazandó szupervevőknek legfeljebb a vezérlése bonyolultabb azért,

hogy a lekeverő egységek vezérlését is el tudja látni, és a vevő által kijelzett frekvencia vagy frekvenciasáv ténylegesen feleljen meg a vett jel frekvenciájának, ne kelljen további átszámításokat végezni.

Ha a lekeverő egységet úgy képzeljük el, mint egy szuperheterodin vevő első fokozatát, akkor egészen nyilvánvaló, hogy az alacsonyabb sávú vevőnek az első (lekeverő) fokozatot is ki kell szolgálni. Ebben az elképzelésben azonban két gond van. Az egyik az, hogy az eredő vevőrendszer első helyi oszcillátora nem hangolt, a másik pedig az, hogy a preszelektor szűrő nem a bemeneten van, hanem a lekeverő után (ha van egyáltalán). Az ok persze az, hogy ilyen eszközöket ebben a magas sávban még csak kísérleti jelleggel sikerült előállítani. Mégis, ezek miatt, így nem egy szokásos szupervevővel van dolgunk.

A lekeverő után IFM vevőt is lehet kapcsolni. Ilyenkor a 4.8. ábra szerinti lekeverő rendszer a jobb, amikor a kimenet is nagyon széles sávú. Ebben a milliméteres hullámú sávban egyenlőre kevés adó működik, ezért kicsi annak a valószínűsége, hogy két vagy több jel legyen egyidejűleg a lekeverő kimenetén. Ezért a lekeverő után kapcsolt IFM vevők aránylag egyszerűek lehetnek, nem kell semmi olyan segédberendezés, mely az egyidejű vagy átfedő jelek figyelését, feldolgozását tenné lehetővé. A nagy légköri csillapítások miatt az esetleg azonos frekvenciájú jelek között is olyan nagy amplitúdókülönbségek adódnak, hogy az IFM vevő mindig az erősebb jelet fogja mérni.

Komplett figyelő, felderítő rendszereknél minden vevőtípust együtt lehet és célszerű használni, hogy mindegyiknek az előnyét jól ki lehessen használni. Az egyenes vevők nagyon gyorsan adnak információt arról, hogy vannak-e egyáltalán adók valamely frekvenciasávban. Az IFM vevők az adók frekvenciájáról is adnak információt. Ha pedig a jelek részletesebb vizsgálatára van szükség, akkor kell alkalmazni a szuperheterodin vevőket. Természetesen ezek együttes alkalmazása csak akkor ad kiemelkedő eredményt, ha ezek együtt is működnek. Közös vezérlésre van szükség, és minden egyes vevő információját fel kell használni arra, hogy a többi működését segítsék. Pl. az IFM vevő frekvenciaadata alapján a szuperheterodin vevőt előre be lehet hangolni a tényleges frekvencia közelébe, és akkor a szupervevőnél már csak finomhangolásra van szükség.

Ezzel lényegesen le lehet rövidíteni a szupervevők behangolási idejét.

A milliméteres hullámú vevők, pontosabban a lekeverő egységek tanulmányozásánál láttuk, hogy azok elvi felépítése nagyon egyszerű, az alkatrészek nagyon hasonlítanak azokra, amiket a szupervevőknél is használnak. A lényeges különbség ezeknek az alkatrészeknek a kiviteli módjában van. Más tápvonalakat alkalmaznak, nagy gondot fordítanak a kis veszteségre, és óriási jelentőségű a mechanikai pontosság, az elektromos reprodukálhatóság.

4.3. Milliméteres hullámú alkatrészek

A következőkben sorra veszünk néhány tipikus alkatrészt, amiket a milliméteres hullámú vevőkben vagy lekeverő egységekben alkalmaznak, és ismertetjük a különleges kivitelű megoldásokat.

4.3.1. Erősítők

A milliméteres hullámú vevők legnagyobb problémája a nagyfrekvenciás előerősítés. Olyan erősítőre lenne szükség, mely széles frekvenciasávban, kis zajtényezővel nagy erősítést valósít meg, és eközben az intermodulációs metszéspontja is magasan van. Ezeket a követelményeket 18 GHz-ig nagyon jól sikerült kielégíteni. Számos cég gyárt széles sávú, kis zajú erősítőket, amelyek nagyon jól használhatók ilyen vevőkészülékek bemenő fokozataiként.

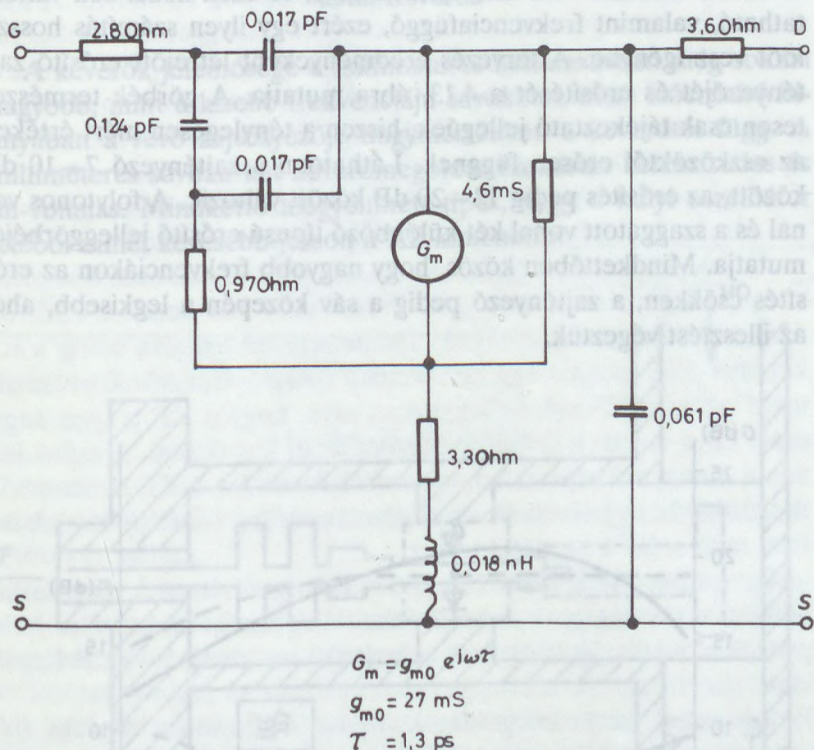
A milliméteres hullámú tartományban egészen más eszközökkel sikerül nagyon kis zajtényezőt biztosítani. Ilyen eszközök a negatív ellenállású reflexiós típusú erősítők, melyek Gunn- vagy Impatt-diódával működnek. Ilyenek a parametrikus erősítők, és azok hűtött változatai. Végül ilyenek a Josephson-effektus felhasználásán alapuló kis zajú előerősítők. Ezek azonban csak azt a követelményt elégítik ki, hogy kicsiny a zajtényező, de sem intermodulációs metszéspont, sem sáv szélesség szempontjából nem megfelelőek. Szinte csak egyetlen frekvencián vagy nagyon keskeny sávban használha-

tók. Ezeknek a nagy érzékenységgű vevőknek az ismertetése az 5. fejezetben található.

Szélesebb frekvenciasávban csak a FET típusú erősítők használhatók, ezek azonban még csak kísérleti állapotban vannak, és csak a frekvenciasáv alsó részén léteznek. Ilyen kísérleti eredményekről számolnak be a 20–30 GHz-es tartományban a Hughes Aircraft Co. munkatársai [10, 11, 15]. Ezeknek a kutatásoknak az a lényege, hogy egy-egy speciális frekvenciasávra (19–22 GHz, 29–33 GHz, 27–30 GHz) monolit integrált áramköri technológiával 2–3 fokozatú erősítőket készítenek úgy, hogy a FET-et és a környező mikrohullámú áramkört egyetlen lapkán alakítják ki. Diszkrét tranzisztorokból felépített erősítőkről még nem lehet hallani. A monolit áramkörök alapja kvarc, melyre króm-arany vezetőpályákat képeznek ki. A FET-ek GaAs alapanyagból készülnek, a kapu hossza 0,25–0,5 μm között van, az egész FET mérete 0,5 $\times$ 150 μm . A rétegek optikai litográfiával készülnek, a kapuszerkezetben pedig elektromágneses litográfiát használnak. Ily módon sikerült elég jól reprodukálható áramköröket készíteni. A kis kapuhossz legfőbb előnye, hogy a veszteségi ellenállás lényegesen csökken, és így lehet a kis zajtényezőt biztosítani. A tervezésnél használt helyettesítő áramkör a 4.12. ábrán látható.

Az ábrán látható áramköri elemek sok mérés átlagából lettek kiszámolva. A méréseknél a FET-ek S paramétereit mérték, és kerestek egy olyan helyettesítő áramkört, mely az S paraméterek átlagát jól közelíti. Ez látható az ábrán. Ennek a helyettesítő áramkörnek a felhasználásával tervezték meg az eredő erősítő láncot.

A kis zajú erősítő bemenetén van egy illesztő áramkör, mely rövidrezárt tápvonal-elágazásból és egy soros vonalszakaszból áll. Az illesztés minimális zajra történik. Az áramköri elemek értékeit egy számítógépes optimalizálási eljárással [16, 17] határozták meg, mely zajillesztést biztosított 27–30 GHz között. Az optimalizálási eljárásnál figyelembe vették a szalagvonal veszteségeit is. Ezután láncba kapcsolták a bemeneti illesztő áramkört és az első FET eszközt, és újabb áramköri értékeket határoztak meg a kettőre együtt. Ezután terveztek egy illesztő áramkört az első fokozat kimenete és a második bemenete közé. Ez az illesztő áramkör három tápvonalszakaszból áll, két átmenő tápvonalszakaszból és közéjük elhelye-

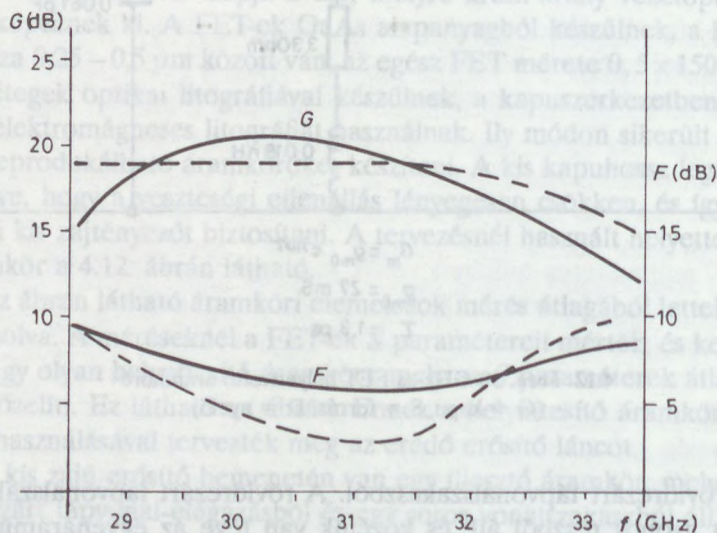


4.12. ábra. 30 GHz-es FET helyettesítő áramkör
(G = kapu, S = forrás, D = nyelő)

zett rövidrezárt tápvonalszakaszból. A rövidrezárt tápvonalszakasz is két azonos részből áll, és közéjük van téve az egyenáramú levezasztó kondenzátor. Két nagyfrekvenciás kondenzátor van alkalmazva a rövidrezárt tápvonal leföldelése érdekében.

Hasonlóan, az erősítő kimeneténél is alkalmaztak egy illesztő fokozatot, hogy maximális erősítést kapjanak a kimenetet terhelő 50 ohmos lezáró ellenállás felé. Ez a kimeneti illesztő áramkör egy soros tápvonalszakaszból és egy rövidrezárt elágazó vonalból áll. Miután így az egyes fokozatok már jó közelítést adtak, az egész eredő áramkört ismét optimalizálni kellett, hogy az erősítésgörbe lehetőleg konstans legyen a teljes frekvenciasávban. Tekintettel arra, hogy

az eredő áramkör sok elemet tartalmaz, és ezek közül sok változtatható, valamint frekvenciafüggő, ezért egy ilyen számítás hosszú időt vesz igénybe. A tervezés eredményeként létrejött erősítő zajtényezőjét és erősítését a 4.13. ábra mutatja. A görbék természetesen csak tájékoztató jellegűek, hiszen a ténylegesen mért értékek az eszközöktől erősen függenek. Láthatóan a zajtényező 7–10 dB között, az erősítés pedig 12–20 dB között változik. A folytonos vonal és a szaggatott vonal két különböző típusú erősítő jelleggörbéjét mutatja. Mindkettőben közös, hogy nagyobb frekvenciákon az erősítés csökken, a zajtényező pedig a sáv közepén a legkisebb, ahol az illesztést végeztük.

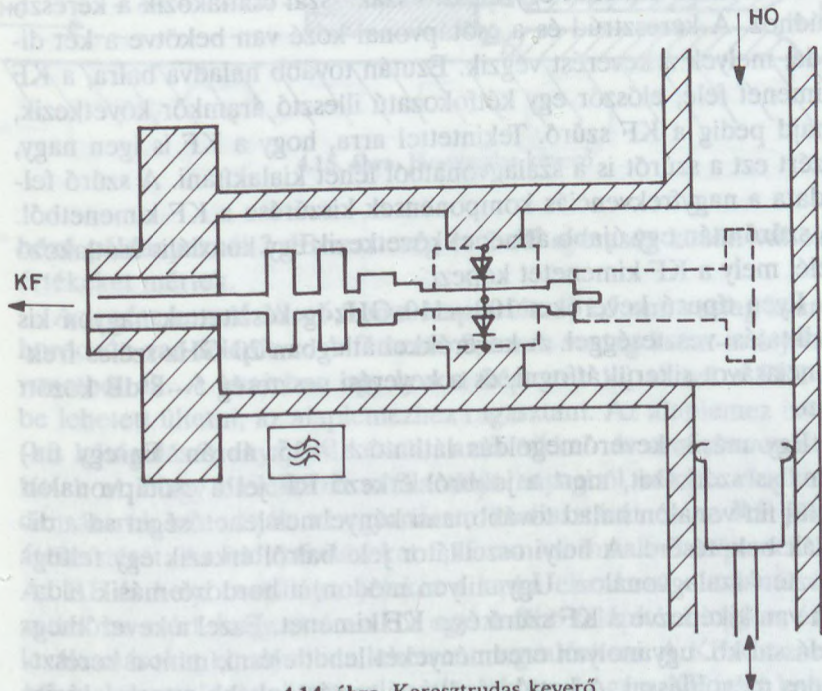


4.13. ábra. FET-es erősítő zajtényezője és erősítése

Ugyanez a laboratórium bejelentette [15], hogy kísérleteket végeznek 60 GHz-en FET erősítők előállítására, de az eredményekről még nem jelent meg publikáció. Sőt az ugyancsak tervezett 60 GHz-es vevőben [13] sem alkalmaznak még rádiófrekvenciás erősítőt. Ez is bizonyítja, hogy a feladat megoldása nagyon nehéz.

4.3.2. Keverők

A keverők jelentősége a milliméteres hullámsávban még sokkal nagyobb, mint a kisebb frekvenciájú sávokban, mert előerősítő hiányában a vevő zajtényezője nagymértékben a keverőtől függ. A milliméteres sávban két keverőmegoldás szokásos: kereszttrudas és fin-vonalas. Mindkettő kiegyenlített típus, hogy a helyi oszcillátor jeléből minél kevesebb jusson a KF kimenetre.



4.14. ábra. Kereszttrudas keverő

A kereszttrudas keverő elvi felépítését a 4.14. ábra mutatja. Az ábra közepén szaggatott vonallal van jelölve az a csőtápvonal, melyen keresztül az antennáról érkezik a jel. Ennek a csőtápvonalnak a tengelye tehát merőleges az ábra síkjára. A csőtápvonal vége előtt keresztbe húzódik egy „kereszttrúd”, egy szalagvonal, melyről a konstrukció neve származik. Ez a keresztbe húzódó szalagvonal-

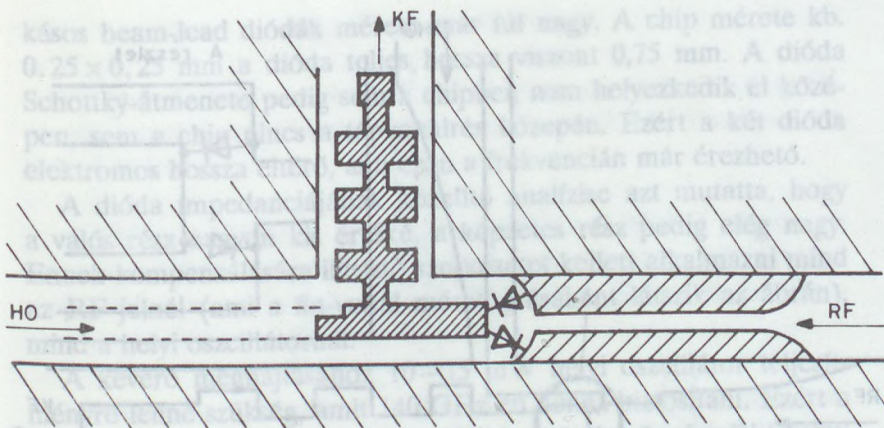
szerkezet egy dielektromos hordozólemezen van kialakítva. A folytonos vonallal rajzolt részek a lemez előtt, a szaggatott vonallal rajzolt részek a lemez mögött vannak kialakítva. Az egész dielektromos hordozó egy csótápvonalba van beépítve, a szélesebbik oldallal párhuzamosan. Az ábra jobb oldalán felülről van betáplálva a helyi oszcillátor (HO) jele, mely egy T alakú illesztő elemmel csatlódik a szalagvonalba. A helyi oszcillátorbemenettel szemben egy rövidzár van, mely állítható, és az illesztés beállítására szolgál.

A T alakú átmenet egy illesztő szakasszal csatlakozik a kereszt-rúdhhoz. A kereszt-rúd és a csótápvonal közé van bekötve a két dióda, melyek a keverést végzik. Ezután tovább haladva balra, a KF kimenet felé, először egy kétfokozatú illesztő áramkör következik, majd pedig a KF szűrő. Tekintettel arra, hogy a KF is igen nagy, ezért ezt a szűrőt is a szalagvonalból lehet kialakítani. A szűrő feladata a nagyfrekvenciás komponensek kiszűrése a KF kimenetből. A szűrő után egy újabb átmenet következik egy koaxiális csatlakozó felé, mely a KF kimenetet képezi.

Ilyen típusú keverőket 100–110 GHz-ig készítettek nagyon kis beiktatási veszteséggel. A keverőkkel átlagban 20 GHz széles frekvenciasávot sikerül átfogni, és a keverési veszteség 5–8 dB között van.

Egy másik keverőmegoldás látható a 4.15. ábrán. Ez egy finvonalas szerkezet, mert a jobbról érkező RF jel a csótápvonalon belül finvonalon halad tovább, ami kényelmes lehetőséget ad a diódák bekötésére. A helyi oszcillátor jele balról érkezik egy felfüggesztett szalagvonalon. Ugyanilyen módon, a hordozó másik oldalán van kiképezve a KF szűrő és a KF kimenet. Ezzel a keverőmegoldással kb. ugyanolyan eredményeket lehet elérni, mint a kereszt-rudas megoldással. A kettő közötti választást inkább a technológiai lehetőségek szabják meg.

Teljesen más megoldást alkalmaznak a már említett 30 GHz-es vevőben [15]. Egy kettős kapuval rendelkező FET jelenti a keverőt, melynek egyik kapujára vezetik az RF jelet, másakra a HO jelet, és a nyelőből veszik le a KF kimenetet. Ez a megoldás különösen akkor előnyös, ha kicsi a helyi oszcillátor teljesítménye. A FET alkalmazása révén a keverőnek gyakorlatilag nincs vesztesége, külön-

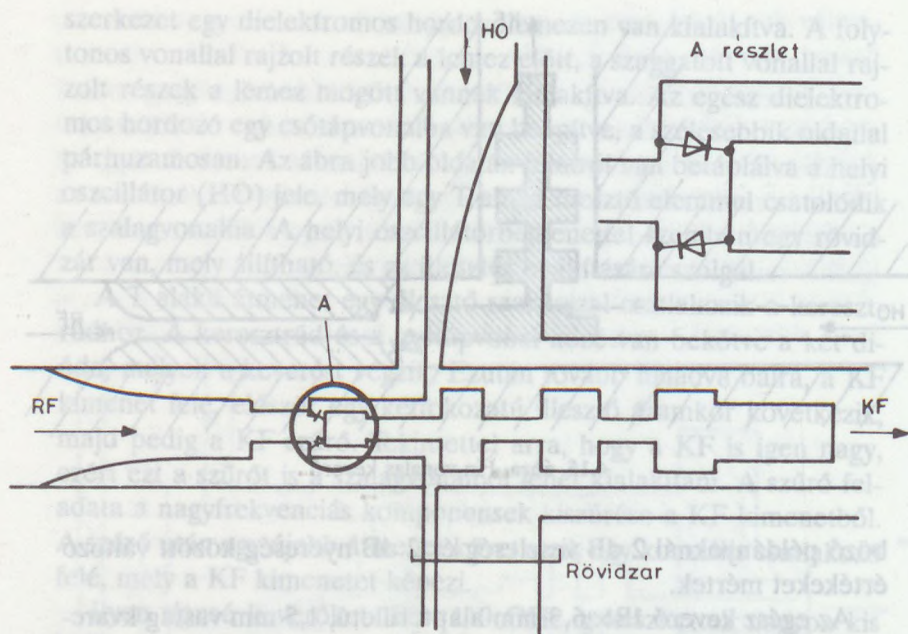


4.15. ábra. Fin-vonalas keverő

böző példányoknál 2 dB veszteség és 2 dB nyereség között változó értékeket mértek.

Az egész keverő $18 \times 6,3$ mm alapterületű, 1,5 mm vastag kvarc-hordozón van felépítve. A fémezés 0,2 mm vastag króm-arany bevonatból áll. A kvarcban egy lyukat képeztek ki, ahová a FET-et be lehetett ültetni, az alaplemezhez ragasztani. Az alaplemez invár (kis hőtágulású) anyagból készült, amit nikkel- és aranybevonattal láttak el. Nagy diektromos állandójú anyagból készült chipkondenzátorok biztosítják az egyenáram leválasztását és az RF jelek átteresztését. Az induktivitásokat 0,15 mm-es huzalból képezték ki. Az RF és helyi oszcillátor jeleket a lapka ellenkező oldalánál vették be azért, hogy az áramkör egyszerűbb felépítésű legyen, és a leválasztásokat könnyebben lehessen megvalósítani. A KF kimenetnél szalagvonal-koax átmenet van kialakítva, hogy a KF jelet koaxcsatlakozón lehessen kivezetni. A legnagyobb gondot az RF és HO jel illesztése jelenti. A nyelő illesztése pedig azért fontos, hogy kicsi legyen a zajtényező, és minél kisebb legyen a veszteség. A kimeneti impedancia függ attól is, hogy mekkora a helyi oszcillátor teljesítménye. Ezért ezt a teljesítményt lehetőleg állandó értéken kell tartani.

Egy 130–140 GHz tartományban működő fin-vonalas keverő [18] felépítése látható a 4.16. ábrán. A hordozó lapka 5×10 mm-es



4.16. ábra. 135 GHz-es fin-vonalas keverő

kvarc, mely 0,1 mm vastag. Ezen vannak kialakítva a fin-vonalak, melyek mind az RF, mind a HO bemeneteknél alkalmazva vannak. A helyi oszcillátor bemenetének illesztésére, a bemenettel szemben egy állítható rövidzár van elhelyezve. A KF kimenet koplanar vonalból van kialakítva, és a kétféle tápvonál közti átmenet a diódák bekötésénél van megoldva. Ez a részlet az ábrán külön ki van nagyítva. A KF kimeneten aluláteresztő szűrő van elhelyezve a keverőknél szokásos módon. A koplanar vonal elején, ahol a helyi oszcillátor fin-vonala csatlakozik, egy olyan átmenet van kialakítva, mely csak a koplanar módust engedi terjedni a diódák felé. Ez a keskeny tápvonalszakasz egy reaktív lezárást jelent az RF jel számára a diódák mögött.

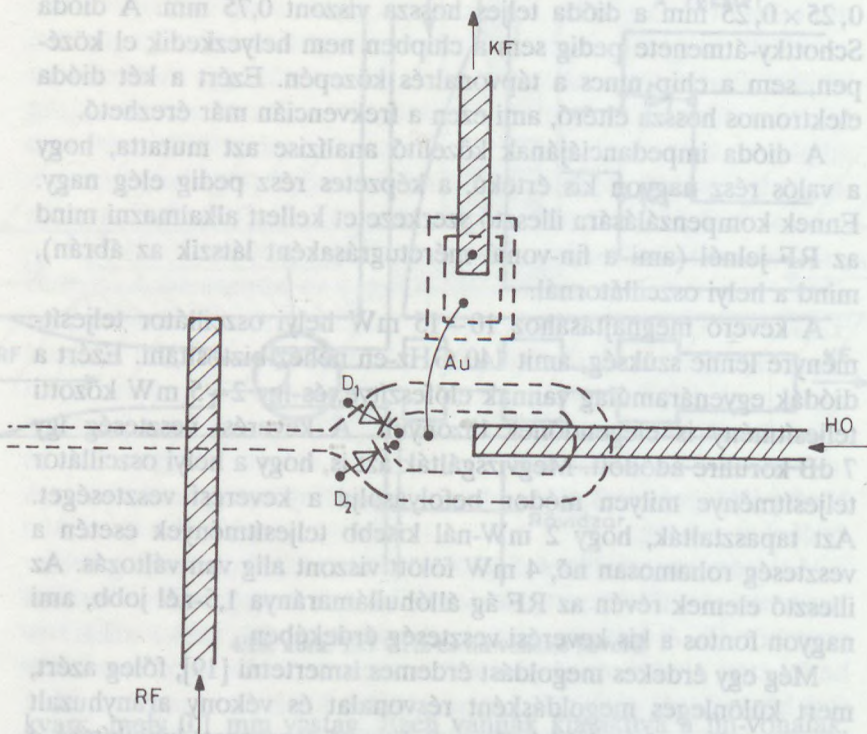
A fin-vonal és koplanar vonal kombinációja egy frekvenciafüggetlen 180° -os hibrid tulajdonságait hozza létre, ami a kiegyenlített keveréshez szükséges. Ezen a nagy frekvencián azonban a szo-

kásos beam-lead diódák mérete már túl nagy. A chip mérete kb. $0,25 \times 0,25$ mm a dióda teljes hossza viszont 0,75 mm. A dióda Schottky-átmenete pedig sem a chipben nem helyezkedik el közepén, sem a chip nincs a tápvonalrész közepén. Ezért a két dióda elektromos hossza eltérő, ami ezen a frekvencián már érezhető.

A dióda impedanciájának közelítő analízise azt mutatta, hogy a valós rész nagyon kis értékű, a képzetes rész pedig elég nagy. Ennek kompenzálására illesztő szerkezetet kellett alkalmazni mind az RF jelnél (ami a fin-vonal méretugrásaként látszik az ábrán), mind a helyi oszcillátornál.

A keverő meghajtásához 10–15 mW helyi oszcillátor teljesítményre lenne szükség, amit 140 GHz-en nehéz biztosítani. Ezért a diódák egyenáramúlag vannak előfeszítve, és így 2–5 mW közötti teljesítmény is elegendőnek bizonyult. A keverési veszteség így 7 dB körülire adódott. Megvizsgálták azt is, hogy a helyi oszcillátor teljesítménye milyen módon befolyásolja a keverési veszteséget. Azt tapasztalták, hogy 2 mW-nál kisebb teljesítmények esetén a veszteség rohamosan nő, 4 mW fölött viszont alig van változás. Az illesztő elemek révén az RF ág állóhullámaránya 1,5-nél jobb, ami nagyon fontos a kis keverési veszteség érdekében.

Még egy érdekes megoldást érdemes ismertetni [19], főleg azért, mert különleges megoldásként résvonalat és vékony aranyhuzalt használ a keverő kialakításához. A keverő szerkezeti kialakítása a 4.17. ábrán látható. A dielektromos hordozó felső részén szalagvonalak vannak kialakítva, melyeken a be- és kimenetek vannak. Ezeket a szalagvonalakat folytonos vonal és vonalkázás jelzi az ábrán. Bal oldalon, egy függőleges szalagvonalon lép be az RF jel, jobb oldalról a helyi oszcillátor (HO) jele, a kikevert KF jel pedig felfelé van kivezetve. A dielektromos hordozó alsó oldalán résvonalak vannak kialakítva, amiket az ábrán szaggatott vonalak jeleznek. A helyi oszcillátor jele a résvonalnak egy szigetszerű részéhez van vezetve, melyhez a diódák egyik fele is csatlakozik. Az RF jel balról halad a résvonalon a diódák felé, melyek másik oldala az RF résvonal kitáguló részéhez van kötve. A diódák Schottky-barrier beam-lead diódák, melyek bondolással vannak a rés két oldalához kötve. A résvonal középső szigetétől egy vékony (bondoláshoz használt) aranyhuzal (Au) van elvezetve egy másik közeli kis szigethez. Ez



4.17. ábra. Részvonallal készített keverő

a sziget furatfémezett lyuk segítségével össze van kötve a KF kimeneti szalagvonallal. Az aranyhuzal, a kis sziget és a szalagvonal-átmenet együttesen alakítják ki az aluláteresztő szűrőt a KF kimenet előtt. Az ily módon összeállított keverő aránylag keskeny sávú, 24–27 GHz között működik, de a keverési vesztesége nagyon kicsi, 6–8 dB alatt van. Elég jó az RF–HO elválasztás is, 20–30 dB között változik.

4.3.3. Helyi oszcillátorok

Vevőkészülékekben a keverők meghajtására szinte kizárólag félvezető oszcillátorokat használnak, és ezek közül is három típus terjedt el általánosan:

a) **FET oszcillátorok.** Visszacsatolt FET erősítőkből nagyon jól lehet oszcillátorokat készíteni, melyek teljesítménye, jeltisztasága megfelelő. Használhatóságukat a FET-ek frekvenciasávja korlátozza a kisebb frekvenciák környékére.

b) **Gunn-oszcillátorok.** A legjobban használható eszközök, melyek frekvenciasávja kb. 30–100 GHz. Az oszcillátorok felépítése aránylag egyszerű, kimenő teljesítményük elegendő. A jeltisztaság is jó. Stabilitásukat PLL körökkel lehet fokozni.

c) **Impatt diódás oszcillátorok.** A legnagyobb teljesítményt szolgáltatják, de a spektrumuk nem elég tiszta, mert a rezgést lavina-jelenség hozza létre. Csak olyan esetben használják, ha a Gunn-oszcillátor teljesítménye nem elegendő. Ilyenkor azonban a zaj növekedésével kell számolni.

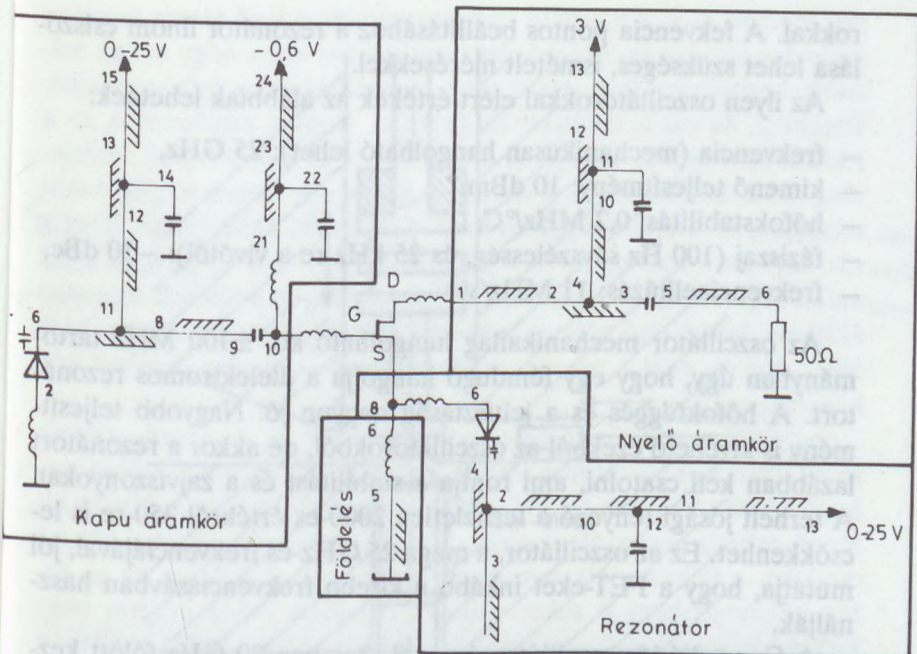
Vannak ezenkívül a különböző elektroncsöves oszcillátorok, mint a klisztronok, haladó hullámú csövek, magnetronok, ezeket azonban vevőkészülékekben nem használják a nagy méret és bonyolult tápellátás miatt.

Van ezenkívül egy különleges oszcillátor, a Josephson-effektuson alapuló rezgés, mely különösen nagyon nagy frekvenciákon használható. Ennek az a lényege, hogy ha egy szupravezető átmeneten egyre növekvő áramot engedünk át, akkor hirtelen feszültség jelenik meg az átmeneten, és ezzel egyidejűleg igen nagy (> 100 GHz) frekvenciájú rezgés is létrejön. A rezgés frekvenciája nagyon stabil, a spektrum tiszta, viszont a jel teljesítménye nagyon kicsi. Ezért szokásos keverők meghajtására szóba sem jöhet. Viszont maga a Josephson-átmenet, mint nemlineáris eszköz, keverőként is felhasználható. Ezért egy vagy két átmenettel meg lehet oldani a nagyfrekvenciás rezgéskeltést és a keverést is. Ugyanaz az átmenet is

felhasználható mindkét célra. Ezeket a nagyon kis teljesítményű, kis zajú, stabil megoldásokat azonban csak egy-egy frekvencián lehet használni, ezért csak fix frekvenciájú vevőkben, főleg az űrtáv-közlésben és a rádiócsillagászatban használják.

A FET oszcillátor tervezéséhez jól felhasználható a 4.12. ábrán látható helyettesítő áramkör. Ennek a modellnek a segítségével az oszcillátor áramköre két részre bontható, magára a FET-re, mely egy feszültségvezérelt áramforrásnak tekinthető, és a berezgést biztosító visszacsatoló áramkörre, mely viszont egy passzív kétkapu. Ennek a visszacsatoló áramkörnek ki kell számolni az előre irányú átviteli impedanciáját (Z_{21}). Ezt az impedanciát a már említett számítógépes tervezési programok [16, 17] egyikével úgy kell optimalizálni, hogy a berezgés létrejöjjön. A berezgés feltétele az, hogy a Z_{21} impedanciának az áramerősítéssel való szorzata 1-nél nagyobb legyen. Az oszcillátor helyettesítő áramköre a 4.18. ábrán látható. Az ábra bal oldalán látható a kapu áramköre, mely tartalmaz egy varaktort a visszacsatolás hangolására. A varaktorfeszültség a 15. ponton levő 0...25 V körüli feszültséggel állítható be. A 24. ponton levő feszültség a FET munkapontjának beállításához szükséges. A nyelő áramkör az ábra jobb oldalán látható. A tápfeszültség 3 V, és a 13. ponton keresztül érkezik. Az oszcillátor kimenete a 6. pont, melyre az 50 ohmos terhelő ellenállás van kapcsolva. A forrás egy induktivitáson és egy tápvezeték szakaszon keresztül egyenáramúlag földre van kötve. Ugyancsak a forrásra van kötve a frekvenciameghatározó dielektromos rezonátor, és ez a frekvencia is hangolható az itt elhelyezett varaktorral. A varaktor a 13. ponton keresztül kap vezérlő feszültséget. Az ábrán a ferdén vonalkázott szakaszok szalagvonalakat jelentenek. A földelt kondenzátorok egy-egy rövidrezárt tápvezetékcsomópontot jelképeznek. Az áramkörben láthatók még T-elágazások, melyek szintén szalagvonalból vannak kialakítva. Ezeknek a tápvezetéknek valamilyen közelítő értéket kell adni, majd a már említett számítógépes programokkal optimalizálni kell ezeket az értékeket úgy, hogy a berezgés létrejöjjön, és minél nagyobb legyen a kimenő teljesítmény.

A következőkben ismertetjük egy 25 GHz-en működő FET-es oszcillátorral elért eredményeket [15]. Az oszcillátort alumina-kerámia-ra készítették földelt kapu kapcsolásban, és a rezonátor



4.18. ábra. FET oszcillátor áramköri rajza

(G = kapu, S = forrás, D = nyelő)

meg a terhelés a nyelőre van kapcsolva. Maga a FET $0,5 \mu\text{m}$ -es, epitaxiális technológiával készült eszköz. A terhelés kapacitíven van csatolva a szalagvonalon kialakított rés segítségével. A rezonátor a szalagvonal közelében van elhelyezve, kb. $\lambda/4$ távolságra egy nyitott tápvonaltól. Mind a terhelés, mind a rezonátor lazán van csatolva azért, hogy jóslági tényezőt lehessen elérni.

Az oszcillátor lényeges része a dielektromos rezonátor. Ez szabja meg az oszcillátor stabilitását és zaját is. Erre a célra jól használható dielektromos anyag a ZrSnTiO_4 , melynek dielektromos állandója $\epsilon_r = 38$, és kb. 2000-es Q -t lehet vele elérni. Annak érdekében, hogy a különböző rezonáns módusokat minél jobban szét lehessen választani, gondosan kell megválasztani a rezonátor alakját. A legnagyobb elválasztást $L/D = 0,4$ esetén lehet elérni. A kimeneti frekvencia 24–29 GHz között változtatható, különböző rezonáto-

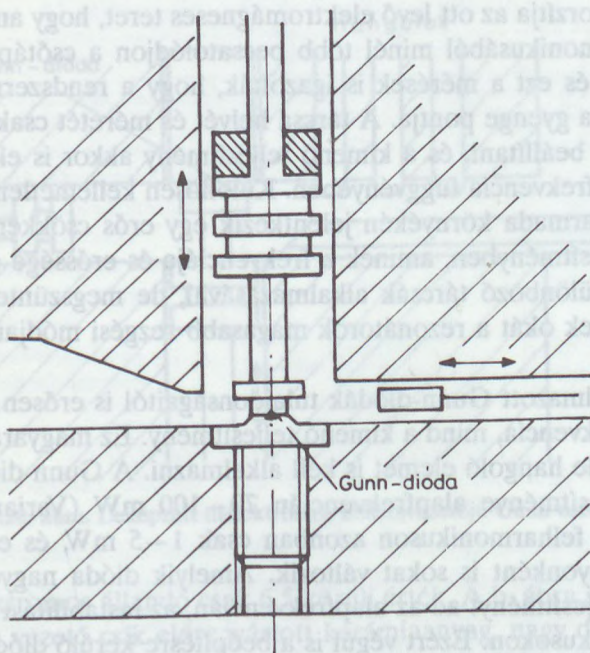
rokkal. A frekvencia pontos beállításához a rezonátor finom csiszolása lehet szükséges, ismételt mérésekkel.

Az ilyen oszcillátorokkal elért értékek az alábbiak lehetnek:

- frekvencia (mechanikusan hangolható lehet): 25 GHz,
- kimenő teljesítmény: 10 dBm,
- hőfokstabilitás: $0,2 \text{ MHz}/^{\circ}\text{C}$,
- fáziszaj (100 Hz sávszélesség, és 25 kHz-re a vivőtől): -30 dBc ,
- frekvenciaelhúzás: 11 MHz/V .

Az oszcillátor mechanikailag hangolható kb. $\pm 100 \text{ MHz}$ tartományban úgy, hogy egy fémdugó hangolja a dielektromos rezonátort. A hőfokfüggés és a jeltisztaság nagyon jó. Nagyobb teljesítmény is kivethető ezekből az oszcillátorokból, de akkor a rezonátort lazábban kell csatolni, ami rontja a stabilitást és a zajviszonyokat. A terhelt jósági tényező a terheletlen 2000-es értékről 350-re is lecsökkenhet. Ez az oszcillátor, a maga 25 GHz-es frekvenciájával, jól mutatja, hogy a FET-eket inkább a kisebb frekvenciasávban használják.

A Gunn-diódás oszcillátorok ezzel szemben 20 GHz fölött kezdenek igazán jól működni, és 100–120 GHz-ig nagyon jól használhatók. Egy 65–115 GHz-en működő Gunn-diódás oszcillátor [20] elvi felépítése látható a 4.19. ábrán. A Gunn-dióda, a maga tokjával, az alsó, vastag fémlemezbe van csavarozva, mely annak jó hűtést is biztosít. A diódával szemben helyezkedik el a hangolható koaxiális üregrezonátor, melynek hangolását a fojtós megoldású, nem érintkező rövidzárdugattyú végzi az üregrezonátor hosszának állításával. A dugattyú mögött (sűrűn vonalkázott rész) elnyelőanyag van elhelyezve, hogy a dugattyú mellett esetleg hátraszívárgó mikrohullámú jelet elnyelje. Az üregrezonátortól balra van a csőtápvonalas kicsatolás, mely bővülő átmenettel csatlakozik a $2,54 \times 1,2 \text{ mm}$ -es csőtápvonalhoz. Vele szemben, az ábra jobb oldalán feleilyen magas csőtápvonalban egy állítható dugattyús rövidzár van, mellyel a rendszert hangolni lehet, hogy minél nagyobb kimenő teljesítményt kapjunk. A Gunn-dióda egyenáramú előfeszítését a felső, koaxiális kivezetésen keresztül lehet biztosítani. Ezért van itt nem érintkező rövidzár alkalmazva. A Gunn-dióda fölött, a koaxiális üregrezonátor belső vezetőjén egy tárcsa van, melynek az a szerepe, hogy a



4.19. ábra. Gunn-diódás oszcillátor

koaxiális üreget csatolja a csőtápvonal kimenetéhez. Ennek helyezte hangolás közben nem változik.

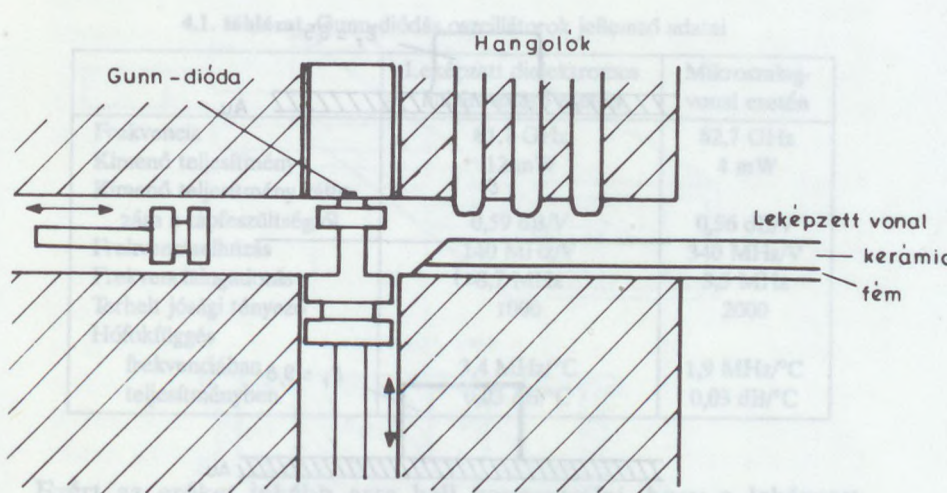
Az oszcillátor érdekessége az, hogy a koaxiális üregrezonátor 30–60 GHz frekvenciára van méretezve. A Gunn-dióda (illetve az oszcillátor) is ebben a sávban működik. Azonban a dióda elég nagy teljesítményű felharmonikusokat is termel, minden külön sokszorozó nélkül, és a csőtápvonalas kimenet éppen a második harmonikust (60–120 GHz) csatolja ki, melyből a felhasznált frekvenciasáv valamivel kisebb: 65–115 GHz. A csőtápvonal mérete úgy van megválasztva, hogy ezen a 60 GHz alatti jelek ne tudjanak terjedni (határfrekvencia alatti csillapító). Erre minden csőtápvonal megfelel, hiszen a határfrekvencia alatt nem visznek át. Ide olyan csőtápvonalat kellett választani, melynél a szélesebbik oldal (2,54 mm) mérete éppen a 60 GHz-hez tartozó tápvonalhullámhossz fele. Ek-

kor érthető meg a koaxiális üregrezonátorban levő tárcsa szerepe, mely úgy torzítja az ott levő elektromágneses teret, hogy annak második harmonikusából minél több becsatolódjon a csőtápvonalba. Érezhető, és ezt a mérések is igazolták, hogy a rendszernek ez a kicsatolás a gyenge pontja. A tárcsa helyét és méretét csak kísérletileg lehet beállítani, és a kimenő teljesítmény akkor is elég sokat változik a frekvencia függvényében. Különösen kellemetlen, hogy a sáv alsó harmada környékén jelentkezik egy erős csökkenés a kimenő teljesítményben, aminek a frekvenciája és erőssége egyaránt állítható különböző tárcsák alkalmazásával, de megszüntetni nem lehet. Ennek okát a rezonátorok magasabb rezgési módjaiban kell keresni.

Az alkalmazott Gunn-diódák tulajdonságaitól is erősen változik mind a frekvencia, mind a kimenő teljesítmény. Ez magyarázza azt, hogy kétféle hangoló elemet is kell alkalmazni. A Gunn-diódák kimenő teljesítménye alapfrekvencián 70–100 mW (Varian típusú diódák), a felharmonikuson azonban csak 1–5 mW, és ez az érték példányonként is sokat változik. Amelyik dióda nagyon nagy kimenő teljesítményt ad az alapfrekvencián, az instabilitást mutat a felharmonikusokon. Ezért végül is a beépítésre kerülő diódát válogatni kell, ami viszont költség szempontjából kellemetlen.

Hátrány lehet még ennél a megoldásnál a csőtápvonalas kimenet, ami további csőtápvonalelemek alkalmazását igényli. A széles sávú lekeverők legnagyobb részénél fontos a kis méret és kis tömeg, ezért igyekeznek mikroszalagvonalat alkalmazni, és ez lenne célszerű a Gunn-oszcillátornál. Oxley és Lowbridge [21] nagyon érdekes kísérleteket végeztek mikroszalagvonallal és leképzett dielektromos hullámvezetővel, és összehasonlították az elérhető műszaki adatokat.

Egy leképzett dielektromos hullámvezetővel megvalósított Gunn-oszcillátor elvi felépítése a 4.20. ábrán látható. A dióda elhelyezése, a frekvencia hangolása, a rövidzárdugattyúk alkalmazása teljesen hasonló a 4.19. ábrához. A kimenet azonban leképzett dielektromos hullámvezető, melyet kétféle kivitelben is kipróbáltak. A hullámvezetők keresztmetszete a 4.21. ábrán látható. Az a. ábrán a dielektromos hullámvezető vastagréteg-technológiával készül nagy dielektromos állandójú porból. A ragasztóanyag alkalmazása révén azonban

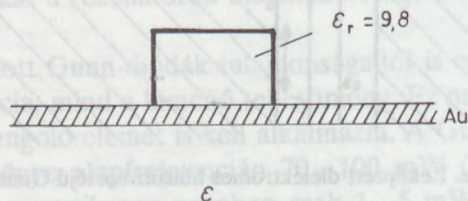
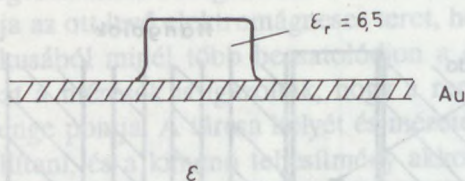


4.20. ábra. Leképzett dielektromos hullámvezetőjű Gunn-oszcillátor

a dielektromos állandó csak 6,5 körüli érték. A b. ábra szerinti kivitelnél a vezető csík előregyártott kerámiaanyag, nagy dielektromos állandóval ($\epsilon_r = 9,8$). Nyilvánvaló, hogy az utóbbi megoldás jobb elektromos paraméterekkel rendelkezik (kisebb csillapítás, pontosabb hullámellenállás, kisebb hullámhossz és ezért kisebb méret), de a vékony kerámia csík (0,5 mm körüli vastagságban) előzetes legyártása, majd a fémhordozóra való ráültetése óriási technológiai nehézségeket jelent, és ezért igen magas gyártási költséggel jár.

Visszatérve a 4.20. ábrán látható Gunn-oszcillátorhoz, az ábra jobb oldalán látható a tápvonal-csatlakozás, mely nagyon alkalmasra teszi ezt a rendszert integrált széles sávú lekeverőkben való alkalmazásra. A Gunn-dióda és a leképzett dielektromos hullámvezető csatlakozásának illesztésére még külön hangolók vannak alkalmazva, melyeknek nyilvánvaló célja a minél nagyobb kimenő teljesítmény biztosítása.

Ugyanezt a konstrukciót meg lehet valósítani normál mikroszalagvonallal is, és a tervezők ezt el is végezték. A kétféle tápvonallal működő Gunn-oszcillátor összehasonlítása a 4.1. táblázattal a legegyszerűbb. Látható, hogy dielektromos hullámvezető alkalmazása



4.21. ábra. Leképzett dielektromos hullámvezetők keresztmetszete

esetén lényegesen nagyobb kimenő teljesítményt lehet biztosítani, és a frekvenciaelhúzás is sokkal kisebb. Ezzel szemben valamivel nagyobb a frekvenciaingadozás, mind a zaj jellegű, mind a hőfok függvényében jelentkező. Ezt a frekvenciaingadozást viszont jelentősen csökkenteni lehet, ha PLL körrel stabilizáljuk a frekvenciát egy kristályoszillátorhoz. A frekvencia finom hangolása a Gunn-dióda tápfeszültségével lehetséges.

Leképzett dielektromos hullámvezető vagy mikroszalagvonal esetén a koaxiális üregből való kicsatolás nem rendelkezik olyan határozott határfrekvenciával, mint a csőtápvonal. Ezért a szalagvonalas szakaszon szűrő kialakítása szükséges. Elvileg itt is lehet használni a Gunn-oszcillátor második vagy akár harmadik harmonikusát is kimenő jelként, ekkor azonban a kimeneti szűrőt ennek megfelelően kell tervezni. El lehet képzelni, hogy egy szűrőnek megfelelő alak elkészítése előre szinterelt kerámiaszalagból nagyon nehéz feladat.

4.1. táblázat. Gunn-diódás oszcillátorok jellemző adatai

	Leképzett dielektromos hullámvezető esetén	Mikroszalag-vonal esetén
Frekvencia	81,7 GHz	82,7 GHz
Kimenő teljesítmény	12 mW	4 mW
Kimenő teljesítmény változása a tápfeszültségtől	0,59 dB/V	0,56 dB/V
Frekvenciaelhúzás	140 MHz/V	340 MHz/V
Frekvenciaingadozás	8,7 MHz	3,5 MHz
Terhelt jósági tényező	1000	2000
Hőfokfüggés		
frekvenciában	3,4 MHz/°C	1,9 MHz/°C
teljesítményben	0,03 dB/°C	0,03 dB/°C

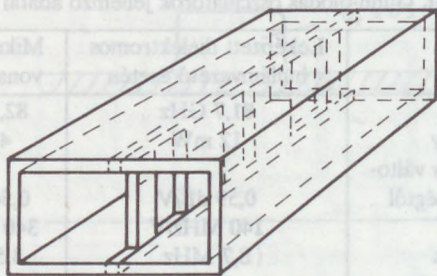
Ezért az erőket inkább arra kell koncentrálni, hogy a leképzett dielektromos hullámvezetőt vastagrétegből, nyomtatással, jó minőségben lehessen előállítani. Akármilyen szalagvonalat alkalmazunk is, ez a megoldás nagyon előnyösen illeszkedik a milliméteres hullámú széles sávú lekeverők egyéb alkatrészeinek kiviteli formáihoz.

100 GHz körüli frekvenciáig a Gunn-oszcillátorok nagyon jól használhatók. Ennél nagyobb frekvenciák viszont csak sokszorozással vagy a már említett Josephson-átmenettel valósíthatók meg. Mindkét esetben nagyon kicsi a kimenő teljesítmény, ami viszont a keverőkkel szemben támaszt szigorú követelményeket. Ezért a 100 GHz fölötti tartományban még sok fejlődésre van szükség.

4.3.4. Szűrők

A milliméteres hullámú széles sávú lekeverő egységeknél az egyik leggyakoribb alkatrész a szűrő [22–24]. Ennek mind sávszűrő, mind aluláteresztő változata szükséges. Ezeknek a szűrőknek az elvi felépítése, tervezési módja azonos az alacsonyabb sávú megoldásokkal. Ezért itt csak arról érdemes beszélni, ami a milliméteres sávnál különleges és nagyobb gondosságot igényel.

Minden szűrőnél alapvető szempont az, hogy az áteresztősávban kicsi legyen a csillapítása. Ebből a szempontból a csőtápvonalban



E síkú fémbetét

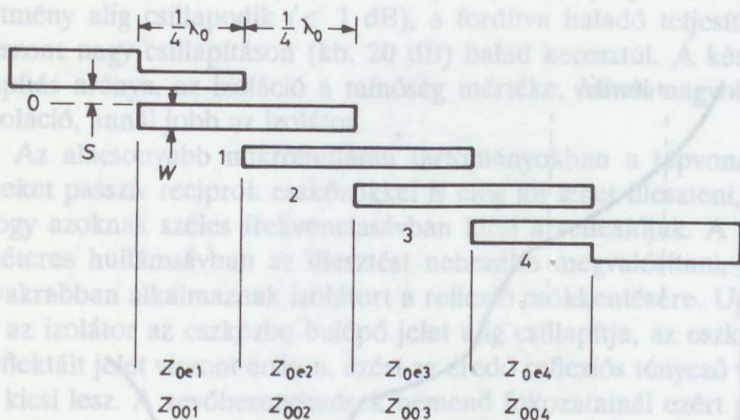


4.22. ábra. Csőtápvonalas sávszűrő kialakítása

felépített szűrők a legjobbak. A milliméteres hullámú technikában ilyen csőtápvonalas szűrőt meg lehet valósítani egyszerű fém betétlemezzel, ahogy az a 4.22. ábrán látható. Itt egyszerűen a csőtápvonal szélesebbik oldalának közepén egy vékony fémbetétet helyeznek el [24]. A nagyon vékony fémlemez mechanikai kialakítása és tápvonalba való beszerelése nehézségeket jelent, ezért itt is előnyösen használható a fin-vonal. A szűrő alakja ilyenkor teljesen azonos azzal, ami a 4.22. ábrán látható, de a vékony fémlemez egy dielektromos hordozón van kiképezve, és ezért a mechanikai szilárdsága jobb, kezelhetőség szempontjából is előnyösebb.

A szűrők kialakításának másik módja, ha csatolt mikroszalagvonalat alkalmazunk, ahogy a 4.23. ábrán látható. A csatolt szakaszok hossza negyedhullámhossz. A tápvonalszakaszok szélességével és a köztük levő rés méretével lehet a kívánt hullámellenállásokat, illetve a sávszélességet beállítani. Ezek a szűrők ott alkalmazhatók jól, ahol a vevőberendezés felépítése egyébként is szalagvonalas, és ezért ehhez jól illeszkedik. A szűrők tervezésére nagyon jól használható számítógépes programok [16, 17] állnak rendelkezésre. A mikroszalagvonalas szűrők hátránya viszont, hogy valamivel nagyobb a

kétkapus szerkezet, melynél az 1. kaputól a 2. kapuig haladó jel-
erősség 10 dB , a fordítva haladó jel-erősség 20 dB halad keresztül. A két csill-
apítás közötti távolság 10 cm és a működési frekvencia 10 GHz . A két csill-
apítás közötti távolság 10 cm és a működési frekvencia 10 GHz . A két csill-
apítás közötti távolság 10 cm és a működési frekvencia 10 GHz .

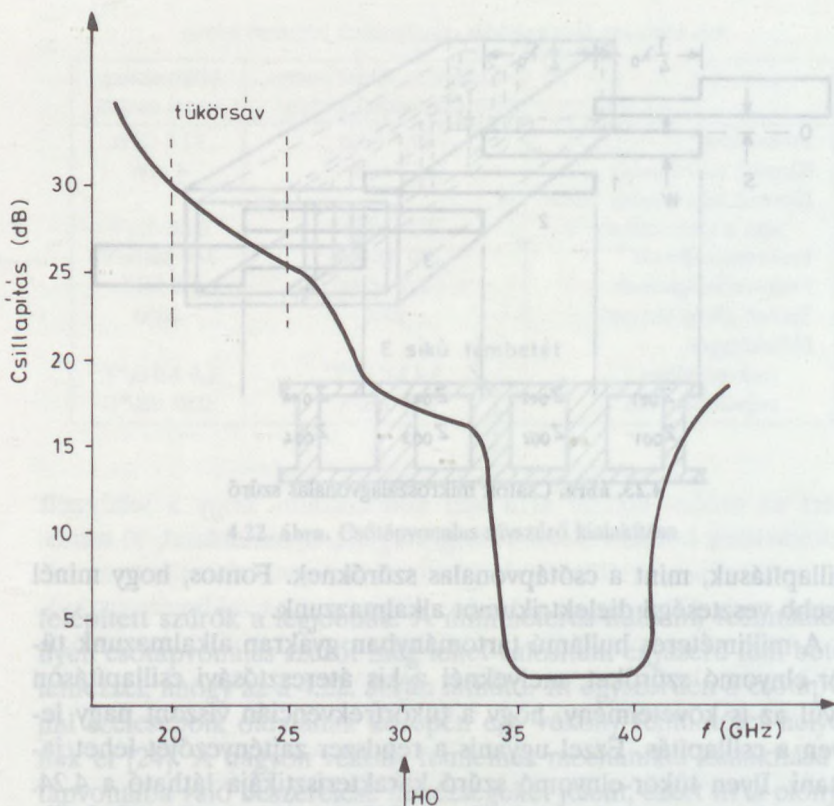


4.23. ábra. Csatolt mikroszalagvonalas szűrő

csillapításuk, mint a csőtápvonalas szűrőknek. Fontos, hogy minél kisebb veszteségű dielektrikumot alkalmazzunk.

A milliméteres hullámú tartományban gyakran alkalmazunk tükrö-elnyomó szűrőket, melyeknél a kis áteresztősávi csillapításon kívül az is követelmény, hogy a tükröfrekvencián viszont nagy legyen a csillapítás. Ezzel ugyanis a rendszer zajtényezőjét lehet javítani. Ilyen tükrö-elnyomó szűrő karakterisztikája látható a 4.24. ábrán. A hasznos sávban (pl. 35 – 40 GHz között) a csillapítás 2 dB-nél kisebb. Ha a helyi oszcillátor 30 GHz-en működik, akkor a tükröfrekvenciás sáv 20 – 25 GHz között van. Az ábra szerinti szűrőnél a csillapítás itt nagyobb, mint 25 dB. Ilyen, vagy nagyobb csillapítás kívánatos a tükröfrekvenciás sávban.

A szalagvonalas felépítésű szűrőknél gyakran alkalmaznak kerámiahordozót 10-es körüli relatív dielektromos állandóval, mert ezeknek a vesztesége nagyon kicsi. Viszont a nagy ϵ_r miatt a tápvo-
nalak mérete is kicsi, és a köztük levő rés még kisebb. Ezek pontos előállítás a szokásos optikai litográfiával nem lehetséges. Ezért elektronsugaras litográfiát lehet alkalmazni, vagy a tápvo-
nalakat és réceket közvetlenül lézersugárral lehet megmunkálni. Szokásos olyan megoldás is, amikor a lézert csak utólagos beállításra, trim-



4.24. ábra. Tükrölnyomó szűrő karakterisztikája

melésre használják. Ez helyettesítheti részben a hangoló elemek alkalmazását. Ezek a szigorú követelmények főleg a bemeneti sávszűrőknél, multiplexereknél állnak fenn. A keverő után aluláteresztő szűrők megvalósítása általában könnyebb.

4.3.5. Nonreciprok eszközök

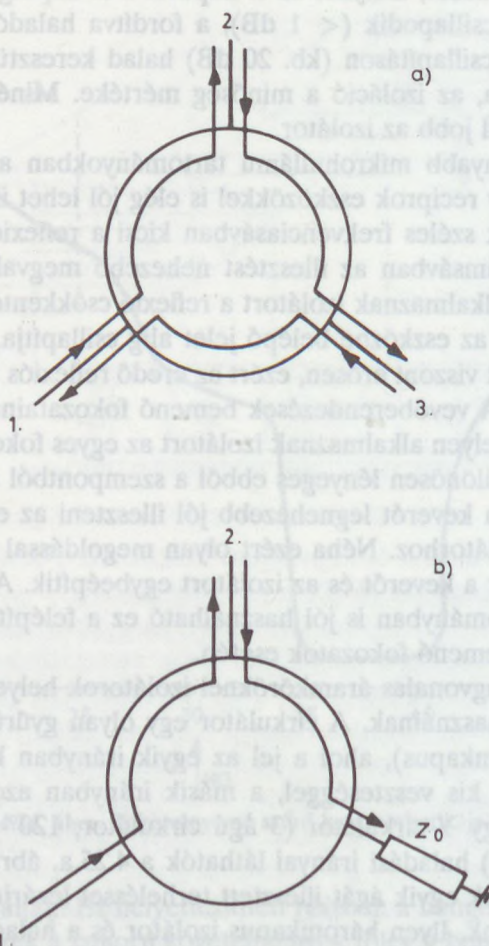
A nonreciprok eszközök olyan tápvonalelemek, melyeken a jel áthaladása közben fellépő csillapítás függ a haladási iránytól [25–28]. Két alapvető típusuk van, az izolátor és a cirkulátor. Az izolátor

kétkapus szerkezet, melynél az 1. kaputól a 2. kapuig haladó teljesítmény alig csillapodik (< 1 dB), a fordítva haladó teljesítmény viszont nagy csillapításon (kb. 20 dB) halad keresztül. A két csillapítás aránya, az izoláció a minőség mértéke. Minél nagyobb az izoláció, annál jobb az izolátor.

Az alacsonyabb mikrohullámú tartományokban a tápvonalelemeket passzív reciprok eszközökkel is elég jól lehet illeszteni, úgy-hogy azoknak széles frekvenciasávban kicsi a reflexiójuk. A milliméteres hullámsávban az illesztést nehezebb megvalósítani, ezért gyakrabban alkalmaznak izolátort a reflexió csökkentésére. Ugyan-is az izolátor az eszközbe belépő jelet alig csillapítja, az eszközről reflektált jelet viszont erősen, ezért az eredő reflexiók tényező végül is kicsi lesz. A vevőberendezések bemenő fokozatainál ezért gyakran és több helyen alkalmaznak izolátort az egyes fokozatok szétválasztására. Különösen lényeges ebből a szempontból a keverő környéke, mert a keverőt legnehezebb jól illeszteni az erősítőkhöz és a helyi oszcillátorhoz. Néha ezért olyan megoldással is lehet találkozni, amikor a keverőt és az izolátort egybeépítik. A milliméteres hullámú tartományban is jól használható ez a felépítés, főleg egybeintegrált bemenő fokozatok esetén.

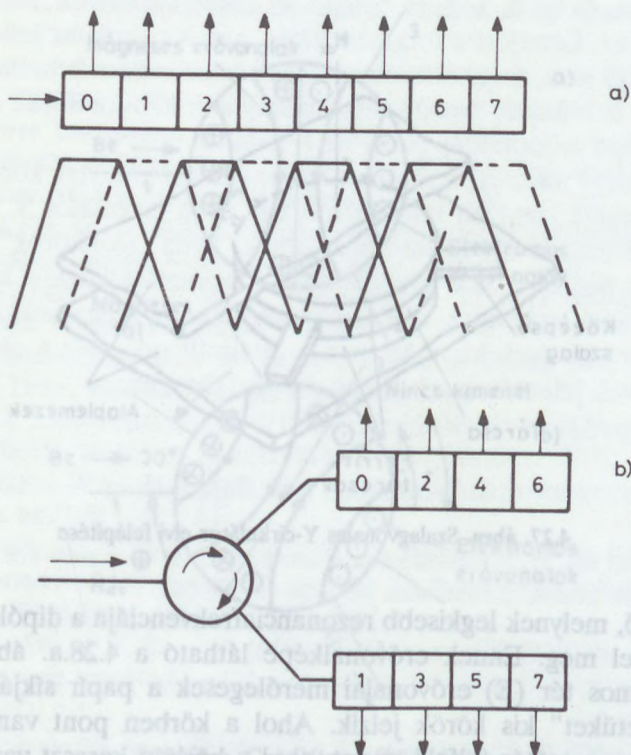
Mikroszalagvonalas áramköröknél izolátorok helyett inkább cirkulátorokat használnak. A cirkulátor egy olyan gyűrűáramkör (általában háromkapus), ahol a jel az egyik irányban körbe tud haladni nagyon kis veszteséggel, a másik irányban azonban nagy a csillapítás. Egy Y-cirkulátor (3 ágú cirkulátor, 120° -ban elhelyezkedő ágakkal) haladási irányai láthatók a 4.25.a. ábrán. Ha ennek a cirkulátornak egyik ágát illesztett terheléssel lezárjuk, akkor izolátorhoz jutunk. Ilyen háromkapus izolátor és a haladási irányok a 4.25.b. ábrán láthatók.

Ha a cirkulátor sávszélessége elég nagy, akkor előnyösen felhasználható frekvenciacsatornázásnál. A széles sávú csatornázott vevők-nél a bemeneti frekvenciasávot szűrőkkel kell szétválasztani, ahogy az a 4.26.a. ábrán látható. A szűrősorra érkező jel szorosan egymás mellé hangolt szűrőkre kerül, melyek mindegyike egy-egy sávot kiválaszt a teljes tartományból. Látható, hogy bármennyire meredek is egy-egy szűrő karakterisztikája, a köztük levő áthallás a sávszélek közelében nagyon nagy. Ezen segít a b. ábra szerinti kapcsolás, ami-



4.25. ábra. Y-cirkulátor és a jel haladási irányai (a), valamint egy cirkulátorból kialakított izolátor (b) és abban a jel haladási irányai

kor a páros és páratlan számú csatornaszűrőket egy cirkulátorral szétválasztjuk. A páros csatornaszűrők karakterisztikája az a. ábrán folytonos vonallal van rajzolva, a páratlan csatornáké pedig szaggatott vonallal. Láthatóan ezek között sokkal kisebb az áthallás, mert egy fél csatornaszélességgel odébb a szűrőnek már jelentős csilla-

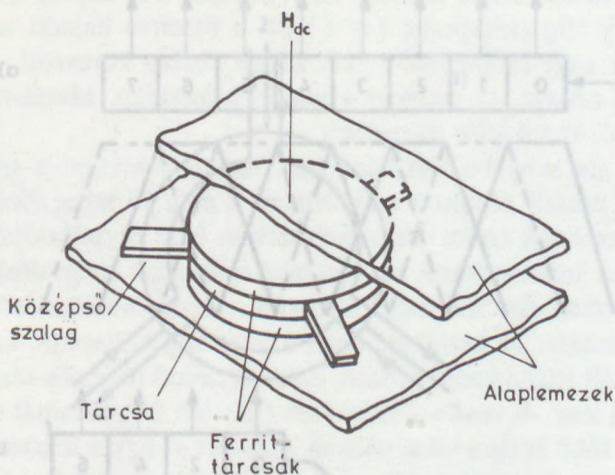


4.26. ábra. Széles sávú csatornázásnál használatos szűrősorok

pítása lehet. Az egymást követő páros és páratlan csatornák között pedig ott van a cirkulátor kb. 20 dB-es csillapítása.

Egy szalagvonalas Y-cirkulátor elvi felépítése a 4.27. ábrán látható. Ez két hengeres ferrittárcsából áll, melyek kitöltik a teret a két alaplemez és a középső fémvezető tárcsa között, tehát a dielektrikum helyét. A középső fémtárcsához 120° -os szögben kapcsolódik a három szalagvezető, melyek a cirkulátor kapuit képezik. Az egyenáramú mágneses tér a ferrittárcsákra merőlegesen van kialakítva, és a cirkulátorban a forgatási irány ennek az egyenáramú mágneses térnek az irányától függ.

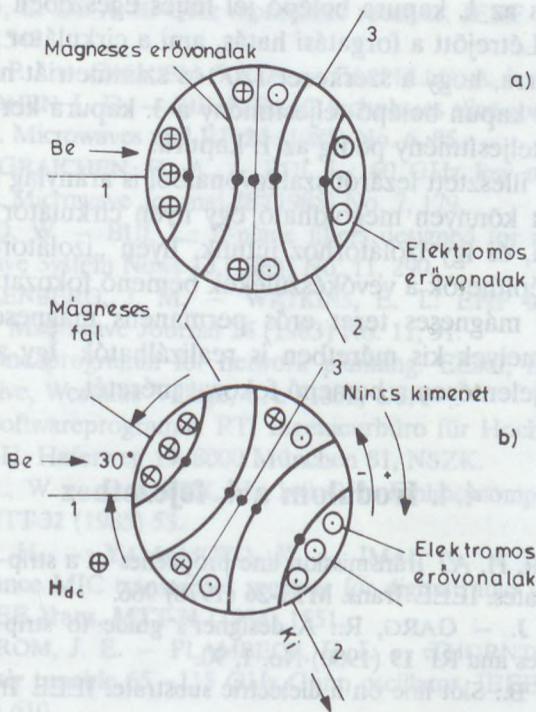
A szalagvonalas Y-cirkulátor működése a 4.28. ábra alapján érthető meg egyszerűen. A hengeres ferrittárcsa egy rezonátornak te-



4.27. ábra. Szalagvonalas Y-cirkulátor elvi felépítése

kinthető, melynek legkisebb rezonanciafrekvenciája a dipólus módnak felel meg. Ennek erővonalképe látható a 4.28.a. ábrán. Az elektromos tér (E) erővonalai merőlegesen a papír síkjára, és a „metszetüket” kis körök jelzik. Ahol a körben pont van, ott az elektromos erőter felfelé mutat, ahol a körben kereszt van, ott az erőter lefelé mutat. A mágneses tér (H) erővonalait az ábrán folytonos vonalak jelzik. Ezek a papír síkjában helyezkednek el. A tárcsa szélén kilépnek a levegőbe, illetve a dielektrikumba, a tárcsa peremére merőlegesen. Ezután a környezetben körbejárják a tárcsát, és alul visszatérnek a tárcsába, így záródnak a mágneses erővonalak. Az 1. kapunál belépő jel egyenlő arányban oszlik el a 2. és a 3. kapu között, de az ezeken kilépő mágneses tér 180° -os fáziskülönbséget mutat. Ilyenkor az eszközre nem hat semmiféle egyenáramú tér, és az eszköz semmiféle forgatási hatást nem mutat.

A 4.28.a. ábrán látható erővonalkép úgy fogható fel, mint két egymással szembeforgó, egyébként teljesen azonos erőter, és a ferrit mágneses permeabilitása a két forgási irányban azonos, ezért semmiféle változás nem lép fel. Az egész erőterkép az elektromágneses tér frekvenciája ütemében időben változik, de ezt az időbeli



4.28. ábra. Cirkulátor működési elve

változást most nem vesszük figyelembe. Az ábra a két ferrittárcsa egyikét tünteti fel, a másik tárcsában a tér ennek pontosan tükörképe, ezért azzal külön nem érdemes foglalkozni. Ha a ferrittárcsára annak tengelyében egyenáramú mágneses teret is alkalmazunk, akkor az erővonalak el fog fordulni. A külső mágneses tér hatására megváltozik a mágneses permeabilitás a kétféle forgási irányban. Az óramutató járásával megegyező irányú μ^+ értéke megnő az ellenkező irányban forgó tér μ^- mágneses permeabilitásához képest, ami a kétféle forgási sebesség különbözőségét eredményezi, és ezért az erővonalak elfordul. Ha az alkalmazott mágneses tér nagyságát jól határozzuk meg, akkor az elfordulás pont akkora lesz, hogy a szimmetriasík éppen a 3. kapu irányába mutat, ahogy az a 4.28.b. ábrán látható. Ilyenkor semmi teljesítmény nem jut a

3. kapura, és az 1. kapura belépő jel teljes egészében a 2. kapun fog kilépni. Létrejött a forgatási hatás, ami a cirkulátor jellemzője. Tekintettel arra, hogy a szerkezet 120° -os szimmetriát mutat, ezért ilyenkor a 2. kapun belépő teljesítmény a 3. kapura kerül, a 3. kapun belépő teljesítmény pedig az 1. kapura.

Minthogy illesztett lezárót szalagvonalból is aránylag könnyű készíteni, ezért könnyen megoldható egy ilyen cirkulátor 3. kapujának lezárása, és így izolátorhoz jutunk. Ilyen „izolátorok” azután könnyen beépíthetők a vevőkészülékek bemenő fokozatai közé. Az egyenáramú mágneses teret erős permanens mágnesekkel lehet előállítani, melyek kis méretben is realizálhatók. Így a cirkulátor nem növeli jelentősen a bemenő fokozat méretét.

4.4. Irodalom a 4. fejezethez

1. WHEELER, H. A.: Transmission line properties of a strip-line between parallel plates. IEEE Trans. **MTT-26** (1978) 966.
2. BOHL, I. J. — GARG, R.: A designer's guide to strip-line circuits. Microwaves and RF **19** (1980) No. 1, 90.
3. COHN, S. B.: Slot line on a dielectric substrate. IEEE Trans. **MTT-17** (1969) 768.
4. SCHMIDT, L. P. — ITOH, T.: Characteristics of generalized fin-line for millimeter wave integrated circuits. Int. J. Infrared and Millimeter Waves (1981) 427.
5. SAAD, A. M. K. — SCHÜNEMANN, K.: A simple method for analyzing fin-line structures. IEEE Trans. **MTT-26** (1978) 1002.
6. MEIER, I. J.: Two new integrated circuit media with special advantages at millimeter wavelengths. IEEE G-MTT Symposium Digest, 1972, 221.
7. MELEVIGE, M. V. — ITOH, T. — MITTRA, R.: New waveguide structures for millimeter wave circuits. IEEE Trans. **MTT-23** (1975) 788.
8. KNOX, R.: Dielectric waveguide microwave integrated circuits. IEEE Trans. **MTT-24** (1976) 806.
9. ITOH, T.: Inverted strip dielectric waveguide for millimeter wave integrated circuits. IEEE Trans. **MTT-24** (1976) 821.
10. WATKINS, E. T. — POST, B. M. — KNUST-GRAICHEN, R. A. — SCHELLENBERG, J. M.: Low-noise, 20 GHz receiver front-end. Microwave Journal **29** (1986) No. 5, 297.
11. LIU, L. C. T. — LIU, C. S. — KESSLER, J. R. — WANG, S. K. —

- CHANG, C. D.: A 30 GHz monolithic receiver. *IEEE Trans. MTT-33* (1986) 1548.
12. MEIER, P. J. — CALVIELLO, J. A. — CAPPELLO, A. J. — POMIAN, R. J. — COHEN, L. D. — BIE, P. R.: IC techniques slice cost of integrated receiver. *Microwaves and RF* **24** (1985) No. 6, 85.
13. KNUST-GRAICHEN, R. A. — BUI, L.: 60 GHz low noise wideband receiver. *Microwave Journal* **28** (1985) No. 7, 179.
14. BALL, D. W. — BUI, L.: E-plane filters designed for millimeter use. *Microwave System News* **13** (1983) No. 11, 290.
15. SCHELLENBERG, J. M. — WATKINS, E. T.: $\dot{\text{E}}$ HF low-noise FET receiver. *Microwave Journal* **26** (1983) No. 11, 91.
16. Touchstone programm for network planning. EEsof, Inc., 31194 La Baya Drive, Westlake Village, CA. 91362, USA
17. SANA Softwareprogramm. RTI Ingenieurbüro für Hochfrequenztechnik GmbH. Haferweg 19, 8000 München 81, NSZK.
18. MENZEL, W. — CALLSEN, H.: 140 GHz Finline components. *IEEE Trans. MTT-32* (1985) 53.
19. OGAWA, H. — YAMAMOTO, K. — IMAI, N.: A 26 GHz high-performance MIC transmitter receiver for digital radio subscriber systems. *IEEE Trans. MTT-31* (1984) 1551.
20. CARLSTROM, J. E. — PLAMBECK, R. L. — THORNTON, D. D.: A continously tunable 65–115 GHz Gunn oscillator. *IEEE Trans. MTT-32* (1985) 610.
21. OXLEY, T. H. — LOWBRIDGE, P. L.: Image guide and microstrip integrated W-band receiver. *Microwave Journal* **26** (1983) No. 11, 117.
22. CHANG, K. — SUN, C.: Millimeter wave power-combining techniques. *IEEE Trans. MTT-30* (1983) 91.
23. SOLBACH, K.: The status of printed millimeter-wave E-plane circuits. *IEEE Trans. MTT-30* (1983) 107.
24. VAHLDIECK, R. — BORNEMANN, J. — ARNDT, F. — GRAUERHOLZ, D.: W-band low insertion loss E-plane filter. *IEEE Trans. MTT-31* (1984) 133.
25. FAY, C. E. — COMSTOCK, R. L.: Operation of the ferrit junction circulator. *IEEE Trans. MTT-13* (1965) 15.
26. WU, Y. S. — ROSENBAUM, F. J.: Wide-band operation of microstrip circulators. *IEEE Trans. MTT-22* (1974) 849.
27. AYASLI, Y.: Analysis of wide-band strip-line circulators by integral equation technique. *IEEE Trans. MTT-28* (1980) 200.
28. MIYOSHI, T. — MIYANCHI, S.: The design of planar circulators for wide band operation. *IEEE Trans. MTT-28* (1980) 210.

29. BARNUM, J. L. — BRASIER, W. M.: Extending surveillance to millimeter wave. *Microwaves and RF* **25** (1986) No. 9, 111.
30. COHEN, L. — IRVIN, G. — LONG, J. — MEIER, P. — PACZKOWSKI, H. — WHELEHAN, J.: Advanced mm-wave receivers for EW applications. *Microwave Journal* **29** (1986) No. 4, 127.
31. KATO, H. — OHIRA, T.: A 30 GHz MMIC receiver for satellite transponders. *IEEE Trans. MTT-37* (1990) 896.
32. KÁSA I.: *Mikrohullámú integrált áramkörök*. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1978.

5. EXTRÉM NAGY ÉRZÉKENYSÉGŰ VEVŐK (A SZUPRAVEZETÉS ALKALMAZÁSA)

Extrém nagy érzékenységu (különlegesen kis zajtényezőju) mikrohullamu vevokészulekekre mindig szükség volt, miota a mikrohullamu technikával foglalkoznak. Ilyen vevokészulekekre elsosorban távolsági vételek esetén van szükség, aminek egy jellegzetes példája a műholdak jeleinek vétele. A műholdakról a földre jutó teljesítménysűrűség nagyon határozottan korlátozva van, ezért a vétel minőségét csak érzékenyebb vevokészulekekkel lehet javítani. Az érzékenységet legegyszerűbb úgy javítani, hogy a vevokészulek bemeneténél kis zajú előerősítőket alkalmazunk. Ilyen erősítőt tranzistorokból csak néhány GHz-ig lehet készíteni, mert növekvő frekvenciáknál egyre nő az erősítő saját zajtényezője. Nagyobb frekvenciáknál jól alkalmazhatók a parametrikus erősítők, melyek szobahőmérsékleten is kis zajúak, de hűtött változatuk még jobb. Ezeket az erősítőket általában 10 GHz környékig lehet jól használni, és csak különleges módszerekkel lehet nagyobb frekvenciás változatokat elkészíteni.

10 GHz fölötti frekvenciákon az előerősítők alkalmazása egyre nehezebb, ezért a vevokészulekek bemeneténél közvetlenül keverő következik. Ilyenkor különösen fontos, hogy a keverő saját zaja és vesztesége minél kisebb legyen. Nagyon jó eredményeket lehet elérni Schottky-diódás keverőkkel, különösen ha erősen hűtött környezetbe (1–20 K) helyezzük azokat.

A legjobb eredményt azonban a szupravezetők alkalmazásával lehet elérni, felhasználva a Josephson-effektus által adódó lehetőségeket. A következőkben röviden áttekintjük a szupravezetés és a Josephson-effektus elvét.

5.1. A Josephson-effektus elve

1913-ban Heike Kamerlingh Onnes felfedezte a szupravezetést [1], vagyis azt a jelenséget, hogy igen alacsony hőmérsékleten (néhány kelvinen) egyes fémek ellenállása gyakorlatilag zérusra csökken. Ennek a jelenségnek a magyarázatát csak több mint 40 évvel később sikerült megadni. Ennek lényege az, hogy míg normál vezetés esetén az áramvezetést elektronok végzik, addig szupravezetési állapotban speciális elektronpárok, melyeket felfedezőjükről Cooper-pároknak neveztek el [2]. A Cooper-párok főbb jellemzői:

- a benne levő elektronok impulzusa ellenkező, ezért az eredő impulzus zérus,
- a két elektron spinje is ellenkező, ezért az eredő spin is zérus,
- a Cooper-párok tömege kétszeres elektrontömeg,
- a Cooper-párok töltése kétszeres elektrontöltés,
- egy szupravezetőben levő valamennyi Cooper-pár azonos fázisban mozog,
- egy szupravezetőben levő valamennyi Cooper-pár igyekszik azonos energiaszinten tartózkodni,
- a Cooper-párban részt vevő elektronok távolsága $10^{-6} - 10^{-7}$ m, ezért a kötési energiájuk nagyon kicsiny, kb. 10^{-3} eV,
- Cooper-párok csak akkor tudnak fennmaradni, ha a termikus energia kisebb, mint ez a 10^{-3} eV, vagyis nagyon alacsony hőmérsékleten.

A szupravezetés elméletét tanulmányozva 1962-ben Josephson igen jelentős megállapítást tett [3]. Eszerint szupravezetés tunnelátmenet esetén is létre tud jönni, vagyis a szupravezetést biztosító Cooper-párok szigetelő rétegen is át tudnak jutni, ha ez a réteg elegendően vékony, 1–2 nm. Ez az ún. Josephson-egyenáram. Ez az egyenáram úgy folyik keresztül az átmeneten, hogy közben feszültség nem esik rajta, vagyis tisztán szupravezetésről van szó.

Még jelentősebb Josephson másik megállapítása. Eszerint, ha az átmeneten egyre növekvő áramot vezetünk keresztül, akkor egy I_c kritikus érték fölött feszültség lép fel az átmeneten, de ezzel egyidejűleg igen nagy frekvenciás rezgés is keletkezik, melynek

frekvenciája ettől a feszültségtől függ:

$$f = \frac{2e}{h} U_s, \quad (5.1)$$

ahol e az elektron töltése: $1,60219 \cdot 10^{-19}$ C, h a Planck-féle állandó: $6,6256 \cdot 10^{-34}$ Js. Ebből a frekvencia:

$$f/U = 483,593718 \pm 0,000060 \text{ GHz/mV.}$$

Láthatóan, nagyon kis feszültségek esetén is igen nagy frekvenciaértékek adódnak. Ez a Josephson-váltóáram alapjellemzője, mely sok különböző alkalmazását teszi lehetővé.

A Josephson-effektus fellépéséhez nem kell feltétlenül tunnelátmenetet alkalmazni. A lényeg az, hogy két szupravezető között valamilyen laza csatolás legyen, melyen keresztül a szupravezetőkben levő Cooper-párok hullámfüggvényei átlapolódhatnak. Ilyen laza csatolást lehet biztosítani vékony szigetelőréteggel vagy keskeny vezetőszalaggal, túérintkezővel, sőt egy forrasztóon cseppel is, mely „hideg” forrasztást teremt két vezető között. Egy ilyen átmenetet a következőképpen lehet jellemezni. Az 1 és 2 szupravezetők mind-egyikében szoros fáziskorrelációban levő Cooper-pár rendszer van. Az egyszerűség kedvéért legyen a két szupravezető azonos, vagyis a két Cooper-pár rendszer azonos. Amikor a két rendszer teljesen szét van választva, akkor ezek jól meghatározott állapotban vannak. Minthogy azonos rendszerekkel foglalkozunk, ezért feltételezhetjük, hogy azonos körülmények között azonos állapotban vannak. Minden ilyen állapothoz egy konstans erejéig hozzárendelhetünk egy E energiaszintet. A kvantummechanika tanítása szerint minden ilyen E energiának megfelel egy belső frekvencia: $\nu = E/h$. Ezért a Cooper-pár rendszert egy koherens rezgő rendszernek tekinthetjük.

Ezután hozzuk kapcsolatba a két szupravezetőt egy vékony szigetelő rétegen keresztül, akkor azok Cooper-párokat tudnak cserélni. Ezáltal a két rendszer csatolásba került a Cooper-párok révén. A csatolás azonban nagyon gyenge, vagyis a Cooper-párok átjutásának valószínűsége még nagyon vékony szigetelő esetén is csekély. A két Cooper-pár rendszernek ebben a gyenge csatolásban rejlik

a különlegessége. A csatolás általában azt jelenti, hogy a két rendszer állapota, éppen a cserélődés következtében, időben változik. A rendszerek közötti fáziskülönbség a cserefolyamat nagyságától és irányától függ. Tunnelátmenet esetére kimutatta Josephson, hogy

$$I_s = I_{s \max} \sin(\varphi_2 - \varphi_1), \quad (5.2)$$

ahol $I_{s \max}$ az átmeneten folyó maximális Josephson-áram. Ennek nagysága kizárólag a szigetelő tulajdonságaitól (a szigetelő szélességétől, magasságától) függ. φ_1 és φ_2 rendre az átmenettől jobbra és balra levő Cooper-pár rendszerek fázisa.

Ha Josephson-átmenetnél a szupravezetéshez tartozó maximális $I_{s \max}$ áram értékét túllépjük, akkor U_s feszültség marad az átmeneten. Ebben az esetben az átmeneten nagyfrekvenciás rezgés fog megjelenni. A Josephson-átmenet tehát nagyfrekvenciás generátorként működik, melynek frekvenciája az egyenfeszültségtől függ. A maximálisan várható kimenő teljesítmény azonban nagyon kicsiny, 10^{-8} W nagyságrendben van. A Josephson-átmeneten megjelenő nagyfrekvenciás rezgés frekvenciája az (5.2) egyenletből határozható meg. Az egyenlet kapcsolatot teremt az átmeneten folyó szupraáram és a szigetelőréteg két oldalán levő Cooper-párok fázisa között. Ha most U_s feszültséget hozunk létre az átmeneten, akkor ez a Cooper-párok számára $\Delta E = 2e \cdot U_s$ energiakülönbséget jelent. Amikor a Cooper-pár a szigetelőrétegen keresztül a negatív oldalról a pozitívra átmegy, akkor ezt az energiát veszi fel a feszültségforrásból.

Az atomfizika tanítása szerint azonban a két Cooper-pár rendszer közötti energiakülönbség egy frekvenciakülönbségnek felel meg az (5.1) egyenlet szerint. Ha a két rendszer különböző, de időben állandó frekvencián rezeg, akkor a két rendszer közti fázis időben lineárisan változik. A $\Delta\varphi$ fáziskülönbség a következő:

$$\Delta\varphi = 2\pi f t = 2\pi \frac{2eU_s}{h} t. \quad (5.3)$$

Itt feltételeztük, hogy $t = 0$ időben $\Delta\varphi$ is nulla. Ez a feltétel azonban nem jelent különösebb korlátozást, mert itt csak a különbségek számítanak. Nyomatékosan alá kell húzni, hogy az (5.3) egyenlet

független a két Cooper-pár rendszer energiájának abszolút értékétől, csak az energiakülönbségnek van jelentősége. Ha az idővel lineárisan növekvő $\Delta\varphi$ fáziskülönbségünk van, akkor az (5.2) egyenletből azonnal következik, hogy az átmeneten váltakozó áramnak is kell folyni, melynek nagysága:

$$I_s = I_{s \max} \sin \left(2\pi \frac{2eU_s}{h} t \right). \quad (5.4)$$

Ennek a váltakozó áramnak a frekvenciája tehát az átmeneten levő U_s feszültségtől függ. Itt rögtön meg kell említeni ennek méréstechnikai jelentőségét. Minthogy napjainkban a frekvenciamérést tudjuk legpontosabban elvégezni, ezért a Josephson-váltakozóáram lehetőségét nyújt nagyon pontos feszültségmérésre.

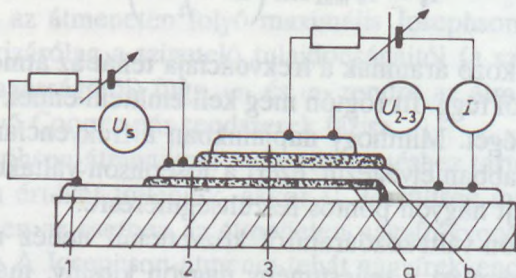
A Josephson-váltakozóáramról közvetlenül nehéz meggyőződni, mert egyrészt ez a teljesítmény nagyon kicsiny, másrészt mert nagyon nehéz kicsatolni egy megfelelő tápvonalba. A Josephson-váltakozóáram létezését először indirekt módon bizonyították [4]. Ha egy ilyen átmenetet mikrohullámú térbe helyezünk, akkor az áram – feszültség karakterisztikán egyenlő távolságokban levő lépcsőket kapunk. A feszültséglépcsők távolsága, ΔU_s , megfelel egy nagyfrekvenciás rezgésnek:

$$\nu_M = \frac{2e}{h} \Delta U_s. \quad (5.5)$$

Ezek a lépcsők a Josephson-váltakozóáram és a külső mikrohullámú tér egymásra hatásából származnak. Amikor a Josephson-váltakozóáram frekvenciája megfelel a külső mikrohullámú frekvencia valamelyik többszörösének, akkor egy járulékos Josephson-egyenáram lép fel, ami a lépcsős szerkezetet okozza.

A Josephson-váltakozóáram első közvetlenebb bizonyítása Giaevernek sikerült 1965-ben [5]. Mint említettük, a közvetlen megfigyelésnek egyik nehézsége az energia kicsatolásában rejlik, egy szokásos nagyfrekvenciás rendszer esetén. Giaever abból indult ki, hogy egy második tunnelelrendezés közvetlenül a Josephson-átmenet mellett bizonyára kedvező csatolást fog biztosítani. A kicsatolt teljesítmény megjelenését akkor fogjuk tapasztalni, ha a második

átmenet karakterisztikája megváltozik a besugárzott nagyfrekvenciás jel hatására. Ezt a hatást használta fel Giaever a Josephson-váltakozóáram kimutatására. Az ő módszere azért közvetlenebb, mert az egyik átmenetben fellépő rezgés jelenlétét egy másik átmenetben mutatja ki. Ehhez egy olyan elrendezést készített, mely sematikusan az 5.1. ábrán látható.



5.1. ábra. Giaever elrendezése (1, 2 és 3 ónrétegek, a és b szigetelőrétegek.

Az a és b réteg vastagsága úgy van megválasztva, hogy 1 és 2 között Josephson-átmenet alakuljon ki, 2 és 3 között viszont Josephson-áram ne tudjon fellépni.)

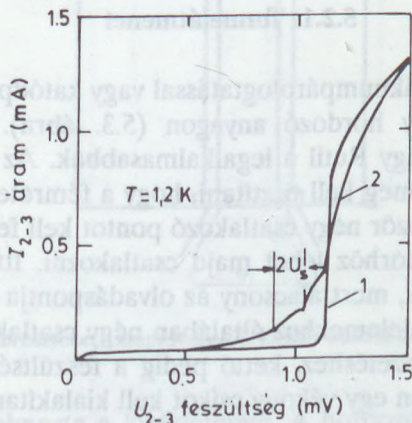
Az 1. és 2. ónréteg között nagyon vékony oxidréteg van, ezért ez az elrendezés egy Josephson-átmenetet alkot. Ezzel szemben a 2. és 3. ónréteg között olyan vastag oxidréteg van, hogy ott Josephson-hatás ne tudjon fellépni. A 2-3 átmeneten egy szokásos tunnelkarakterisztikát lehet mérni, ami az elektronvezetésnek felel meg, ha az 1-2 átmeneten nincs feszültség. Ez látható az 5.2. ábra 1 jelű görbéjén. A döntő kísérlet abból áll, hogy az 1-2 Josephson-átmenetre kicsiny U_s feszültséget kapcsolunk. Ha ebben az átmenetben változó áram keletkezik, akkor a viszonylag jó csatolás miatt a 2-3 karakterisztikában az ismert változásnak kell bekövetkeznie. Ezt a változást Giaever meg tudta figyelni. Az 5.2. ábra 2 jelű görbéje ezt a karakterisztikát mutatja. Az 1-2 átmeneten, mely a nagyfrekvenciás teret gerjesztette, ekkor $U_s = 0,055$ mV feszültség volt. Ennek megfelelő frekvencia:

$$\nu_J = \frac{2e}{h} U_s \approx 31 \text{ GHz.}$$

A karakterisztikán levő lépcsők távolsága pedig $2U_s$ kell legyen:

$$\Delta U_{2-3} = \frac{h\nu_J}{e} = 2U_s = 0,11 \text{ mV}.$$

A Giaever által megfigyelt karakterisztika lépcsői pontosan ekkorák voltak. [Megjegyezzük, hogy az (5.1) képletbe egyszeres elektron-töltést kellett beírni, mert itt a vezetést nem Cooper-párok, hanem elektronok végzik.]



5.2. ábra. Giaever elrendezésének 2-3 rétegére jellemző karakterisztikák:
a) nincs feszültség az 1-2 átmeneten, b) 0,055 mV feszültség van az 1-2 átmeneten

A Josephson-váltakozóáram közvetlen megfigyelése először egy szovjet [6] és egy amerikai [7] kutatócsoportnak sikerült úgy, hogy a teljesítményt egy nagyfrekvenciás tápvonalba csatolták ki. Nagyon nagy érzékenységet kellett elérni, kb. 10^{-11} W nagyságú teljesítményt kellett mérni. Az elért érzékenység azonban 10^{-16} W volt.

Mindezeket a kísérleteket csak 1960 után sikerült elvégezni. Akkor azonban teljesen igazolták az elmélet helyességét. Ily módon az elektronok Cooper-párokká való egyesülését és a köztük levő szigorú korrelációt egyaránt be lehetett bizonyítani.

5.2. A Josephson-átmenetek típusai

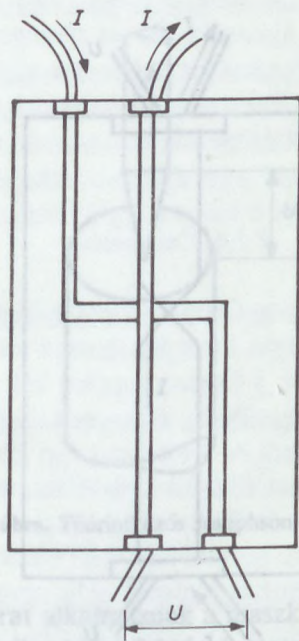
A Josephson-átmenet lényege két, egymással laza csatolásban levő szupravezető. A laza csatolás megvalósításának leggyakoribb módja valamilyen vékony szigetelő alkalmazása. Ez az ún. tunnellátmenet. A két szupravezető szétválasztása történhet más módon is, félvezetővel, normálvezetővel vagy igen vékony szupravezető csíkkal is. A következőkben ezeket vizsgáljuk meg röviden.

5.2.1. Tunnellátmenet

Tunnelelemet vákuumpárolgatással vagy katódporlasztással lehet előállítani egy hordozó anyagon (5.3. ábra). Erre a célra Corning-üvegek vagy Rutil a legalkalmasabbak. Az alapot először nagyon gondosan meg kell tisztítani, hogy a fémréteg jól tapadjon. Szokás szerint először négy csatlakozó pontot kell felvinni, melyekkel a külső áramkörhöz lehet majd csatlakozni. Itt legcélszerűbb indiumot használni, mert alacsony az olvadáspontja és jól tapad az üveghez. (A tunnelelemekhez általában négy csatlakozó szükséges, kettő az árambevezetéshez, kettő pedig a feszültségméréshez.) A következő lépésben egy vékony csíkot kell kialakítani szupravezető anyagból. Ez lehet ón, ólom vagy nióbbium. Ezt a csíkot oxidálni kell szobahőmérsékleten száraz levegőben vagy tiszta oxigénben. Magasabb hőmérséklettel gyorsítani lehet az oxidációt.

Amikor az oxidréteg már kb. 10^{-9} m vastag, akkor egy újabb szupravezető csíkot kell felpárolgatni az első csíkra keresztben. Ahol a két szupravezető egymás fölött fekszik, ott alakul ki a Josephson-átmenet. Minden csík mindkét végén csatlakozik egy-egy indiumkivezetéshez. Gyakran még védőréteget is tesznek a teljes elrendezésre. Szupravezető állapotban a négy kivezetés a mérőszonda szerepét játsza. A tunnellátmenet ellenállása szobahőmérsékleten 0,1 ohm nagyságrendben van. Az árameloszlástól függően néha még negatív ellenállást is lehet mérni. Alacsony hőmérsékleten az ellenállás értéke 10^{-3} – 1 ohm között fekszik.

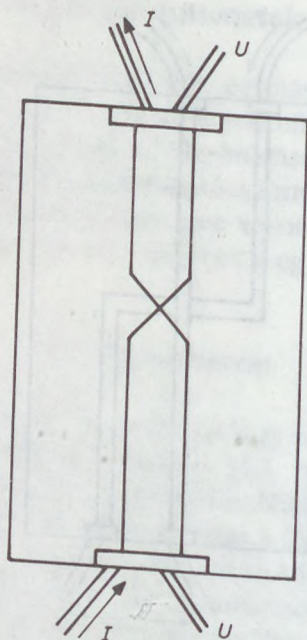
Az oxidréteg helyett normálvezetőt is lehet alkalmazni. Ezt a szupravezető/normálvezető/szupravezető szendvicsszerkezetet



5.3. ábra. Keresztezett szupravezetők között kialakított tunnelátmenet

Clarke [8] alkalmazta a kísérleteinél. A hordozó alaplemezre először egy szupravezetőt párologtatott (ólom, ón vagy indium). Erre párologtatott egy normálvezető (rendszerint réz-) réteget és erre keresztbe egy újabb szupravezető csíkot. A szupravezető csíkok szélessége kb. 0,2 mm volt és $5 \cdot 10^{-7}$ m vastagok voltak. A rézréteg vastagsága kb. 10^{-6} m.

Félvezető anyagok alkalmazásáról Giaever és Zeller [9] számolt be. Ők tulajdonképpen tiszta tunnelátmenetet csináltak, de az 1–2 nm vastag oxidréteg szélein kb. 5 nm mélységben félvezető alakult ki, pl. kadmium-szulfid.

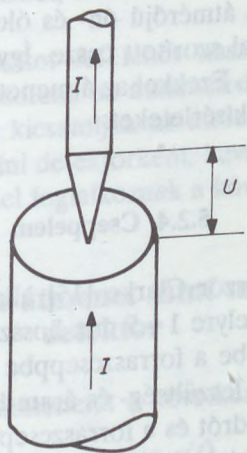


5.4. ábra. Elkeskenyített vékonyréteg-szupravezetőből kialakított tunnellrendezés (Dayem-híd)

5.2.2. Dayem-híd

Vékonyréteg-tunnelátmenetet Dayem [10] úgy alakított ki, hogy a szupravezetőnek különleges alakot adott (5.4. ábra).

A szupravezető csíkok közepén egy kb. 10^{-6} m vékony hidat képeztek ki. A rétegvastagság kb. 10^{-5} m volt. Ilyen keskeny csíkok kialakítása nagyon nehéz a párologtató maszk szélein fellépő árnyékhatás és fényelhajlás következtében. Ezért a maszkba egy műanyag szálat helyeztek, amit a hordozóra ráragasztottak. Ezután a szálat keresztben borotvapengével elvágták, és ott képződött a keskeny híd. Ezenkívül elektronsugaras trimmelő eljárást is alkalmaztak. Egy érdekes eljárást ismertetnek Gundlach és munkatársai



5.5. ábra. Túérintkezős Josephson-átmenet

[11], ahol lézersugarat alkalmaznak a maszk előállítására. Így sikerült nekik 10^{-6} m széles hidat felpárologtatni.

5.2.3. Túérintkezős átmenet

Josephson-átmenetként széles körben alkalmaznak túérintkezőt (5.5. ábra).

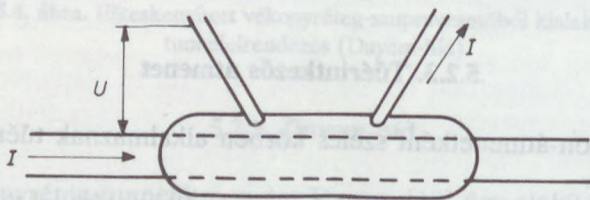
Ennek az az előnye, hogy a tűnyomás változtatásával a síkelektrodon levő oxidréteget többé vagy kevésbé lehet átszúrni. Ezáltal állítható a szupravezetők közti gyenge csatolás mértéke, és így egy egész sereg különböző karakterisztikát elő lehet állítani. Ezek a karakterisztikák a tunnelátmenet és a Dayem-híd karakterisztikái között lehetnek. A túérintkezés azonban nagyon érzékeny a rázkódásokkal szemben. Ezt a hibát megfelelő mechanikus felépítéssel és szerkezettel nagyban csökkenteni lehet. Ilyen megoldásokat ismeretnek Contaldo [12] és Kamper [13].

A túérintkezés egyik változatában egymásra keresztben fekvő oxidált drótokat használnak, melyeket egy ragasztócsepp segítsé-

gével tartanak egymással érintkezésben. Egy másik megoldásnál Clarke [14] kb. 1 mm átmérőjű ón- és ólomgolyókat alkalmazott, melyeket kis nyomással szorított össze. Így egy sereg pontérintkezést lehetett előállítani. Ezekkel az átmenetekkel a távoli infravörös tartományban végzett kísérleteket.

5.2.4. Cseppelem

A cseppelmet először Clarke [15] alkalmazta. Ez egy oxidált nióbiumdrótból áll, melyre 1–5 mm hosszú forraszcseppet helyeznek el (5.6. ábra). Ebbe a forraszcseppbe két rézdrótot helyeznek el, és így képezik ki a feszültség- és áram-hozzávezetéseket. A tunnellátmenet a nióbiumdrót és a forraszcsepp között képződik. Ilyen módon sokféle átmenetet sikerült kialakítani, melyek 7 K alatt már szupravezetők (Warren és Bader [16]). A tunnelem helyét gyakran úgy képezik ki, hogy borotvapengével bemetszik az oxidréteget. Így többszörös átmenetek is kialakíthatók egyetlen forraszcseppen belül.



5.6. ábra. Cseppelem, réz feszültségmérő szondákkal

A cseppelem egy ún. hidegforrasztási hely, melynek szobahőmérsékleten kb. 1 ohm ellenállása van. A gyakorlatban a csepp elem felét is lehet Josephson-átmenetként alkalmazni, ha szobahőmérsékleten megfelelő ellenállása van. Ezek az átmenettípusok a könnyű előállítási lehetőség miatt jól kezelhetők.

Valamennyi átmenet közül a tunnelem használható a legjobban, mert a legstabilabb megoldás. Kísérletek végzéséhez a tús átmenet is jó, mert könnyű előállítani, de nehéz a rendszert stabili-

zálni. A tú könnyen elmozdul, eltörik és akkor mindent előlről kell kezdeni.

A Josephson-átmeneteket fel lehet használni oszcillátorként, amikor feszültséget kapcsolunk az átmenetre, és az annak megfelelő frekvenciájú rezgést kicsatoljuk az átmenetből. Az átmenetet fel lehet azonban használni detektorként, keverőként és parametrikus erősítőként is. Ezekkel foglalkoznak a következő alfejezetek.

5.3. A Josephson-átmenet mint mikrohullámú detektor

Az ideális Josephson-átmenetet a következő egyenletek jellemzik [17, 18]:

$$\begin{aligned} i(t) &= I_{\max} \sin \varphi(t), \\ \frac{\delta \varphi(t)}{\delta t} &= \frac{2e}{h} u(t). \end{aligned} \quad (5.6)$$

Véges hőmérsékletek mellett a szupravezetőben a szupravezetési áram mellett normál áram is fellép. Ez a normál áram disszipatív jellegű, és hatására az átmeneten feszültség jelenik meg. Túérintkezés átmenet esetén ez a normál áram már nagyon kis feszültségnél fellép, és arányos a feszültséggel, mintha az átmenettel párhuzamosan egy lineáris ohmos ellenállás is volna.

Vizsgáljuk azt az esetet, amikor a Josephson-átmeneten az egyenfeszültségen kívül egy ω_1 frekvenciájú mikrohullámú feszültség is van. A feszültség ekkor a következőképpen írható fel:

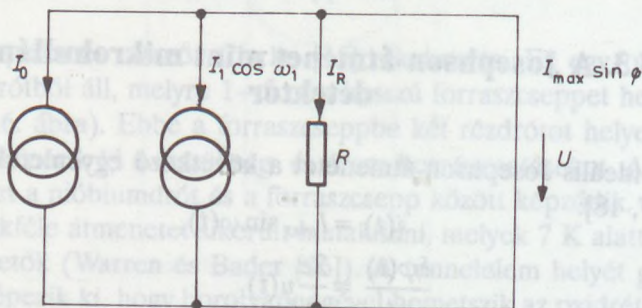
$$u(t) = U_0 + U_1 \cos \omega_1 t. \quad (5.7)$$

Az átmeneten folyó áram ekkor [19] szerint:

$$i(t) = I_{\max} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \left(\frac{2eU_1}{h\omega_1} \right) \sin[(\omega_0 + n\omega_1)t + \varphi_0], \quad (5.8)$$

ahol $\omega_0 = \frac{2e}{h} U_0$ és J_n a közönséges n -ed rendű Bessel-függvény. Ha az U_0 feszültség $n \frac{h\omega_1}{2e}$ értékeket vesz fel, akkor az áramnak

egyenáramú komponensei is lesznek, melyek az U_1/U_0 -tól a Bessel-függvény szerint függenek. Ezek a diszkrét U_0 értékeknél fellépő egyenáramú komponensek hozzáadódnak az átmenet egyenáramú karakterisztikájához és lépcsőket képeznek az áram értékében. Ennek a lépcsőzött áram–feszültség karakterisztikának a meghatározására alkalmazzunk egy egyszerű helyettesítő képet.



5.7. ábra. A vizsgálandó helyettesítő kép, mely tartalmazza a Josephson-átmenetet, a túlérintkező veszteségi ellenállását és két áramgenerátort

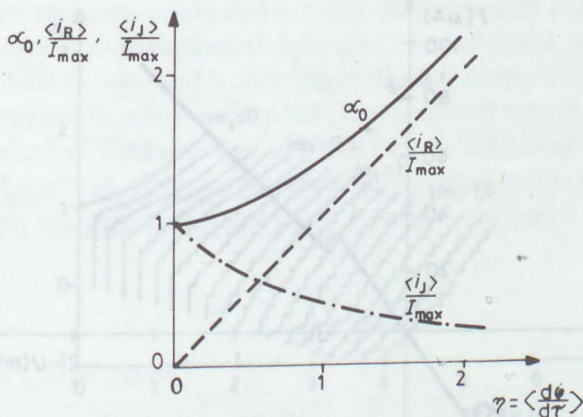
Az 5.7. ábra mutatja a vizsgálandó helyettesítő képet. A Josephson-átmenettel párhuzamosan van az R veszteségi ellenállás. Egy áramforrás szolgáltatja az I_0 áramot. A mikrohullámú teret az I_1 amplitúdójú áramgenerátor jelképezi. Erre a kapcsolásra érvényes a következő egyenlet:

$$I_0 + I_1 \cos \omega_1 t = \frac{1}{R} u(t) + I_{\max} \sin \varphi(t). \quad (5.9)$$

Vezessük be a következő normalizált értékeket:

$$\alpha_0 = \frac{I_0}{I_{\max}}, \quad \alpha_1 = \frac{I_1}{I_{\max}}, \quad \Omega = \frac{2e}{h} R I_{\max}, \quad (5.10)$$

$$\xi_1 = \frac{\omega_1}{\Omega}, \quad \tau = \Omega t, \quad (5.11)$$

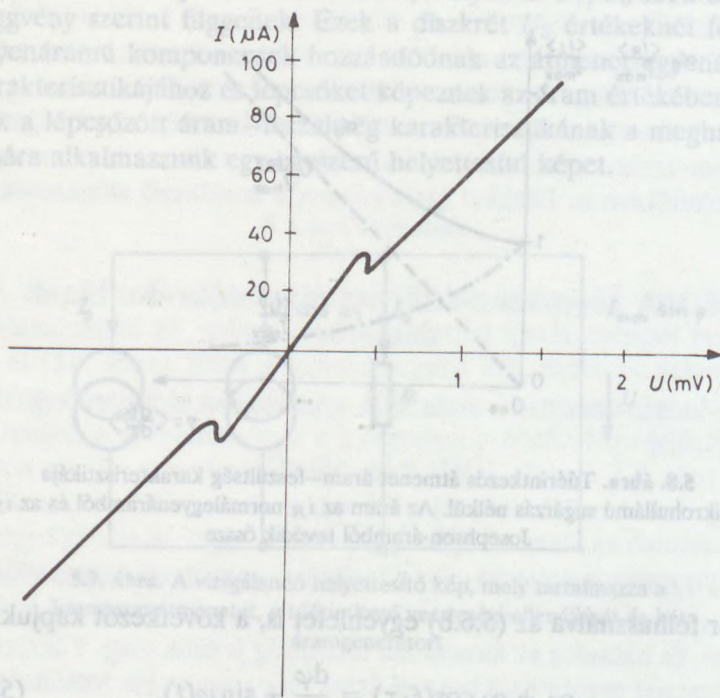


5.8. ábra. Túérintkezős átmenet áram–feszültség karakterisztikája mikrohullámú sugárzás nélkül. Az áram az i_R normálegyenáramból és az i_J Josephson-áramból tevődik össze

akkor felhasználva az (5.6.b) egyenletet is, a következőt kapjuk:

$$\alpha_0 + \alpha_1 \cos(\xi_1 \tau) = \frac{d\varphi}{dt} + \sin \varphi(t). \quad (5.12)$$

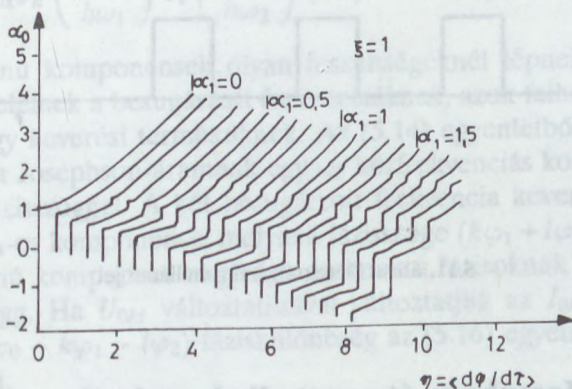
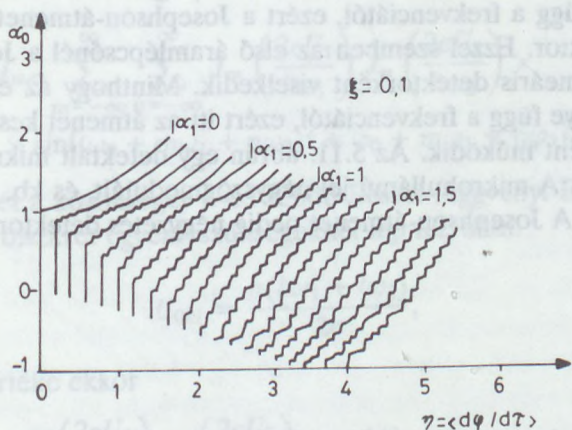
Mikrohullámú jel nélkül ($\alpha_1 = 0$) az egyenáram két komponensből tevődik össze, abból, amely közvetlenül az R veszteségi ellenálláson folyik, és a Josephson-átmeneten folyó egyenáramból. Ez látható az 5.8. ábrán. Ez az ábra egy Josephson-átmenet tipikus áram–feszültség karakterisztikáját mutatja mikrohullámú besugárzás nélkül. Mindkét tengelyen normalizált értékek vannak feltüntetve az (5.6) és (5.10) egyenletek szerint. Egy Nb–Nb tűs átmenet ténylegesen mért karakterisztikája az 5.9. ábrán látható. Az adott összeállításban a függőleges lépték $20 \mu\text{A}/\text{osztás}$, a vízszintes lépték pedig $500 \mu\text{A}/\text{osztás}$. Az ábrán jól látható a feszültség hirtelen ugrása, amikor az áram túlhaladja az átmenet I_c kritikus értékét. Ez jellemző a tűs átmenetre. Az ábrából az is látszik, hogy a Josephson-átmenetnek nincs polaritása. Bármilyen irányú áramvezetés lehetséges. A meghajtó fűrészáram 0-ra szimmetrikus, ezért az ábrán pozitív és negatív irányban egyaránt látható egy-egy ugrás.



5.9. ábra. Nióbbium túérintkezős átmenet mért karakterisztikája

Abban az esetben, amikor mikrohullámú tér is kerül az átmenetre, az egyenáramú karakterisztikát számítógéppel célszerű számolni [20]. Az egyenáramú karakterisztika mikrohullámú tér jelenléte esetén α_1 -től és ξ_1 -től függ. ξ_1 értékét a besugárzott mikrohullámú jel frekvenciája, és a Josephson-átmenet maximális árama és veszteségi ellenállása szabja meg. A számítás eredménye az 5.10. ábrán látható, ahol két görbesereg van feltüntetve, $\xi_1 = 0,1$ és 1 esetére. Az áram értékében lépcsők jelentkeznek egymástól konstans távolságra levő értékeknél. A lépcsők nagysága a mikrohullámú jel teljesítményétől függ.

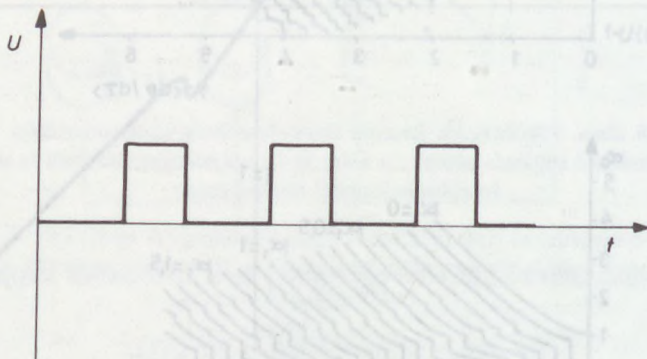
Az egyenáramú karakterisztika lépcsőzetessé válása teszi lehetővé, hogy a Josephson-átmenetet mikrohullámú detektorként alkalmazzuk. Detektorcélokra hídelemek és tűs átmenetek egyaránt jól



5.10. ábra. Egy Josephson-átmenet számított egyenáramú karakterisztikája párhuzamos veszteségi ellenállás esetén

alkalmazhatók, mert ezeknél az átmeneteknél az egyenáram monoton módon nő az egyenfeszültséggel, és sem instabilitások, sem hiszterézis nem lép fel. Nagyfokú érzékenységet kis ξ_1 értékeknél lehet elérni. A Bessel-függvények sorfejtéséből látható, hogy kicsiny α_1 esetén a nulladik áramlépcső négyzetesen, az első áramlépcső pedig lineárisan változik α_1 függvényében. Ezért kicsiny mikrohullámú jelek esetén a Josephson-átmenet a nulladik áramlépcsővel

négyszetes detektorként viselkedik. Minthogy a nulladik áramlépcső nem függ a frekvenciától, ezért a Josephson-átmenet itt széles sávú detektor. Ezzel szemben az első áramlépcsőnél a Josephson-átmenet lineáris detektorként viselkedik. Minthogy az első áramlépcső helye függ a frekvenciától, ezért itt az átmenet keskeny sávú detektorként működik. Az 5.11. ábrán egy detektált mikrohullámú jel látható. A mikrohullámú jel négyszögmodulált, és kb. -50 dBm nagyságú. A Josephson-átmenet pedig négyszetes detektor üzemben működik.



5.11. ábra. Detektált mikrohullámú jel

5.4. Josephson-átmenet alkalmazása keverőként

Nagyfokú nemlinearitásuk miatt a Josephson-átmenetek nagyon jól alkalmazhatók mikrohullámú keverőként. Az $i(t)$ áram és $u(t)$ feszültség közti kapcsolatot Josephson-átmenet esetén az (5.6) egyenletek írják le. Két mikrohullámú jel besugárzásakor az átmeneten az alábbi feszültség lép fel:

$$u(t) = U_0 + U_1(\cos \omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2), \quad (5.13)$$

ahol U_0 a rákapcsolt egyenfeszültség, U_1 , U_2 pedig az ω_1 és ω_2 körfrekvenciájú váltakozó áram amplitúdói. Az (5.6) és (5.13) egyenle-

tekből az áram értéke [21]:

$$i(t) = I_{\max} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_m \left(\frac{2eU_1}{\hbar\omega_1} \right) J_n \left(\frac{2eU_2}{\hbar\omega_2} \right) \times \sin[(\omega_0 + m\omega_1 + n\omega_2)t + \varphi_0 + m\varphi_1 + n\varphi_2]. \quad (5.14)$$

Itt J_n ismét a közönséges n -ed rendű Bessel-függvény. Egyenáram azoknál a diszkrét egyenfeszültségeknél lép fel, ahol:

$$U_{0kl} = \frac{\hbar(k\omega_1 + l\omega_2)}{2e}, \quad (5.15)$$

az áram értéke ekkor

$$I_{0kl} = I_{\max} J_k \left(\frac{2eU_1}{\hbar\omega_1} \right) J_l \left(\frac{2eU_2}{\hbar\omega_2} \right) (-1)^{k+l} \times \sin(\varphi_0 - k\varphi_1 - l\varphi_2). \quad (5.16)$$

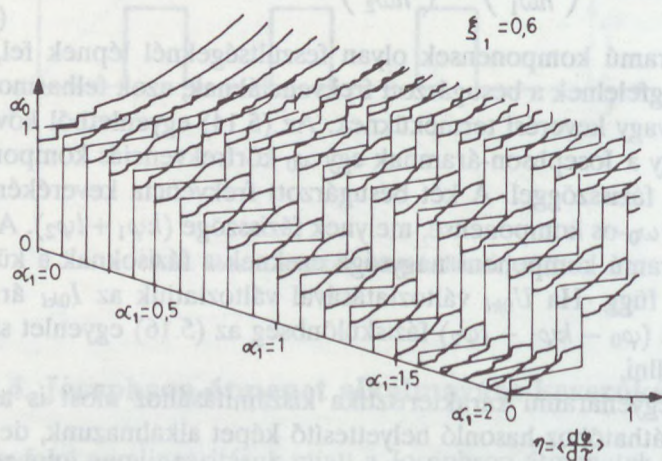
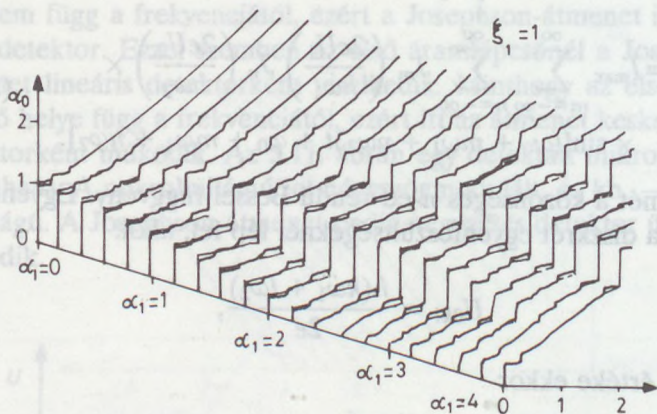
Egyenáramú komponensek olyan feszültségeknél lépnek fel, melyek megfelelnek a besugárzott frekvenciáknak, azok felharmonikusainak vagy keverési terméküknek. Az (5.14) egyenletből következik, hogy a Josephson-áramnak egy ω_0 körfrekvenciás komponense van, φ_0 fázisszöggel. A két besugárzott frekvencia keverékének is van egy ω_0 -os komponense, melynek fázisszöge $(k\varphi_1 + l\varphi_2)$. Az I_{0kl} egyenáramú komponens nagysága ezeknek a fázisoknak a különbségétől függ. Ha U_{0kl} változtatásával változtatjuk az I_{0kl} áramot, akkor a $(\varphi_0 - k\varphi_1 - l\varphi_2)$ fáziskülönbség az (5.16) egyenlet szerint fog beállni.

Az egyenáramú karakterisztika kiszámításához most is az 5.7. ábrán láthatóhoz hasonló helyettesítő képet alkalmazunk, de most két váltakozó áramú generátor szerepel, melyek amplitúdója I_1 és I_2 és körfrekvenciája ω_1 és ω_2 . A teljes áram értéke ezért a Josephson-áramnak és a normál áramnak az összege:

$$I_0 + I_1 \cos \omega_1 t + I_2 \cos \omega_2 t = \frac{1}{R} u(t) + I_{\max} \sin \varphi(t). \quad (5.17)$$

Alkalmazzuk az (5.10) és (5.11) egyenletekkel megadott rövidítéseket, valamint az

$$\alpha_2 = \frac{I_c}{I_{\max}}, \quad \xi_2 = \frac{\omega_2}{\Omega} \quad (5.18)$$



5.12. ábra. Egyenáramú karakterisztika két mikrohullámú jel besugárzása esetén ($\xi_1 = 1$, illetve $0,6$; $\xi_2 = 0, 2$. Vékony vonalak esetén $\alpha_2 = 0$, vastag vonalak esetén $\alpha_2 = 0,25$)

egyszerűsítéseket, akkor az (5.17) egyenlet a következőképpen írható:

$$\alpha_0 + \alpha_1 \cos \xi_1 \tau + \alpha_2 \cos \xi_2 \tau = \frac{d\varphi}{d\tau} + \sin \varphi. \quad (5.19)$$

Az (5.19) egyenletet számítógéppel célszerű megoldani. Az így számított karakterisztikákat mutatja az 5.12. ábra. A karakterisztikákban egymásra van rajzolva két görbesereg, melyek egymástól a kisebb frekvenciás jel amplitúdójában különböznek. Vékony vonalak mutatják az $\alpha_2 = 0$ esetet, vastag vonalak pedig az $\alpha_2 = 0,25$ esetet. A két görbe közti különbség a ξ_1 normalizált frekvenciájú jel nagyságára jellemző. A görbék növekvő α_1 esetén ismételtlen megrajzolta a számítógép.

Ha csak egy jelet sugárzunk be, akkor $n \frac{h\omega_1}{2e}$ közökkel lépcsők jelennek meg a karakterisztikán. Ha egy második, ω_2 körfrekvenciás jel is van az átmeneten, akkor újabb lépcsők jelennek meg $n \frac{h\omega_2}{2e}$ távolságokban az előző lépcsőkhöz viszonyítva. Kis mikrohullámú teljesítmények és nagy frekvenciakülönbségek esetére ezek a lépcsők világosan elkülöníthetők. Nagy mikrohullámú teljesítmények esetén nagyon sok lépcső jelenik meg, melyek olyan sűrűn helyezkednek el, hogy egy folyamatos görbe hatását keltik. Ha α_1 sokkal nagyobb, mint α_2 , akkor az $n\xi_1$ értéknél levő lépcsők megmaradnak, viszont mások tűnnek el. A gyenge α_2 jelre vonatkozó detekciós érzékenység növekszik α_1 -gyel a magasabb n -értékek esetén. Mindebből az következik, hogy egy második besugárzott jel esetén a detekciós érzékenység növekszik, nagyobb egyenfeszültségek mellett. Azonos áramváltozásoknál nagyobb egyenfeszültség esetén lesz nagyobb a kimenő teljesítmény. A Josephson-átmenetben tulajdonképpen teljesítményátalakítás történik. A Josephson-átmenet által leadott vagy felvett teljesítményt legegyszerűbben a Manley–Rowe-egyenletekből lehet kiszámítani [22, 23]. Abban az esetben, ha a Josephson-átmenetre két független frekvencia jut, akkor ezek az egyenletek a következők:

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m P_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_2} = \frac{-k P_0}{k\omega_1 + l\omega_2},$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n P_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_2} = \frac{-l P_0}{k\omega_1 + l\omega_2},$$
(5.20)

ahol P_{mn} az $(m\omega_1 + n\omega_2)$ körfrekvencián az átmenetbe jutó valószínű teljesítmény, és P_0 az egyenáramú teljesítmény: $P_0 = U_{0kl} I_{0kl}$.

Az (5.13) egyenlet következtében az átmeneten levő feszültségnek az egyenkomponensen kívül csak két, ω_1 és ω_2 frekvenciás komponense van. Ezért az (5.20) egyenlet bal oldalán csak P_{10} és P_{01} teljesítmények lehetnek, és így azt kapjuk, hogy

$$\frac{P_{10}}{k\omega_1} = \frac{P_{01}}{l\omega_2} = -\frac{P_0}{k\omega_1 + l\omega_2}. \quad (5.21)$$

Az (5.21) egyenletből következik, hogy az átmenetbe jutó teljesítmények összegének zérust kell adniuk:

$$P_{10} + P_{01} + P_0 = 0.$$

Ha k és l azonos előjelű, akkor az ω_1 és ω_2 körfrekvenciás mikrohullámú teljesítmények egyformán vagy az átmenetbe, vagy onnan el haladnak. P_{10} és P_{01} úgy aránylanak egymáshoz, mint az ω_0 körfrekvencia komponensei: $k\omega_1$ és $l\omega_2$. Az egyenáramú teljesítmény ezzel szemben a mikrohullámú teljesítmények összegével egyenlő, de az ellenkező irányba folyik. Ha k és l ellenkező előjelű, akkor P_{10} és P_{01} előjele is ellenkező, minthogy a P_{10} és P_{01} teljesítmények aránya $k\omega_1 : l\omega_2$, egy fix érték, ezért az egyik jel változtatása esetén, megfelelő frekvenciaviszonyok mellett, a másik jel teljesítményfelvétele úgy változhat, hogy ott erősítés léphet fel. Ez teremti meg a parametrikus erősítés lehetőségét.

5.5. Parametrikus erősítés Josephson-átmenettel

Az (5.20) egyenletek kapcsán láttuk, hogy a Josephson-átmenet különböző frekvenciájú jelek között teljesítményátalakításra képes. Vagyis a nagy pumpteljesítmény egy részét hasznos jellé alakítja, és ezáltal erősítés lép fel a kívánt frekvencián. A teljesítményviszonyokat az (5.20) egyenletek adják meg.

Vizsgáljuk először azt az esetet, amikor a Josephson-átmenet nincs egyenfeszültségre kapcsolva, vagyis $P_0 = 0$. Legyen továbbá az átmenet úgy felépítve, hogy teljesítményátalakítás csak három frekvencia között jöheszen létre, a többi frekvencia legyen elnyomva. Legyen ez a három frekvencia: ω_j hasznos jel, az ω_p pumpjel és

az ω_k kimenőjel. Legyen közöttük az alábbi kapcsolat:

$$\omega_p > \omega_j, \quad \omega_k = \omega_j + \omega_p.$$

Ekkor az (5.20) egyenletekből a következőt kapjuk:

$$\frac{P_j}{\omega_j} = \frac{P_p}{\omega_p} = -\frac{P_k}{\omega_k}. \quad (5.22)$$

Ha ω_j és ω_p frekvenciájú jelteljesítményt adunk a reaktanciára, akkor ω_k frekvencián teljesítményt lehet kivenni. Ezen az elven működik az up-konverter. A parametrikus erősítőhöz ω_j körfrekvenciás hasznos jelet vezetünk P_j teljesítménnyel. A P_k kimenő teljesítményt nagyobb ω_k frekvencián kapjuk. Az ω_j és ω_k jelek amplitúdója azonban olyan kicsi, hogy közöttük lineáris kapcsolat áll fenn. A pumpjelnek ezzel szemben nagyon nagy az amplitúdója, és ez végzi a nemlineáris reaktancia időbeli változtatását.

Legyen a következőben $\omega_{kl} = \omega_p - \omega_j$, akkor az (5.20) egyenletekből a következő adódik:

$$-\frac{P_j}{\omega_j} = \frac{P_p}{\omega_p} = -\frac{P_{kl}}{\omega_{kl}}. \quad (5.23)$$

Ha a reaktanciához ω_p pumpjelet vezetünk, akkor ω_j -n és ω_{kl} -en teljesítményt tud leadni. Stabil üzemben csak akkor következik be teljesítménycsere, ha a reaktanciához ω_j jelet vezetünk. Minthogy az (5.23) egyenletben P_j -nek negatív előjele van, ezért az ω_j körfrekvencián nagyobb jel fog reflektálódni, mint amekkorát bevezettünk. Ezért erősítést lehet elérni akár az ω_j , akár az ω_{kl} frekvencián.

Vizsgáljuk végül azt az esetet, amikor a Josephson-átmenetre egyenfeszültséget is kapcsolunk, és ezáltal az átmenetre valamekkora egyenáramú teljesítményt is juttatunk. Minthogy a Josephson-átmenet nemcsak egy nemlineáris, veszteségmentes induktivitás, hanem egyenfeszültség rákapcsolása esetén még mikrohullámú generátor is, ezért a Josephson-átmenettel olyan parametrikus erősítőt lehet megvalósítani, ahol a pumpenergia az egyenfeszültségből származik. Legyen egy Josephson-átmenet egy áramkörbe úgy beépítve, hogy az ω_1 és ω_2 , valamint $m\omega_1 + n\omega_2$ frekvenciák között

teljesítménycsere legyen lehetséges. Legyen továbbá a Josephson-átmenetre U_0 egyenfeszültség kapcsolva, ahol az ennek megfelelő frekvencia az ω_1 és ω_2 frekvenciák valamilyen kombinációja:

$$\omega_0 = k\omega_1 + l\omega_2, \quad (5.24)$$

akkor ennek az esetnek az (5.21) egyenlet felel meg. Vagyis a P_0 egyenáramú teljesítmény ugyanúgy kezelhető, mint az ω pumpfrekvenciás teljesítmény, a teljesítménycsere akkor is be tud következni. Így tehát lehetőség nyílt egy egyenáramú pumpálású parametrikus erősítő megvalósítására.

Mint hogy a nemlineáris, veszteségmentes reaktanciák zajt nem termelnek, ezért a parametrikus erősítők nagyon kis zajúak. Járu-lékos zajt csak a segédáramkörök és a pumposzcillátor termelnek. Ezeket a zajhozzájárulásokat azonban alacsony szinten lehet tartani, ha a segédköröket vagy az egész erősítőt hűtjük, és a pumposzcillátort nagyon zajszegénnyé tesszük.

A Josephson-átmenet elvének, gyakorlati megvalósíthatóságának és alkalmazási módjainak megismerése után nézzük meg, hogy milyen eredményeket lehet elérni tényleges vevők megépítésekor.

5.6. 10 GHz alatti vevőkészülékek

A 10 GHz alatti frekvenciasávban elért legjobb eredményekről ad áttekintést az 5.1. táblázat. Bár ezeknek a frekvenciasávja a legkisebb, mégis csak viszonylag későn, 1977-ben sikerült az első eredményekről beszámolni. Ennek legfőbb oka az, hogy a Josephson-átmenet nagyobb frekvencián működik, és ezért az első eredmények is ott születtek.

A legelső eredményről Vystavkin és munkatársai [24] számolnak be a volt Szovjetunió Tudományos Akadémiájának Rádiótechnikai és Elektronikai Intézetéből, együttműködve a Moszkvai Állami Egyetem Fizika Tanszékével. Kísérleteikhez Nb-Ta tús átmenetet használtak. A karakterisztika negatív ellenállású szakaszát használták fel parametrikus erősítő készítésére. A pumpteljesítményt is maga az átmenet állította elő. Az átmenetet magában foglaló sze-

5.1. táblázat. 10 GHz alatti frekvenciasávban elért eredmények

Szerző	Környezeti hőmérséklet [K]	Frekvencia [GHz]	Zajhőmérséklet [K]
[24] Vystavkin (1977)*	4,2	9	210
[25] Wahlsten (1978)*	4,2	10	30
[26] McColl (1977)**	1,2	9	6
[27] Rudner (1979)	4,2	9	40
[28] Calander (1981)*	4,2	10	20

* parametrikus erősítő

** Schottky-diódás keverő

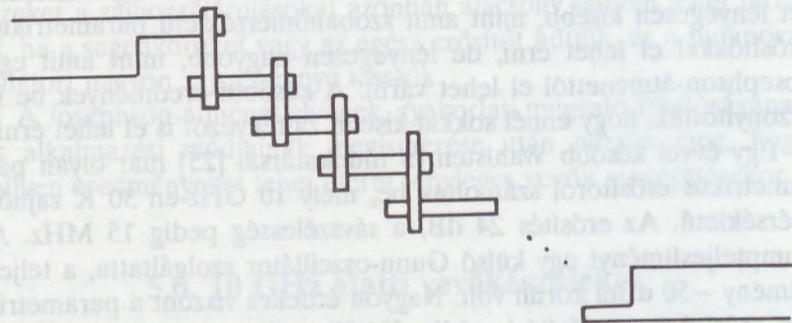
relvényt folyékony héliumba mártva hűtötték le 4,2 K-re. Az így elkészített erősítő 9,37 GHz-en működött és 20 dB-t erősített. Sáv-szélessége 8 MHz és zajhőmérséklete 210 K. Ez a zajhőmérséklet lényegesen kisebb, mint amit szobahőmérsékletű parametrikus erősítőkkel el lehet érni, de lényegesen nagyobb, mint amit egy Josephson-átmenettől el lehet várni. A későbbi eredmények be is bizonyították, hogy ennél sokkal kisebb zajtényezőt is el lehet érni.

Egy évvel később Wahlsten és munkatársai [25] már olyan parametrikus erősítőről számoltak be, mely 10 GHz-en 30 K zajhőmérsékletű. Az erősítés 24 dB, a sáv-szélesség pedig 15 MHz. A pumpateljesítményt egy külső Gunn-oszcillátor szolgáltatta, a teljesítmény -50 dBm körüli volt. Nagyon érdekes viszont a parametrikus erősítő megvalósítási módja. Kétféle változatban 10, illetve 40 Josephson-átmenet van sorba kapcsolva, és ezek végül is mikrohullámú szalagvonalba vannak beiktatva. Minden elemi átmenet tunnel típusú, melyet ólom/ólom-oxid/ólom rétegek alkotnak. A rétegeket katódporlasztással vitték fel, a rétegvastagság 0,2–0,3 μm . Az átmeneteket kétféleképpen rendezték el, ami az 5.13. ábrán látható. Az a. ábra szerinti megoldásnál összesen 10 db átmenet van sorba kötve, melyek felülete $30 \times 30 \mu\text{m}$, és a teljes hosszúság 0,8 mm. A b. ábra szerinti változatnál 40 db átmenet van sorba kötve, ezek felülete $8 \times 8 \mu\text{m}$, és a teljes hosszúság 1,8 mm. Ezek az átmenetek a hozzávezető szalagvonallal együtt 1×1 inch méretű Corning 7049 típusú, 0,8 mm vastag üveglemezen vannak kialakítva. Ezt a teljes áramkört védőtokkal együtt olyan hűtőgépbe helyezték,

melynél a hőmérséklet 1,5 és 10 K között változtatható. A legjobb eredményt a $30 \times 30 \mu\text{m}$ -es átmenetekkel érték el és a környezeti hőmérséklet nem volt kritikus, úgyhogy a folyékony hélium 4,2 K hőmérséklete teljesen megfelel, nincs szükség alacsonyabb hőmérsékletre.



a)



b)

5.13. ábra. Josephson-átmenetekből alkotott sorozatok

Három évvel később Calandernek és munkatársainak [28] még jobb eredményt sikerült elérniük. Ők is ólom/ólom-oxid/ólom felépítésű tunnelátmenetet alkalmaztak kb. $50 \mu\text{m}^2$ felülettel, és az átmenetet folyékony héliumba merítették (4,2 K). A tunnelátmenet felhasználásával olyan parametrikus erősítőt készítettek, mely 10 GHz környékén működött, az erősítése 8 dB volt, a zajhőmérséklet pedig 20 K. Az erősítő érdekessége, hogy a pumpteljesítményt maga a Josephson-átmenet szolgáltatta. Az erősítő széles sávú működése érdekében sorba kapcsolt ellenállásból és induktivitásból álló söntöt alkalmaztak, amivel egyúttal a munkaponti stabi-

litást is sikerült megnövelni. Érdemes megemlíteni, hogy Wahlsten [25], Calander [28] és az itt nem részletezett Rudner [27] mind a svédországi Chalmers Egyetem kutatói, akik a parametrikus erősítővel intenzíven foglalkoznak. Ez is a téma iránti széles körű érdeklődést bizonyítja.

Összehasonlításképpen álljanak itt McColl és munkatársainak [26] szuper-Schottky-diódás keveréssel elért eredményei. Az eredő zajhőmérséklet 6 K, ami lényegesen jobb, mint a Josephson-átmenettel készített parametrikus erősítők eredő zajhőmérséklete (5.1. táblázat). Meg kell azonban jegyezni, hogy azt a zajhőmérsékletet 1,2 K hőmérsékleten érte el, és a cikk tanúsága szerint a zajhőmérséklet a környezeti hőmérséklettel lineárisan nő, tehát a folyékony hélium 4,2 K hőmérsékletén még mindig jobb, mint a parametrikus erősítőké. A másik fontos dolog, hogy a Schottky-diódák legjobb alkalmazási területe a 10 GHz körüli frekvencia, a Josephson-átmenet pedig annál nagyobb frekvenciákon használható igazán jól. Ez látható a következő pontban.

5.7. 10 – 100 GHz tartományú vevők

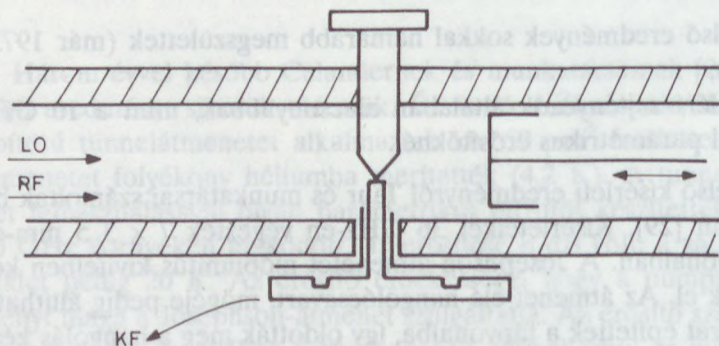
Ebben a tartományban a Josephson-átmenet alkalmazása egyértelműen jobb eredményt biztosít, mint a Schottky-dióda. A Josephson-átmenettel megvalósított keverők adatairól nyújt áttekintést az 5.2. táblázat. A táblázatból gyors áttekintéssel két dolog állapítható meg:

- az első eredmények sokkal hamarabb megszülettek (már 1973-ban);
- az elért zajtényezők általában alacsonyabbak, mint a 10 GHz alatti parametrikus erősítőknél.

Az első kísérleti eredményről Taur és munkatársai számoltak be 1973-ban [29]. Kísérleteiket 36 GHz-en végezték $7 \times 3,5$ mm-es csőtápvonalban. A Josephson-átmenetet nióbiumentűs kivitelben készítették el. Az átmenet elé hangolócsavart, mögéje pedig állítható rövidzárat építettek a tápvonalba, így oldották meg a hangolás kérdését. A kikevert középfrekvenciás jelet mikrohullámú fojtón ke-

Szerző	Környezeti hőmérséklet [K]	Frekvencia [GHz]	Zajhőmérséklet [K]
[29] Taur (1973)	8	36	300
[30] Taur (1974)	1,4	36	54
[31] Edrich (1976)	4,2	47	70
[32] Richards (1978)	1,5	36	14
[33] McGrath (1981)	1,5	36	15
[34] Smith (1981)	4,2	36	10
[35] Smith (1983)	4,2	36	33
[36] Slusky (1981)	1,6	14,4	48
		16,8	48
[37] Callegari (1981)	4,2	55	27
[38] Rudner (1981)	1,5	73,5	20
[39] Fujisawa (1984)	4,2	70	121

resztül vezették el, hogy a mikrohullámú jel ebbe az irányba ne szivároghasson el. Az elvi felépítést az 5.14. ábra mutatja. Ezzel a módszerrel több mint 100 MHz sávszélességet tudtak elérni. Helyi oszcillátorként külső jelforrást alkalmaztak, a jelet iránycsatolón keresztül csatolták be a tápvonalba. Az egész szerelvényt 8 K-re hűtötték és így 300 K zajhőmérsékletet sikerült elérniük. Különösen kiemelkedő eredménynek számít, hogy a keveréskor általában fellépő veszteség helyett 6 dB erősítést sikerült kimutatniuk. Ezt az



5.14. ábra. Taur kísérleti összeállítása 1973-ban

erősítést ítélték a legfontosabbnak, ezért is emelték ki cikkük címe-ként.

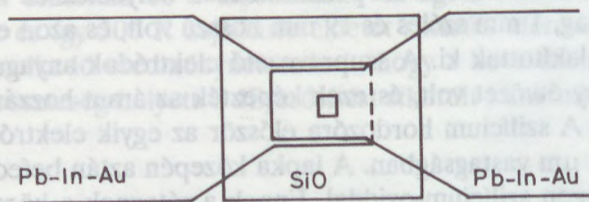
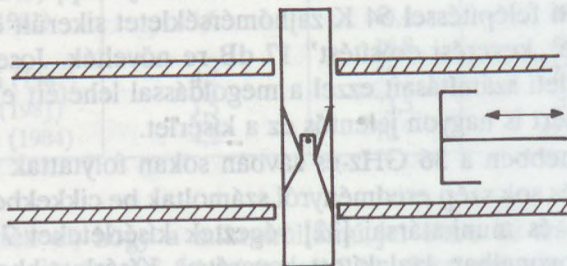
Alig egy évvel később ugyanez a szerzőhármás már új eredmény-ről számol be [30]. Kísérleteikben két lényeges változtatást eszköz-öltek:

- vanádiumtűt alkalmaztak nióbium helyett;
- a szerelvényt 1,4 K-re hűtötték (8 K helyett).

Ennek a két módosításnak az eredményeképpen ugyanezzel a szerkezeti felépítéssel 54 K zajhőmérsékletet sikerült elérniük, mi-közben a „keverési erősítést” 17 dB-re növelték. Josephson 1962. évi elméleti számításait ezzel a megoldással lehetett első ízben iga-zolni. Ezért is nagyon jelentős ez a kísérlet.

Ugyanebben a 36 GHz-es sávban sokan folytattak még kutató-munkát és sok szép eredményről számoltak be cikkekben. 1978-ban Richards és munkatársai [32] végeztek kísérleteket $7 \times 3,5$ mm-es csőtápvonalban kialakított keverővel. Kísérleteikhez vékonyré-teg-átmenetet használtak, amit szilíciumlapkára katódporlasztás-sal és oxidálással képeztek ki. A szilíciumlapkát a csőtápvonalban az elektromos erővonalakkal párhuzamosan helyezték el. A lapka 0,3 mm vastag, 1 mm széles és 19 mm hosszú volt, és azon egyetlen átmenetet alakítottak ki. A szupravezető elektródok anyaga ólom-indium-arany ötvözet volt, és ezek képezték az áram-hozzávető fe-lületeket is. A szilícium hordozóra először az egyik elektródot ké-pezték ki $41 \mu\text{m}$ vastagságban. A lapka közepén aztán befedték azt $45 \mu\text{m}$ vastagon szilícium-oxiddal. Ennek a rétegnek a közepét el-távolították olyan méretben, mint amekkorára az átmenet felületét ki akarták képezni. Ez a felület 2×2 és $4 \times 4 \mu\text{m}$ között változott. Végül felvitték a másik elektródot $50 \mu\text{m}$ vastagságban. A kísérle-ti elrendezés és az átmenet kialakítása az 5.15. ábrán látható. Az átmenet mögé állítható rövidzárat, eléje pedig hangoló csavart he-lyeztek el, hogy a mikrohullámú illesztést minél jobban meg lehes-sen valósítani. Az egész mikrohullámú rendszert 1,5 K hőmérsék-letre hűtötték le. A keverő kimenetéhez csatlakozó KF erősítő sa-ját zajhőmérséklete 50 K volt, frekvenciasávja pedig a 30–80 MHz tartományt fogta át. A keverő zajhőmérsékletét különböző méretű átmenetek esetén mérték. A legkisebb zajt $2 \times 2 \mu\text{m}$ méretű átme-

net esetén tapasztalták: 14 K-t, ennél nagyobb átmenetek esetén a zajhőmérséklet is nőtt: $4 \times 4 \mu\text{m}$ esetén 25 K-re. Mindenképpen jobbák ezek az eredmények, mint amit Taur el tudott érni (54 K), amiben a jobb technikai felkészültség, jobb KF erősítő és a speciális ólom-indium-arany átmenet játszották a fő szerepet. Még egy nagy előnye ennek a megoldásnak az, hogy a vékonyréteg-átmenet sokkal stabilabb, mint a tűs, ezért a kísérleteket könnyebben lehetett elvégezni és megismételni.



5.15. ábra. Richards-féle keverő elvi felépítése

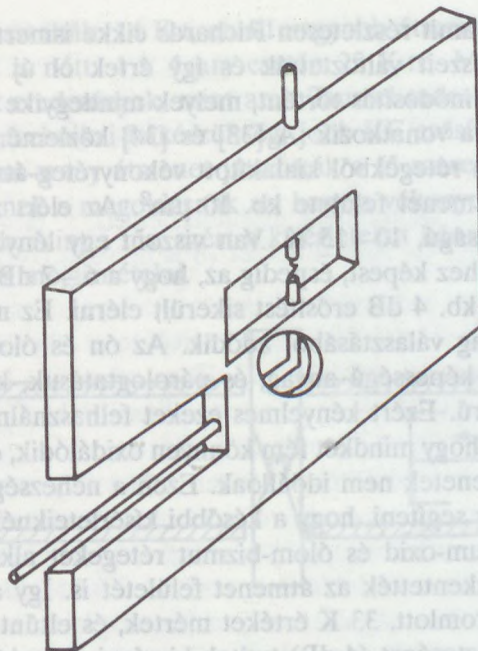
Lényegileg a 36 GHz körüli kísérleteket három helyen végezték, szoros együttműködésben:

- University of California, Berkeley;
- Yale University, New Haven;
- National Bureau of Standards, Boulder.

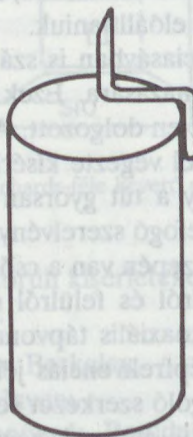
Az itt működő kutatócsoport a későbbiekben még többször publikált új eredményeket. Kísérleteikhez mindig ugyanazt a rendszert

alkalmazták, amit részletesen Richards cikke ismertet [32], de annak egyes részeit változtatták és így értek el új eredményeket. Két lényeges módosítás történt, melyek mindegyike az alkalmazott anyag típusára vonatkozik. A [33] és [34] közleményben egyaránt ón/ón-oxid/ón rétegekből kialakított vékonyréteg-átmenetet ismeretnek. Az átmenet felülete kb. $10 \mu\text{m}^2$. Az elért zajhőmérséklet hasonló nagyságú, 10–15 K. Van viszont egy lényeges eltérés az előző kísérlethez képest, éspedig az, hogy a 6–7 dB keverési veszteség helyett kb. 4 dB erősítést sikerült elérni. Ez nyilvánvalóan a másfajta anyag választásából adódik. Az ón és ólom egyaránt jó szupravezető képességű anyag, és párologtatásuk, katódporlasztásuk is egyszerű. Ezért kényelmes ezeket felhasználni. Nagy hátrányuk viszont, hogy mindkét fém könnyen oxidálódik, ezért a belőlük készített átmenetek nem időállóak. Ezen a nehézségen igyekeztek a szerzők úgy segíteni, hogy a későbbi kísérleteiknél más anyagot: indium-, indium-oxid és ólom-bizmut rétegeket alkalmaztak [35]. Némileg csökkentették az átmenet felületét is. Így az elért zajhőmérséklet is romlott, 33 K értéket mértek, és eltűnt az erősítés is, kis értékű veszteséget (4 dB) tudtak kimérni. A publikáció alapján az látszik, hogy ezeket a kísérleteket tovább folytatják, és fő céljuk különböző anyagok kipróbálása azonos mikrohullámú szerelvényben. A technológia fejlődésével várható, hogy jó minőségű és stabil átmeneteket sikerül majd előállítaniuk.

Más, nagyobb frekvenciasávban is számos kísérletet végeztek a Josephson-átmenet alkalmazására. Ezek közül legkorábbi Edrich kísérlete [31], aki 47 GHz-en dolgozott. A korai időpontnak (1976) megfelelően tús átmenettel végezte kísérleteit, de azonnal úgy készítette el keverőjét, hogy a tűt gyorsan lehessen cserélni benne. Ezért megtervezett egy befogó szerelvényt, mely az 5.16. ábrán látható, egy vastag lemez közepén van a csőtápvonal méretének megfelelő kivágás. Ebbe alulról és felülről egy-egy nióbiumrúd nyúlik be. Az alsó rúd egy koaxiális tápvonal belső vezetője, és ez a tápvonal biztosítja a középfrekvenciás jel elvezetését. A felső rúd magassága egy finomhangoló szerkezet segítségével állítható. Ezen van elhelyezve a nióbiumtű, melynek nagyított képe az 5.17. ábrán látható. A rúd végére $25 \mu\text{m}$ átmérőjű nióbiumhuzal van forrasztva, melyet kémiai maratással kihegyeznek. A hegy $1 \mu\text{m}$ átmérőjű



5.16. ábra. Edrich cserélhető keverő szerelvénye

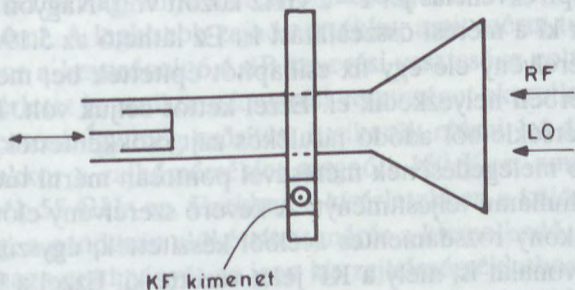


5.17. ábra. Nióbiumtű Josephson-átmenethez (a huzal átmérője $25\text{ }\mu\text{m}$, a csúcs $1\text{ }\mu\text{m}$ átmérőjű)

csúciban végződik. Ezt kell nekinyomni az alatta levő rúdhoz, ezért kell a nagyon precíz finommeghajtás. Ennek a megoldásnak számos előnye van:

- Az egész szerelvény a tápvonalrendszertől függetlenül elkészíthető, ezért többféle változatot is lehet előkészíteni.
- A tús átmenet anyaga könnyen változtatható, csak a szerelvényben levő rudak anyagát kell változtatni.
- A szerelvény a tápvonalrendszerben könnyen, gyorsan cserélhető, ezért csökkenthető a bemérési idő.
- A tús átmenet nagy mechanikai stabilitással rendelkezik, és a tápvonaltól függetlenül vizsgálható mechanikai szilárdság szempontjából. A szerelvényt hőtechnikailag is stabilizálni lehet.

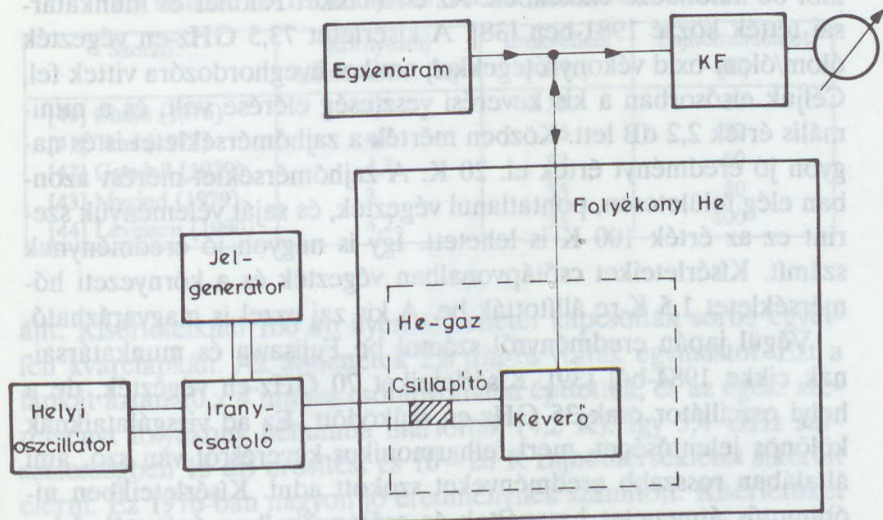
Az így elkészített szerelvényt csőtápvonalba kell iktatni. Erre a célra a tápvonalrendszert úgy kell kialakítani, hogy ez a lemezszerelvény közbeiktatható és ott szilárdan rögzíthető legyen. Az elvi elrendezést az 5.18. ábra mutatja. A keverő szerelvényre jobbról esik be mind a rádiófrekvenciás jel, mind a helyi oszcillátor jele. A rádiófrekvenciás jel rendszerint valamilyen antennára érkezik, ahonnan tápvonalon keresztül jut a keverőre. Ebbe a tápvonalszakaszba lehet becsatolni egy iránycsatlón keresztül a helyi oszcillátor jelét. A keverő mögött állítható rövidzár van, mellyel a mik-



5.18. ábra. Fix keverő szerelvény helye egy mérőrendszerben

rohullámú illesztést lehet biztosítani. Végül az egész tápvonalrendszer folyékony héliumba van merítve (4,2 K), amely hőmérsékleten a nióbbium szupravezetővé válik. Ezzel a megoldással Edrich igen jó eredményeket ért el. A zajhőmérséklet 70 K volt 47 GHz-en, és ezt az eredményt többször és biztonsággal el tudta érni, amiben nagyon nagy szerepe volt a nagy mechanikai szilárdságnak. A keverő rendszernek viszonylag nagy volt a vesztesége (12 dB), aminek egy része abból származott, hogy a keverőben levő állítható rövidzárat csak szobahőmérsékleten tudta beállítani, és nem volt rá módja, hogy a folyékony héliumba mártva utánhangolást eszközöljön.

1981-től több szerző számol be nagyobb frekvencián végzett kísérletekről. Callegari és Buhrman 55 GHz-en, Rudner és munkatársai 73,5 GHz-en, Fujisawa és munkatársai 70 GHz-en végeztek kísérleteket. Callegari és Buhrman [37] nióbbium/nióbbium-oxid/ólombizmut anyagokból készített vékonyréteg szerkezetű Josephson-átmenetet. Hordozóanyaguk kvarc volt, melyre katódporlasztással vitték fel a rétegeket. Az átmenet felülete $2 \times 4 \mu\text{m}$ volt. A mikrohullámú keverő szerelvényt $3,76 \times 1,88 \text{ mm}$ méretű csőtápvonalban alakították ki. A tápvonal kisebbik méretét lépcsős transzformátorral még tovább csökkentették, hogy az átmenet impedanciájához jobb illesztést kapjanak. Az átmenet mögé még állítható rövidzárat tettek, amivel a szerelvényt kismértékben hangolni lehetett. A középfrekvenciás kimenet felé mikrohullámú fojtókat építettek be, melyek kb. 4 GHz-ig engedték ki a jeleket, a nagyobb frekvenciájú mikrohullámú jelek szivárgását megakadályozták. A tényleges középfrekvenciás jel 1–2 GHz között volt. Nagyon gondosan alakították ki a mérési összeállítást is. Ez látható az 5.19. ábrán. A keverő szerelvény elé egy fix csillapítót építettek be, mely szintén a hűtött térben helyezkedik el. Ezzel kettős céljuk volt. Egyrészt a szobahőmérsékletből adódó járulékos zajt csökkentették, másrészt a csillapító melegedésének mérésével pontosan mérni tudták a beeső mikrohullámú teljesítményt. A keverő szerelvény előtti csőtápvonalat vékony rozsdamentes acélból készítették, úgyszintén a koaxiális tápvonalat is, mely a KF jelet vezette ki. Ezzel a hővezetést csökkentették jelentősen. A keverő szerelvényt és a fix csillapítót egy tartályba zárták, melyben héliumgáz volt, és az egész tartályt merítették folyékony héliumba, így biztosították a 4,2 K környezeti



5.19. ábra. Callegari mérési összeállítása

hőmérsékletet. A keverő bemenete elé 10 dB csatolású iránycsatolót tettek, ezen keresztül táplálták be a mérőjelet és a helyi oszcillátor jelét. A KF kimeneten keresztül juttatták be a Josephson-átmenet előfeszítését biztosító egyenáramot és egy elválasztó áramkörön keresztül vették ki a hasznos KF jelet. Ez utóbbit spektrum-analizátorral mérték. Ennek a szerkezetnek az igen gondos kivitelezésével sikerült nagyon jó mérési pontosságot és nagyon jó eredményeket elérni. A legkisebb zajhőmérséklet, amit mérni tudtak, 27 K volt. Ekkor a keverőnek 6,4 dB keverési vesztesége volt. Végeztek olyan kísérletet is, amikor a keverési veszteséget akarták minimálisra csökkenteni. Így még erősítést is sikerült elérni 1,4 dB nagyságban, de akkor a zajhőmérséklet megnőtt 150 K-re, ami még mindig jó érték 55 GHz-en. Ezekben a kísérletekben a különösen nagy pontosság, a gondosan előkészített mérés a kiemelkedő, ami meg is hozta a maga eredményét az igen kis zajhőmérsékletben.

A következő eredmény azért érdekes, mert egy svédországi kutatóhelyről származik (Chalmers University of Technology, Gothenburg). Az itt működő kutatócsoport sok érdekes eredményről szá-

mol be különböző cikkekben. Az első cikket Rudner és munkatársai tették közzé 1981-ben [38]. A kísérletet 73,5 GHz-en végezték ólom/ólom-oxid vékonyrétegekkel, amiket üveghordozóra vittek fel. Céljuk elsősorban a kis keverési veszteség elérése volt, és a minimális érték 2,2 dB lett. Közben mérték a zajhőmérsékletet is és nagyon jó eredményt értek el: 20 K. A zajhőmérséklet-mérést azonban elég felületesen, pontatlanul végezték, és saját véleményük szerint ez az érték 100 K is lehetett. Így is nagyon jó eredménynek számít. Kísérleteiket csőtápvonalban végezték és a környezeti hőmérsékletet 1,5 K-re állították be. A kis zaj ezzel is magyarázható.

Végül japán eredményről számol be Fujisawa és munkatársainak cikke 1984-ből [39]. Kísérleteiket 70 GHz-en végezték, de a helyi oszcillátor csak 35 GHz-en működött. Ez ad vizsgálataiknak különös jelentőséget, mert felharmonikus-keverésről van szó, ami általában rosszabb eredményeket szokott adni. Kísérleteikben nióbiuntűs átmenetet használtak és csőtápvonalban építették fel a szerelvényt. A kísérleti összeállítás a szokásos, az átmenet mögött állítható rövidzár van, és azzal hangolják a szerelvényt. A környezeti hőmérséklet 4,2 K. Cikkükben egy kísérletsorozatról számolnak be, ahol a legjobb eredmény 121 K volt, a legrosszabb 927 K. Eközben a keverési veszteség 5,7–11 dB között változott. Eredményeik azért különösen jelentősek, mert felharmonikus-keverést alkalmaztak.

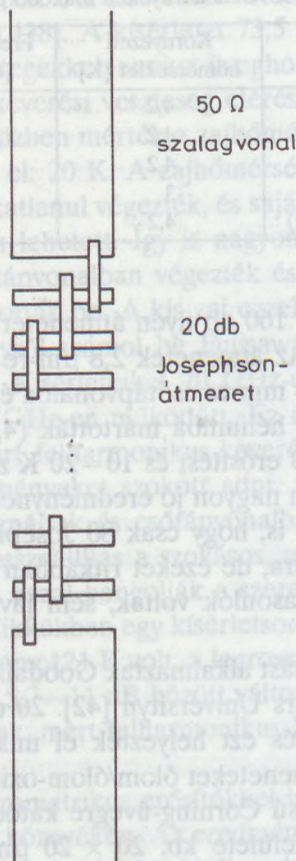
A keverőkön kívül parametrikus erősítőkkel is végeztek kísérletet, de kizárólag 35 GHz környékén. Az eredmények összefoglalása látható az 5.3. táblázatban. A kísérletekből az látszik, hogy lényegesen nehezebb kis zajhőmérsékletet biztosítani, és az eredmények sem olyan jók, mint keverők esetén. A táblázatban felsorolt eredmények közül kettőt célszerű kiemelni: Chiao eredményét 1976-ból, mely a legkorábbi és legjobb eredmény, és Goodall megoldását, mely átlagos zajhőmérsékletet eredményezett ugyan, de kivitelezésén egészen különleges. Mindkét erősítőnél több Josephson-átmenetet alkalmaztak sorba kötve. Chiao és Parrish 33 GHz-en végezte kísérleteit [40], és Dayem-híd-szerű megoldást alkalmaztak. 0,25 mm vastag kvarchordozóra 10 μm ónréteget vittek fel, és ebből maratással állították elő a vékony átmeneti réteget (ami a laza csatolást biztosítja). Az átmenet 1,2 μm széles és 0,5 μm hosszú darabból

5.3. táblázat. 35 GHz környékén működő parametrikus erősítők

Szerző	Környezeti hőmérséklet [K]	Frekvencia [GHz]	Zajhőmérséklet [K]
[40] Chiao (1976)	4,2	33	20
[41] Taur (1977)	4,2	36	50
[42] Goodall (1979)	4,2	33	60
[43] Mygind (1979)	3	35	50
[44] Levinsen (1980)	4,2	35	400

állt. Kísérleteiknél 160 db ilyen átmenetet kapcsoltak sorba egyetlen kvarclapkán. Az átmenetek $2,8 \mu\text{m}$ -re voltak egymástól. Ezt a lapkát aztán $10 \times 4 \text{ mm}$ -es csótápvonalba építették, és az egész szerelvényt folyékony héliumba mártották (4,2 K). Így 3,4 GHz sávzélességben 15 dB erősítést és 10–20 K zajhőmérsékletet sikerült elérni. Ez 1976-ban nagyon jó eredménynek számított. Kísérletüket megismételték úgy is, hogy csak 80 Josephson-átmenetet készítettek egy kvarclapkára, de ezeket ritkábban rakták. Az eredmények azonban nagyon hasonlóak voltak, sem javulást, sem romlást nem tapasztaltak.

Hasonló megoldást alkalmaztak Goodall és munkatársai Svédországban, a Chalmers Universityn [42]. 20 db Josephson-átmenetet kapcsoltak sorba, és ezt helyezték el mikrohullámú szalagvonal-áramkörbe. Az átmeneteket ólom/ólom-oxid/ólom vékonyréteg formájában 7059 típusú Corning-üvegre katódporlasztással vitték fel. Egy-egy átmenet felülete kb. $20 \times 20 \mu\text{m}$ volt. Az áramkör elvi felépítése az 5.20. ábrán látható. Ezzel a megoldással 30,6–38,3 GHz között hangolható erősítőt tudtak készíteni, melynek erősítése 20 dB, zajhőmérséklete pedig 60 K volt. Ezt a nagyon kis zajú előerősítőt beépítették egy 25 m-es mikrohullámú parabola-antennába úgy, hogy az állandó hűtésről is tudtak gondoskodni. A beépítés részletei láthatók az 5.21. és 5.22. ábrán. Egy hőszigetelt kettősfalú edény belsejében van a folyékony hélium, mely a 4,2 K hőmérsékletet biztosítja. Ennek az aljára van jó hővezető rendszerrel felerősítve a Josephson-átmeneteből felépített keverő. A venni kívánt jelek a primer sugárzó tölcsérantennáján keresztül érkeznek a keverőre, rövid úton, kis csillapítással. A kikevert középfrekvenci-

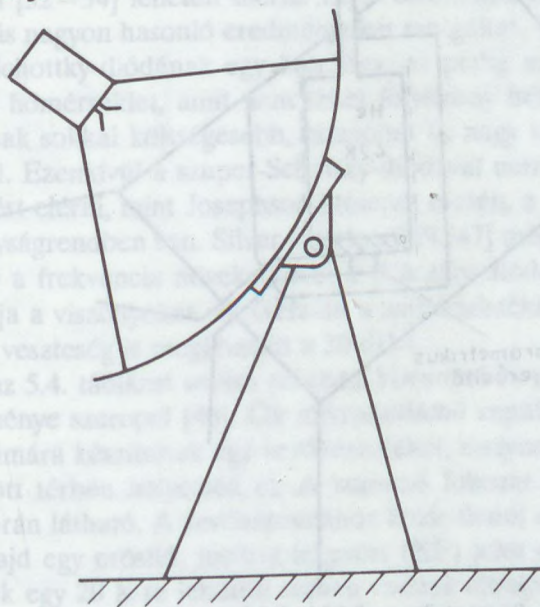


5.20. ábra. Sorba kapcsolt Josephson-átmenetek szalagvonalba iktatva

ás jel a primer sugárzó belsejében tovább van erősítve, hogy onnan el lehessen vezetni. Az elvezetés koaxiális kábelrel van megoldva a primer sugárzót tartó egyik láb mellett. Ennek a megoldásnak az a legfőbb előnye, hogy a keverő benne van az antennában, ezért a veszteségek minimálisra vannak csökkentve. Így tudták biztosítani a 60 K zajhőmérsékletet.

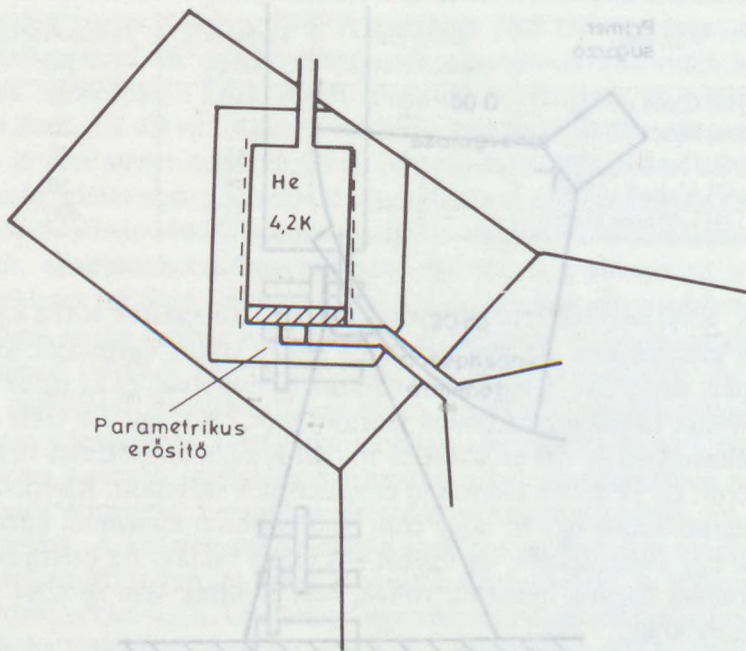
A Josephson-átmenetes eszközökön kívül a szuper-Schottky-diódás keverőkkel is igen jó eredményeket lehet elérni. Az 5.4. tábl-

Primer
sugárzó



5.21. ábra. Kis zajú erősítő helye egy rádióteleszkóp-antennában

lázatban erre látható néhány példa. A szuper-Schottky-dióda lényegileg szupravezető állapotig lehűtött Schottky-diódát jelent, melynél azonban az a minőségi változás következik be, hogy az elhanyagolható mértékű soros ellenállás mellett a kapacitás válik dominálónak. Ez szabja meg a működési frekvenciasávot is, ezért a Schottky-dióda inkább a kisebb frekvenciasávban használható, 100 GHz felett lényegesen romlik az elérhető zajhőmérséklet. Edrich 1977-ben parametrikus erősítőt épített Schottky-diódával, amit 18 K hőmérsékletre lehűtött [45]. Ezzel a megoldással 100 K zajhőmérsékletet sikerült elérni 47 GHz-en. Az erősítés 22 dB volt, ami szép eredmény. Edrich a kísérleteit 47 GHz-en végezte, mérési összeállítására erre a frekvenciára készült. Ez jó összehasonlítást tesz lehetővé egy másik publikációjával [31], ahol Josephson-keverővel 70 K zajhőmérsékletet sikerült elérni. A dióda befogó szerelvény is nagyon



5.22. ábra. Parametrikus erősítő beépítése az 5.21. ábrán látható sugárzó belsejében

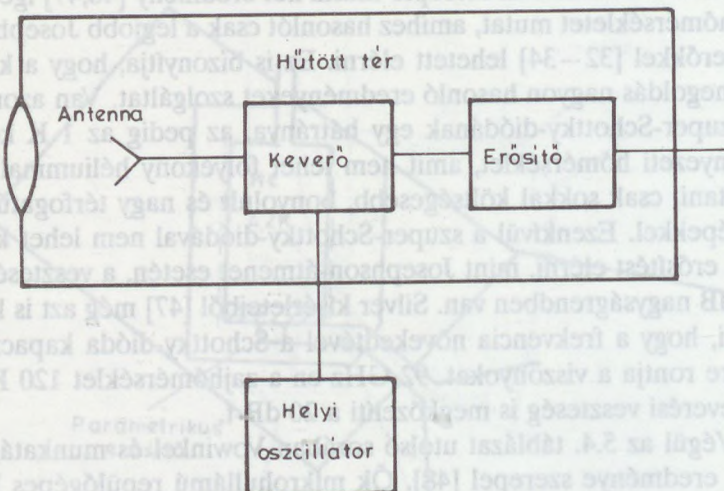
5.4. táblázat. 10 – 100 GHz frekvenciasávban működő Schottky-diódás keverők

Szerző	Környezeti hőmérséklet [K]	Frekvencia [GHz]	Zajhőmérséklet [K]
[45] Edrich (1977)	18	47	100
[46] McColl (1979)	1,2	30	6
[47] Silver (1981)	1	31	10
		92	120
[48] Vowinkel (1983)	20	88	210

hasonló a két esetben. Ha figyelembe vesszük, hogy a Josephson-átmenet hőmérséklete 4,2 K volt, a Schottky-diódásé pedig 18 K, akkor ez a két zajhőmérséklet azonos eredménynek számít.

Az 5.4. táblázatban szereplő másik két eredmény [46,47] igen kis zajhőmérsékletet mutat, amihez hasonlókat csak a legjobb Josephson-keverőkkel [32–34] lehetett elérni. Ez is bizonyítja, hogy a kétféle megoldás nagyon hasonló eredményeket szolgáltat. Van azonban a szuper-Schottky-diódának egy hátránya, az pedig az 1 K körüli környezeti hőmérséklet, amit nem lehet folyékony héliummal biztosítani, csak sokkal költségesebb, bonyolult és nagy térfogatú hűtőgépekkel. Ezenkívül a szuper-Schottky-diódával nem lehet keverési erősítést elérni, mint Josephson-átmenet esetén, a veszteség itt 10 dB nagyságrendben van. Silver kísérleteiből [47] még azt is lehet látni, hogy a frekvencia növekedtével a Schottky-dióda kapacitása egyre rontja a viszonyokat. 92 GHz-en a zajhőmérséklet 120 K, és a keverési veszteség is megközelíti a 20 dB-t.

Végül az 5.4. táblázat utolsó sorában Vowinkel és munkatársainak eredménye szerepel [48]. Ők mikrohullámú repülőgépes képalkotás számára készítettek egy vevőkészüléket, melynek első fokozatait hűtött térben helyezték el. A bemenő fokozat tömbvázlata az 5.23. ábrán látható. A vevőantennához közvetlenül csatlakozik a keverő, majd egy erősítő, mely a lekevert (KF) jelet erősíti. Ezek az egységek egy 20 K-re lehűtött térben vannak elhelyezve. A venni kívánt jel mikrohullámú dielektromos ablakon keresztül lép be a hűtött térben elhelyezett antennához. Ez azért van így megoldva, hogy az antenntápvonal ne okozzon hővezetést a hűtött tér felé. A keveréshez szükséges helyi oszcillátor a hűtött téren kívül helyezkedik el, és csőtápvonalban kialakított Gunn-diódás oszcillátorból áll. Ez az oszcillátor kb. 10 mW hasznos teljesítményt szolgáltat, ami éppen elég a keverő számára. A keverő csőtápvonalból van kialakítva, melybe Schottky-dióda van beépítve. A mikrohullámú vett jel és a helyi oszcillátor jele a diódára ellentétes irányokból, csőtápvonallal van odavezetve, a kikevert jel pedig koaxiális tápvonalon van elvezetve. A keverő utáni középfrekvenciás erősítő, amely két tranzisztoros erősítő kaszkádkapcsolásával van megvalósítva, 1,5–4 GHz frekvenciasávban működik, és kb. 24 dB erősítést biztosít. A középfrekvenciás erősítő saját zajhőmérséklete 35 K, ami a kis zajú tranzisztorok és a hűtött környezet eredménye. Ilyen gondos tervezéssel és kivitelezéssel sikerült elérni, hogy a vevő 88 GHz-en 210 K eredő zajhőmérsékletű, ami ezen a nagyfrekvencián jó



5.23. ábra. 88 GHz-es vevőkészülék bemenő fokozata

eredmény, de a Josephson-keverők minőségét természetesen nem éri el.

Látható, hogy 100 GHz felé közeledve a Schottky-diódás keverők zajtényezője egyre nő, és 100 GHz fölött már csak a Josephson-átmenettel lehet jó eredményt elérni. Erről lesz szó a következő pontban.

5.8. 100 GHz fölötti vevőkészülékek

100 GHz fölötti tartományban különösen jól használhatók a Josephson-átmenetek felhasználásával készült keverők. Az eddig elért eredményekről nyújt áttekintést az 5.5. táblázat. A táblázat első sorában egy parametrikus erősítő szerepel, amit Kuzmin és munkatársai [49] fejlesztették ki a volt Szovjetunióban. Az elért zajhőmérséklet igen jó érték. Ezen az egy kísérleten kívül azonban az összes többi eredmény úgy született, hogy a Josephson-átmenetet keverőnek használták fel [76].

5.5. táblázat. 100 GHz fölötti frekvenciasávban elért eredmények

Szerző	Környezeti hőmérséklet [K]	Frekvencia [GHz]	Zajhőmérséklet [K]
[49] Kuzmin (1979)	4,2	100	42
[50] D'Addario (1984)	4,2	105	38
[51] Taur (1978)	1,8	115	140
[52] Dolan (1978)	1,5	115	100
[53] Dolan (1981)	4,2	115	62
[54] Phillips (1981)	4,2	115	60
[55] Kerr (1981)	2	115	70
[56] Ohta (1983)	4,2	115	20
[57] Pan (1983)	4,2	115	20
[58] Feldruman (1983)	4,2	115	70
[59] Woody (1985)	4,5	115	70
[60] Büttgenbach (1988)	4,2	115	33
[61] Dyakov (1977)	4,2	127	$L = 4 \text{ dB}^*$
[62] Claassen (1978)	4,2	130	180
[63] Ablyazov (1983)	4,2	150	150
[54] Phillips (1981)	4,2	230	300
[64] Suttén (1983)	4,2	230	300
[60] Büttgenbach (1988)	4,2	230	116
[65] Danchi (1983)	1,4	246	24
[66] Edrich (1977)	4,2	300	220
[60] Büttgenbach (1988)	4,2	345	215
	4,2	525	470
[65] Danchi (1983)	1,4	604	60
[60] Büttgenbach (1988)	4,2	761	1100

* Csak a keverési veszteséget mérték, a zajhőmérsékletet nem

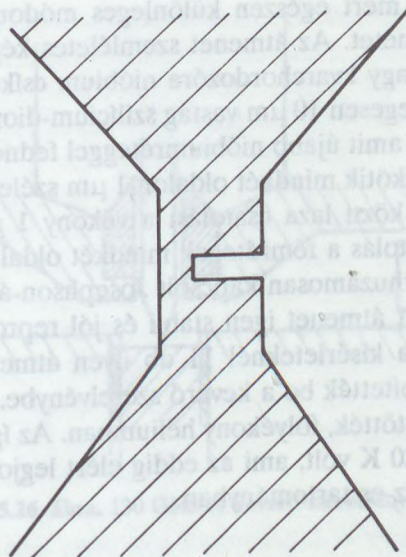
A táblázatból jól látható még, hogy a kísérletek zömét 100 GHz környékén végezték (115 GHz-en), és csak néhány eredmény van 300 GHz fölött. Ebből két dolgot lehet megállapítani:

- a Josephson-átmenet nagyon jól használható 115 GHz környékén, többeknek sikerült jó eredményt elérni;
- nagyon kevés laboratórium van felszerelve néhány száz GHz-es frekvenciasávra, amivel a kísérleteket egyáltalán el lehet kezdeni.

A következőkben a 115 GHz-es kísérletekből emelünk ki néhány

nyat, melyek különösen érdekes vagy jó eredményt mutatnak. A legelső eredményről Taur és Kerr számolnak be 1978-ban [51]. Kísérleteikhez nióbiiumtűs átmenetet használtak, de a tartósság érdekében a tűt helyzetében rögzítették valamilyen ragasztószerrel, így a kísérleteket meg lehetett ismételni. Hordozóként 8260 típusú Corning-üveget használtak, mert ennek hőtágulását tartották a legjobbnak. Ennek felületét $12\text{ }\mu\text{m}$ vastagon nióbiiummal vonták be, és hozzászorítottak egy $18\text{ }\mu\text{m}$ vastag nióbiumdrótot, melynek végét kémiaiilag kihegyezték. A tű csúcsának átmérője $0,25\text{ }\mu\text{m}$ -nél kisebb volt. A tűt úgy szorították a fóliához, hogy az átmenet ellenállása $20\text{--}30\text{ ohm}$ között legyen. Az így előkészített átmenetet $2,54 \times 1,27\text{ mm}$ méretű csőtápvonalba helyezték. Az átmenetnél a tápvonal magasságát $0,32\text{ mm}$ -re csökkentették, hogy jobb impedanciaillesztést kapjanak. Az átmenet mögé állítható rövidzárat tettek, amivel a szerelvényt hangolni lehetett. A szerelvényt folyékony héliumba helyezték, de annak hőmérsékletét hűtőgéppel $1,8\text{ K}$ -re csökkentették. A hővezetés csökkentése érdekében a csőtápvonal egy szakaszát rozsdamentes acélból készítették, és falát levékonyították. A középfrekvencia értéke $1,4\text{ GHz}$ volt, és különösen kis zajú KF erősítőt alkalmaztak. A hozzávezető csőtápvonal és koaxiális tápvonal csillapítását gondosan kimérték és ezzel az értékkel korrigálták a mért zajhőmérsékletet. Így sikerült elérni a 140 K zajhőmérsékletet. Nem sokkal a közleményük megjelenése előtt még jobb eredményt is sikerült elérniük, 120 K zajhőmérsékletet, miközben a keverési veszteség 0 dB -re csökkent. Ennek az eredménynek a részleteit azonban nem közölték.

A következő közlemények három évvel későbből, 1981-ből származnak. Az elért zajhőmérsékletek akkor már $60\text{--}70\text{ K}$ értékűek. Dolan [53] és Kerr [55] ólomötvözetből készült vékonyrétegátmenetet alkalmaztak kísérleteiknél. Az átmenetet csökkentett magasságú csőtápvonalban ($2 \times 0,35\text{ mm}$) helyezték el. Az ólomvékonyréteget szilíciumlapkára katódporlasztással vitték fel. A lapka vastagsága $0,1\text{ mm}$ volt, hossza $2,5\text{ mm}$, szélessége pedig $0,4\text{ mm}$. Az átmenet mindkét oldalán mikrohullámú fojtókat alakítottak ki a szivárgás csökkentésére, és a tápvonalba állítható rövidzárat építettek, amivel a szerelvényt ki lehetett hangolni. Az egész szerelvényt



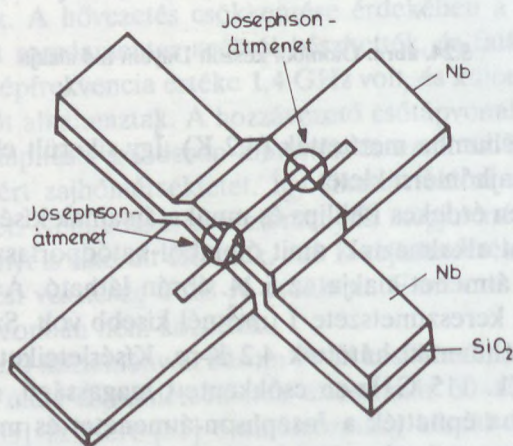
5.24. ábra. Ólomból készült Dayem-híd alakja

folyékony héliumba merítették (4,2 K). Így sikerült elérni 62 K, illetve 70 K zajhőmérsékletet.

Különösen érdekes Phillips és munkatársainak kísérlete [54]. Ők Dayem-hidat alkalmaztak, amit ólomból katódporlasztással állítottak elő. Az átmenet alakja az 5.24. ábrán látható. A középső csatoló szakasz keresztmetszete $1 \mu\text{m}^2$ -nél kisebb volt. Szerelvényüket folyékony héliummal hűtötték 4,2 K-re. Kísérleteiket két frekvencián végezték. 115 GHz-en csökkentett magasságú, négyzetes csőtápvonalba építették a Josephson-átmenetet és mögéje állítható rövidzárat tettek. Az elért legkisebb zajhőmérséklet 60 K volt. Végeztek kísérletet 230 GHz-en is, ahol többmódusú hengeres csőtápvonalat alkalmaztak. Az ekkor elért legkisebb zajhőmérséklet 300 K volt. Végeztek még kísérletet több átmenet sorba kapcsolásával is, de a hozzávezetések induktivitása miatt nem kaptak jobb eredményt.

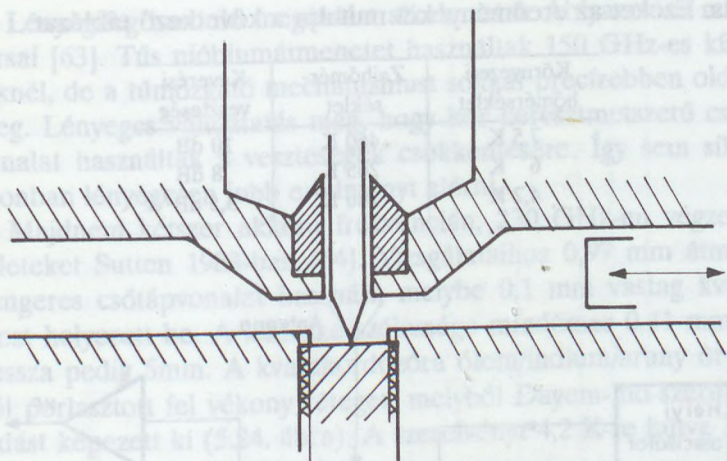
Lényegesen jobb eredményt csak két évvel később sikerült elérni [56, 57]. Ezek közül különösen Ohta és munkatársai [56] ered-

ménye érdekes, mert egészen különleges módon készítették el a Josephson-átmenetet. Az átmenet szemléletes képe az 5.25. ábrán látható. Üveg- vagy kvarchordozóra nióbbium csíkot párologtatnak, majd erre merőlegesen $10\text{ }\mu\text{m}$ vastag szilícium-dioxid szigetelő réteget képeznek ki, amit újabb nióbbiumréteggel fednek le. Végül a két fémréteget összekötik mindkét oldalon $1\text{ }\mu\text{m}$ széles nióbbiumcsíkkal. A két fémréteg közti laza csatolást a vékony $1\text{ }\mu\text{m}$ -es csík képezi. Ilyen laza csatolás a fémrétegek mindkét oldalán létrejön, ezért végül is 2 db párhuzamosan kapcsolt Josephson-átmenet jött létre. Az így kialakított átmenet igen stabil és jól reprodukálható. Ohta és munkatársai a kísérleteknél 11 db ilyen átmenetet sorba kapcsoltak, és ezt építették be a keverő szerelvénybe. Az egész szerelvényt $4,2\text{ K}$ -re hűtötték, folyékony héliumban. Az így elért legkisebb zajhőmérséklet 20 K volt, ami az eddig elért legjobb eredménynek számít a 115 GHz -es tartományban.



5.25. ábra. Párhuzamos Josephson-átmenetek

Ennél nagyobb frekvenciasávban az első kísérletet Dyakov és munkatársai végezték [61]. Kísérleteiket 127 GHz -en végezték, nióbbiumtűs átmenettel, amit folyékony héliumban hűtöttek le szupravezető állapotig. Céljuk elsősorban a kis keverési veszteség elérése



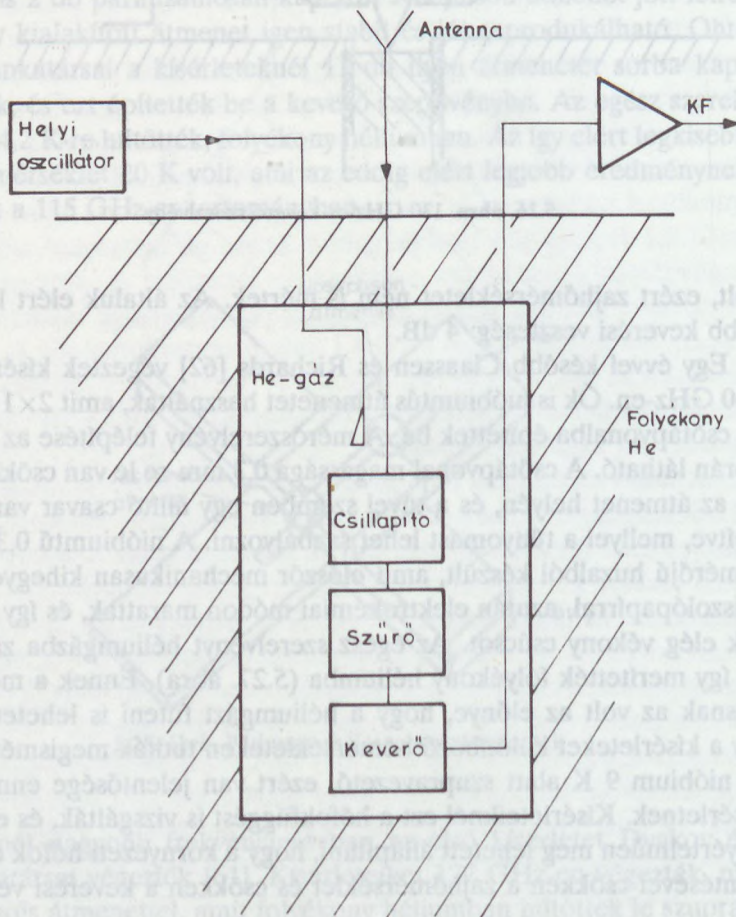
5.26. ábra. 130 GHz-es keverő szerelvény

volt, ezért zajhőmérsékletet nem is mértek. Az általuk elért legkisebb keverési veszteség: 4 dB.

Egy évvel később Claassen és Richards [62] végeztek kísérletet 130 GHz-en. Ők is nióbbiumtűs átmenetet használtak, amit 2×1 mm-es csőtápvonalba építettek be. A mérőszelvény felépítése az 5.26. ábrán látható. A csőtápvonal magassága 0,3 mm-re le van csökkentve az átmenet helyén, és a túvel szemben egy állító csavar van beépítve, mellyel a tűnyomást lehet szabályozni. A nióbbiumtű 0,3 mm átmérőjű huzalból készült, amit először mechanikusan kihegyeztek csiszolópapírral, azután elektrokémiai módon marattak, és így kaptak elég vékony csúcsot. Az egész szerelvényt héliumgázba zárták és így merítették folyékony héliumba (5.27. ábra). Ennek a megoldásnak az volt az előnye, hogy a héliumgázt fűteni is lehetett, és így a kísérleteket különböző hőmérsékleteken tudták megismételni. A nióbbium 9 K alatt szupravezető, ezért van jelentősége ennek a kísérletnek. Kísérleteiknél ezt a hőfokfüggést is vizsgálták, és ebből egyértelműen meg lehetett állapítani, hogy a környezeti hőfok csökkentésével csökken a zajhőmérséklet és csökken a keverési veszteség.

ség is. Ezeket az eredményeket mutatja a következő táblázat:

Környezeti hőmérséklet	Zajhőmér- séklet	Keverési veszteség
7,5 K	460 K	10 dB
6 K	265 K	8 dB
4,2 K	180 K	3,5 dB

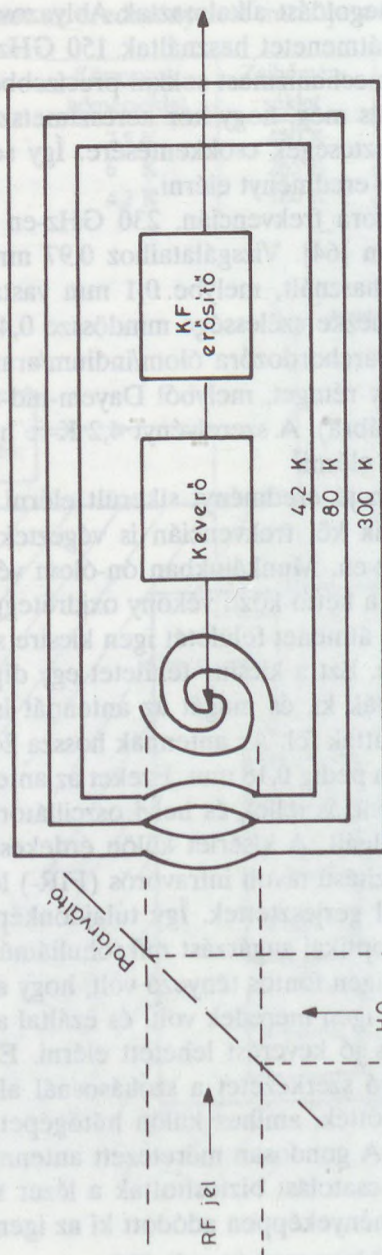


5.27. ábra. Claassen mérési összeállítása

Lényegileg hasonló megoldást alkalmaztak Ablyazov és munkatársai [63]. Tűs nióbbiumátmenetet használtak 150 GHz-es kísérleteknél, de a túmozgató mechanizmust sokkal precízebben oldották meg. Lényeges változtatás még, hogy kör keresztmetszetű csőtápvonalat használtak a veszteségek csökkentésére. Így sem sikerült azonban lényegesen jobb eredményt elérni.

Majdnem kétszer akkora frekvencián, 230 GHz-en végzett kísérleteket Suttén 1983-ban [64]. Vizsgálataihoz 0,97 mm átmérőjű hengeres csőtápvonalat használt, melybe 0,1 mm vastag kvarclemezt helyezett be. A lemezke szélessége mindössze 0,41 mm volt, hossza pedig 5 mm. A kvarchordozóra ólom/indium/arany ötvözetből porlasztott fel vékony réteget, melyből Dayem-híd-szerű megoldást képezett ki (5.24. ábra). A szerelvényt 4,2 K-re hűtve 300 K zajhőmérsékletet sikerült elérni.

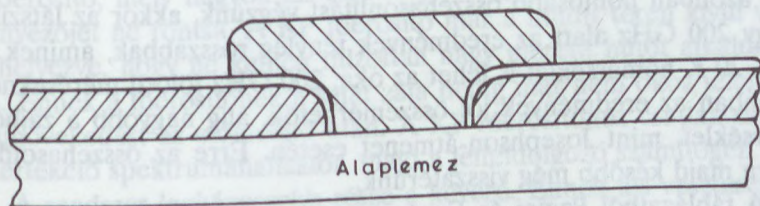
Egészen kiemelkedően jó eredményt sikerült elérni Danchi és munkatársainak [65], akik két frekvencián is végeztek kísérletet, 246 GHz-en és 604 GHz-en. Munkájukban ón-ólom vékonyrétegátmenetet használtak, és a kettő közti vékony oxidréteggel jött létre a Josephson-hatás. Az átmenet felületét igen kicsire sikerült kicsízeni, mintegy $1 \mu\text{m}^2$ -re. Ezt a kicsiny felületet egy dipólantenna két szára között alakították ki, és magát az antennát is a vékony kvarchordozóra párologtatták fel. Az antennák hossza 246 GHz-en 0,45 mm volt, 604 GHz-en pedig 0,18 mm. Ezeket az antennákat sugározták be a nagyfrekvenciás jellel, és helyi oszcillátorként maga a Josephson-átmenet szolgált. A kísérlet külön érdekessége, hogy sugárforrásként saját készítésű távoli infravörös (FIR-) lézert használtak, amit CO_2 -lézerrel gerjesztettek. Így tulajdonképpen ez az első olyan kísérlet, ahol optikai sugárzást mikrohullámú keverővel tudtak detektálni. Ehhez igen fontos tényező volt, hogy az ón-ólom átmenet karakterisztikája igen meredek volt, és ezáltal a saját rezgés felharmonikusai is jó keverést lehetett elérni. Ehhez járult még az is, hogy a keverő szerkezetet a szokásosnál alacsonyabb, 1,4 K hőmérsékletre hűtötték, amihez külön hűtőgépet kellett folyamatosan üzemeltetni. A gondosan méretezett antennák szerepe is jelentős, mert igen jó csatolást biztosítottak a lézer sugara számára, és mindezek eredményeképpen adódott ki az igen kis zajhő-



5.28. ábra. Spirálantannás vevő bemenő fokozata

mérséklet. Végeredményben 246 GHz-en 10 K, 604 GHz-en pedig 20 K zajhőmérsékletet sikerült elérni, ami a legújabbkori eredmények közül jelenleg a legjobb.

Nagyon érdekes kísérletsorozatról számolnak be Büttgenbach és munkatársai [60]. Ők spirálantennát használtak a jelek vételére, és a spirál közepéhez kötötték be a keverést végző szupravezető tunelátmenetet. A keveréshez szükséges helyi oszcillátor egy Gunn-diódás oszcillátor volt, amit a nagyobb frekvenciákon frekvenciaszorzó követett. A vevő elvi felépítése az 5.28. ábrán látható. A spirálantenna, a keverő és a KF erősítő folyékony héliumban van merítve (4,2 K), hogy a szupravezető hatás ki tudjon alakulni. Ezt a tartályt egy 80 K-re hűtött köpeny veszi körül a jobb hőszigetelés érdekében. Legkívül pedig egy mechanikai védelmet nyújtó búra van. A venni kívánt jel mikrohullámú dielektromos ablakon és lencsén keresztül jut az antennára. Ugyaníde van vezetve a helyi oszcillátor jele is egy polárváltón keresztül. A spirálantenna közepébe van beforrasztva a keverést végző SIS-átmenet (szupravezető-szigetelő-szupravezető), amit az ábrán úgy jelöltünk, hogy a keverő helyét egy nyíl mutatja. A SIS-átmenet metszete az 5.29. ábrán látható. A hordozó alaplemez kvarc, melynek felületén van kialakítva a spirálantenna két ága ólom-indium-arany ötvözetből. Köztük kb $1\text{ }\mu\text{m}$ távolság van. A fém felületén 4 nm vastag oxidréteg van kialakítva, végül a középső hézagba ólom-arany ötvözetből készült a másik szupravezető elektróda. Az ólom-indium-arany ötvözet jó szupravezetőnek bizonyult, és a félvezetők gyártásánál is alkalmazott technológia megfelelő pontosságot és reprodukálhatóságot biztosított.



5.29. ábra. Büttgenbach kísérleteinél használt SIS-átmenet elvi felépítése

A középfrekvencia értékét 1,5 GHz-nek választották, és háromfokozatú kis zajú erősítőt építettek. Minthogy ez az erősítő is a hűtött térben van, ezért nagyon kis zajhőmérsékletet tudtak elérni. Ez a kis zajhőmérséklet nem okozott észrevehető romlást a teljes vevő zajtényezőjében.

Büttgenbach és munkatársai öt különböző frekvencián végeztek kísérleteiket, és ennek megfelelően öt különböző spirálantennát készítettek, mindig azonos technológiával. A méréseket az alábbi frekvenciákon végezték: 115, 230, 345, 525 és 761 GHz. A mért zajhőmérsékletek pedig rendre: 33 K, 116 K, 215 K, 470 K és 1100 K. Ezek az értékek növekvő frekvenciák szerint be vannak írva az 5.5. táblázatba. Ebből látható, hogy 300 GHz-ig kisebbek a zajhőmérsékletek, mint a hasonló frekvenciájú berendezéseknél. 500 és 700 GHz-en csak egyetlen összehasonlító adat van [65], amelynél viszont a környezeti hőmérséklet alacsonyabb: 1,4 K. Másrészt az is látszik a táblázatból, hogy a legnagyobb frekvencián való működést is nekik sikerült elérni, 761 GHz-et. Büttgenbach kísérleteinek még egy nagy pozitívuma, hogy ugyanolyan felépítésű rendszerrel öt különböző frekvencián végeztek kísérletet, ezért ezek az eredmények egymással nagyon jól összehasonlíthatók. Ebből pedig egyértelműen látszik, hogy a frekvencia növekedtével a zajhőmérséklet is nő, és pedig nem is lineárisan, hanem sokkal rohamosabban. Az 5.5. táblázat alapján látható, hogy a legjobb eredményeket 115 GHz környékén lehetett elérni.

A Josephson-átmenetek mellett számos kutató szuper-Schottky-diódákkal kísérletezett. Ilyen kísérleti eredmények vannak összefoglalva az 5.6. táblázatban. Első ránézésre ezek a zajhőmérsékletek nagyobbak, mint amit Josephson-átmenettel el lehet érni. Ha azonban pontosabb összehasonlítást végzünk, akkor az látszik, hogy 200 GHz alatt az eredmények tényleg rosszabbak, aminek a 18–20 K hőmérséklet is lehet az oka. 200 GHz fölötti méréseknél azonban az eredmények jól összemérhetők, alig nagyobb a zajhőmérséklet, mint Josephson-átmenet esetén. Erre az összehasonlításra majd később még visszatérünk.

A táblázatból Pagini és Erickson eredményeit érdemes kiemelni, mert ezek 230 GHz-en nagyon jó értékek, és egyedül Büttgenbachnak sikerült jobbakat elérni Josephson-átmenettel. Pagini és

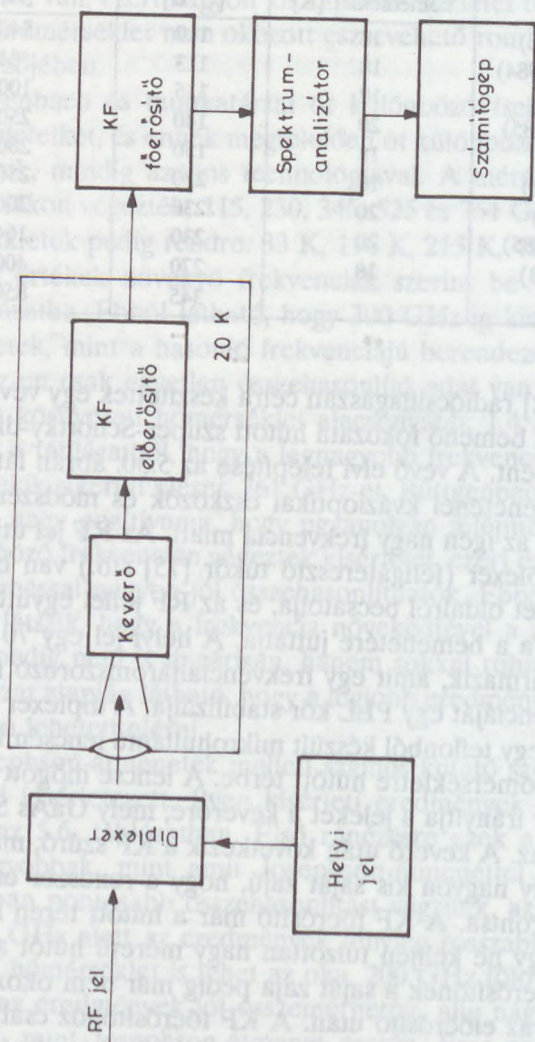
5.6. táblázat. 100 GHz fölötti szuper-Schottky-diódás kísérletek

Szerző	Környezeti hőmérséklet [K]	Frekvencia [GHz]	Zajhőmérséklet [K]
[67] Carlson (1978)	18	110	540
[68] Predmore (1984)	18	113	84
[69] Keen (1979)	18	115	100
[48] Vowinkel (1985)	20	140	250
[70] Kerr (1977)	18	150	280
[71] Archer (1982)	18	230	250
[72] Pagini (1985)	20	230	200
[73] Erickson (1985)	20	230	164
[75] Archer (1983)	18	270	400
		345	850

munkatársai [72] rádiócsillagászati célra készítettek egy vevőberendezést, melynek bemenő fokozata hűtött szuper-Schottky-diódát alkalmaz keverőként. A vevő elvi felépítése az 5.30. ábrán látható.

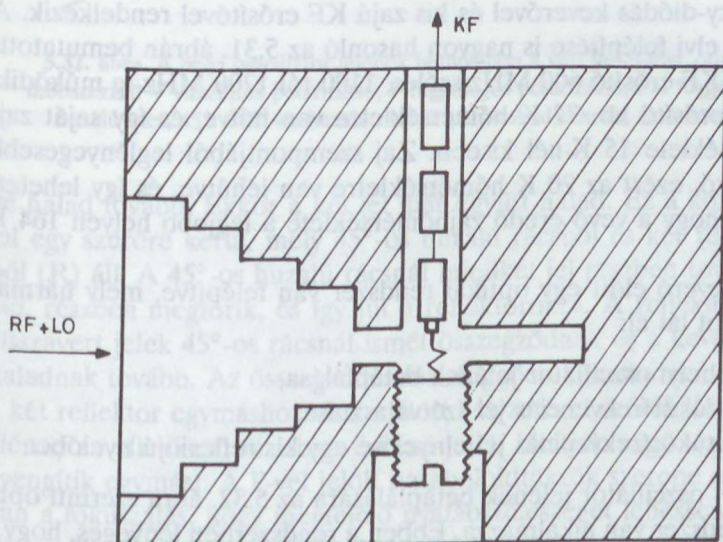
A vevő bemeneténél kvázioptikai eszközök és módszerek vannak alkalmazva az igen nagy frekvencia miatt. Az RF jel útjába egy kvázioptikai diplexer (félígáteresztő tükör [75] stb.) van beépítve, mely a helyi jelet oldalról becsatolja, és az RF jellel együtt a keverőnek ugyanarra a bemenetére juttatja. A helyi jel egy 70 GHz-es klisztronból származik, amit egy frekvenciaháromszorozó követ. A klisztron frekvenciáját egy PLL kör stabilizálja. A diplexer által közösített két jel egy teflonból készült mikrohullámú lencsén keresztül jut be a 20 K hőmérsékletre hűtött térbe. A lencse mögött egy csőtvonaltölcsér irányítja a jeleket a keverőre, mely GaAs Schottky-diódát tartalmaz. A keverő után következik a KF szűrő, majd a KF előerősítő, mely nagyon kis saját zajú, hogy a rendszer eredő zajtényezőjét ne rontsa. A KF főerősítő már a hűtött téren kívül van elhelyezve, hogy ne kelljen túlzottan nagy méretű hűtőt alkalmazni. Ennek a főerősítőnek a saját zaja pedig már nem okoz jelentős zajnövekedést az előerősítő után. A KF főerősítőhöz csatlakozik a kiértékelő spektrumanalizátor, majd a jelfeldolgozó számítógép.

A rendszer legkényesebb része a keverő. Ennek kis veszteségűnek és kis zajúnak kell lennie, mert előtte nincs erősítés, ezért döntően ez szabja meg az egész vevő zajtényezőjét. A keverő mecha-



5.30. ábra. 230 GHz-es vevő elvi felépítése

nikai felépítése az 5.31. ábrán látható. Az antenna után a csőtvonal mérete többlépcsős negyedhullámú transzformátorral le van csökkentve 0,12 mm-re. Ezen a részen van elhelyezve a Schottky-dióda, mely fölülről egy aluláteresztő szűrőhöz csatlakozik. Itt van kivezetve a lekevert KF jel. Az aluláteresztő szűrő kvarc hordozón vékonyréteg-technikával készült, arany vezetőkből áll. Ezen a szűrőn keresztül lehet a diódát előfeszíteni megfelelő feszültségforrás segítségével. A szűrővel szemben a diódához egy berillium-bronz tű van hozzányomva, ami a nagyfrekvenciás tér csatolását és a dióda földelését biztosítja. Ez a tű egy alsó csavar segítségével állítható. A dióda mögött fix hosszúságú tápvonalrövidzár van, a megfelelő illesztés érdekében. Az egész szerelvény réz-tellúr ötvözetből készült, hogy jó elektromos és hővezetést tudjanak biztosítani. A 20 K hőmérsékletre való hűtés következtében a keverő zajtényezője mintegy harmadára csökkent a szobahőmérsékleten mért értékhez képest.



5.31. ábra. 230 GHz-es Schottky-keverő szerkezete

Nagyon lényeges elem még a hűtött térben elhelyezkedő KF előerősítő is. Ez egy háromfokozatú tranzisztoros erősítő, melynek kb. 28 dB erősítése van a 300–600 MHz frekvenciasávban. Saját zajhőmérséklete 8–10 K, bemeneti állóhullámaránya pedig $\leq 1,5$. Az erősítő áramkörei speciálisan a hideg hőmérsékleten való üzemelésre vannak tervezve, vagyis illeszkednek a tranzisztorok 20 K hőmérsékleten mért S paramétereire.

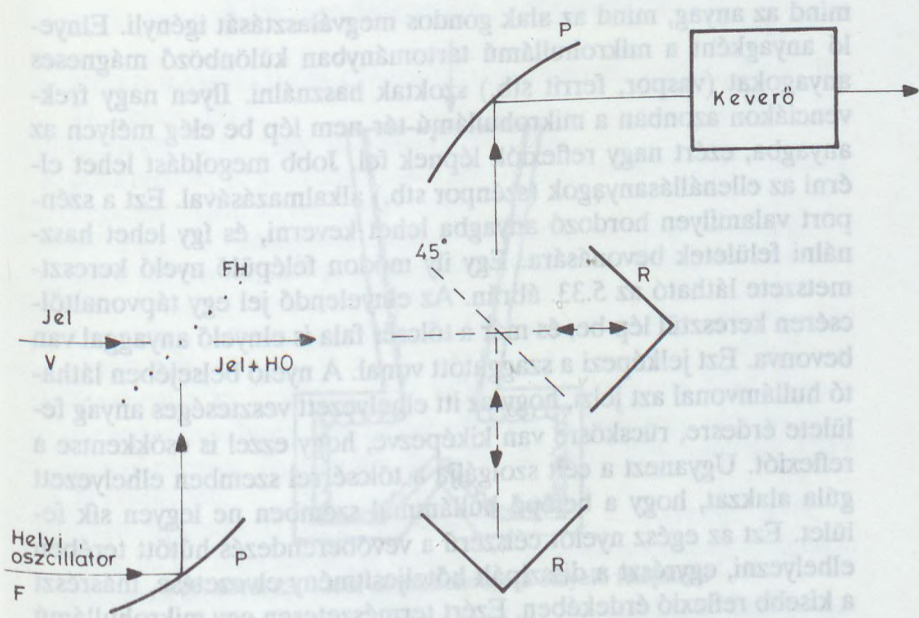
Az egész vevő eredő zajhőmérséklete 230 GHz-en 200 K volt. A vevőt rádióasztronómiai megfigyelésekhez használták. Ezért a vevő bemeneti fokozatait, a hűtött résszel együtt, egy nagyméretű paraboloideantennába szerelték be. Így megfelelő irányélességet sikerült elérni ahhoz, hogy az egyes égitestekről származó jeleket (zajokat) meg lehessen különböztetni.

Egy másik, hasonlóan 230 GHz környékén működő kis zajú vevőt Erickson [73] dolgozott ki, mellyel nagyon hasonló eredményt sikerült elérni. A vevő elvi felépítése nagyon hasonló az előzőhöz (Pagini [72]), tehát optikai bemenettel, jó minőségű szuper-Schottky-diódás keverővel és kis zajú KF erősítővel rendelkezik. A keverő elvi felépítése is nagyon hasonló az 5.31. ábrán bemutatotthoz. A KF erősítő 600 MHz széles, 1100-tól 1700 MHz-ig működik. A KF erősítő kb. 77 K hőmérsékletre van hűtve, és így saját zajhőmérséklete 15 K-nél kisebb. Zaj szempontjából leglényegesebb a keverő, ezért az 20 K hőmérsékletre van lehűtve, és így lehetett elérni, hogy a vevő eredő zajhőmérséklete a legjobb helyen 164 K értékű.

A keverő előtt egy optikai rendszer van felépítve, mely hármas feladatot lát el:

1. a helyi oszcillátor jelének betáplálása,
2. a tükrőfrekvenciás jel szétválasztása,
3. a tükrőfrekvenciás jel elnyelése egy kis reflexiójú nyelőben.

A helyi oszcillátor jelének betáplálására az 5.32. ábra szerinti optikai rendszer van alkalmazva. Ebben a rendszerben lényeges, hogy a helyi oszcillátor jele függőleges polarizációjú (F), a bejövő hasznos jel pedig vízszintes polarizációjú (V) legyen. Mindkét jel egy függőleges huzalokból álló rácsra van irányítva, melyen a hasznos jel változatlanul áthalad, a helyi oszcillátor jele pedig 90°-ban megtör-



5.32. ábra. A helyi oszcillátor jelének betáplálása a vett jel útjába, optikai módszerrel: V vízszintes polarizáció, F függőleges polarizáció, FH függőleges huzalú rács, $45^\circ : 45^\circ$ -os huzalú rács, P paraboloid tükrök, R reflektor

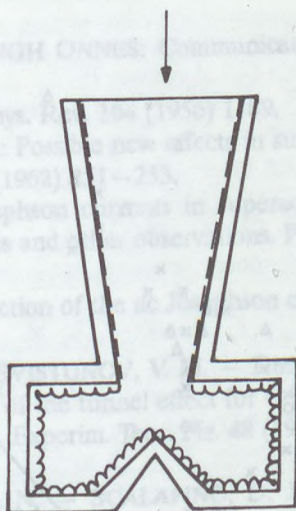
ve halad tovább. Ekkor a két jel már együtt halad. Ez a kombinált jel egy szűrőre kerül, mely 45° -os huzalú rácsból és két reflektorból (R) áll. A 45° -os huzalú rácsnál mindkét jel részben továbbhalad, részben megtörik, és így jut a reflektorokra. A reflektorokból visszavert jelek 45° -os rácsnál ismét összegződnek és a keverő felé haladnak tovább. Az összegződés fázisfüggően következik be, ezért a két reflektor egymáshoz viszonyított helyzetével szűrőhatást lehet elérni; az ellenkező fázisban érkező jelek kioltják vagy legalábbis gyengítik egymást. A P-vel jelölt paraboloidtükrök szerepe elsősorban a fókuszálás, hogy megfelelő nyalábszélességet lehessen biztosítani, illetve a nyaláb a keverő megfelelő helyére legyen irányítva.

Ilyen szűrők láncba kapcsolásával el lehet érni a tükrörfrekvenciás jel kiszűrését, más irányba terelését, és külön elhelyezett nyelőbe való juttatását. A nyelő kialakítása ilyen nagy frekvenciákon

mind az anyag, mind az alak gondos megválasztását igényli. Elnyelő anyagként a mikrohullámú tartományban különböző mágneses anyagokat (vaspor, ferrit stb.) szoktak használni. Ilyen nagy frekvenciákon azonban a mikrohullámú tér nem lép be elég mélyen az anyagba, ezért nagy reflexiók lépnek fel. Jobb megoldást lehet elérni az ellenállásanyagok (szénpor stb.) alkalmazásával. Ezt a szénport valamilyen hordozó anyagba lehet keverni, és így lehet használni felületek bevonására. Egy ily módon felépülő nyelő keresztmetszete látható az 5.33. ábrán. Az elnyelendő jel egy tápvonaltől cséren keresztül lép be, és már a tölcser fala is elnyelő anyaggal van bevonva. Ezt jelképezi a szaggatott vonal. A nyelő belsejében látható hullámvonal azt jelzi, hogy az itt elhelyezett veszteséges anyag felülete érdesre, rücskösre van kiképezve, hogy ezzel is csökkentse a reflexiót. Ugyanezt a célt szolgálja a tölcserrel szemben elhelyezett gúla alakzat, hogy a belépő hullámmal szemben ne legyen sík felület. Ezt az egész nyelőt célszerű a vevőberendezés hűtött terében elhelyezni, egyrészt a disszipált hőteljesítmény elvezetése, másrészt a kisebb reflexió érdekében. Ezért természetesen egy mikrohullámú ablakot is kell készíteni, ahol a tükörfrekvenciás jel belép a hűtött térbe. Ezt egyszerűsége miatt az ábrán nem tüntettük fel.

Tekintettel arra, hogy az optikai rendszer mérete, térfogata nagy, ezért nehéz lenne azt hűtött térben elhelyezni. Szerencsére az optikai rendszerek vesztesége szobahőmérsékleten is kicsi, ezért nem is érdemes hűtött teret használni.

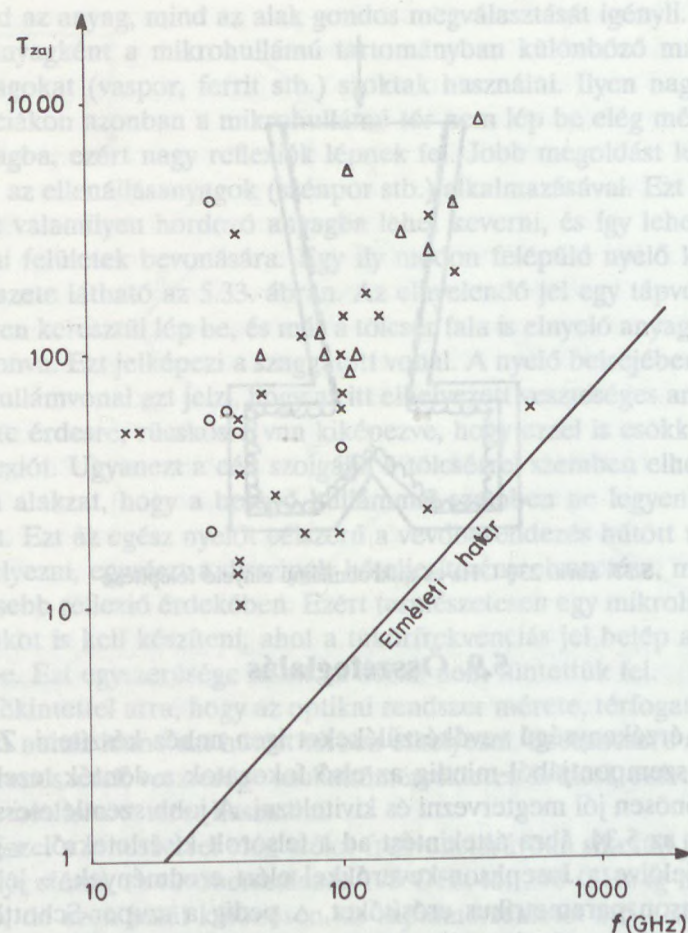
Ezzel a rendszerrel elég széles frekvenciasávban sikerült jó eredményt elérni. A vevőberendezés 195 GHz-től 290 GHz-ig használható, de ezen belül különösen kis zajhőmérsékletet 205–250 GHz között lehet mérni. A zajhőmérséklet értéke a legjobb pontban 164 K, a 205–250 GHz sávban 200 K alatt van és alig ingadozik, a szélek felé lassan emelkedő érték. A használható frekvenciasáv szélein (195 és 290 GHz) a zajhőmérséklet megközelíti az 1000 K értéket, és közben is erősen ingadozik. Mindez azt mutatja, hogy Ericksonnak sikerült olyan eszközt kidolgoznia, mely ebben a tartományban széles sávúnak nevezhető, és zajhőmérséklete nagyon kis értékű.



5.33. ábra. 230 GHz-es mikrohullámú elnyelő felépítése

5.9. Összefoglalás

Nagy érzékenységű vevőkészülékeket igen nehéz készíteni. Zajtényező szempontjából mindig az első fokozatok a döntők, ezeket kell különösen jól megtervezni és kivitelezni. A jobb szemléletesség kedvéért az 5.34. ábra áttekintést ad a felsorolt kísérletekről. *-gal vannak jelölve a Josephson-keverőkkel elért eredmények, o jelöli a Josephson parametrikus erősítőket, Δ pedig a szuper-Schottky-diódával elért eredményeket. Az ábra alsó részén a kT elméleti határ van feltüntetve. Az ábráról az látható, hogy a mérési eredmények nagyon nagy szórást mutatnak, mert a zajhőmérséklet nagyon erősen függ a kísérleti szerelvény konstrukciójától. Nagy átlagban azonban a Josephson-keverős megoldások zajhőmérséklete általában kisebb [76], mint a szuper-Schottky-diódás típusoké. Különösen érvényes ez a nagyobb frekvenciás tartományban, ahol a Josephson-átmenet alkalmazása különösen előnyös. Természetesen nem szabad megfeledkezni arról, hogy ilyen alacsony zajhőmérsékleteket csak alacsony környezeti hőmérsékleten (általában folyé-



5.34. ábra. Különböző vevőtípusokkal elérhető zajtényezők:

- × Josephson-keverők, o parametrikus Josephson-erősítők,
- Δ szuper-Schottky-diódás keverők

kony héliumban) lehet elérni, ami kissé nehezíti a szerelvények alkalmazhatóságát.

5.10. Irodalom az 5. fejezethez

1. HEIKE KAMERLINGH ONNES: Communications Leiden, Suppl. No. 34. Leiden, 1913.
2. COOPER, L. N.: Phys. Rev. **104** (1956) 1189.
3. JOSEPHSON, B. D.: Possible new effects in superconductive tunneling. Phys. Rev. Lett. **1** (1962) 251–253.
4. SHAPIRO, S.: Josephson currents in superconducting tunneling, the effect of microwaves and other observations. Phys. Rev. Lett. **11** (1963) 80.
5. GIAEVER, I.: Detection of the ac Josephson effect. Phys. Rev. Lett. **22** (1965) 904.
6. YANSON, I. K. — SVISTUNOV, V. M. — DMITRENKO, J. M.: Experimental observation of the tunnel effect for Cooper pairs with the emission of photons. Zs. Experim. Teor. Fiz. **48** (1965) 976; Sov. Phys. JETP **21** (1966) 650.
7. LANGENBERG, D. N. — SCALAPINO, D. J. — TAYLOR, B. N. — ECK, R. E.: Investigation of microwave radiation emitted by Josephson junctions. Phys. Rev. Lett. **15** (1965) 294.
8. CLARKE, J.: Experimental comparison of the Josephson voltage-frequency relation in different superconductors. Phys. Rev. Lett. **21** (1968) 1566.
9. GIAEVER, I. — ZELLER, H. R.: Tunneling into and through evaporated semiconducting films. Journ. of Vac. Sci. T. **6** (1969) 502.
10. DAYEM, A. H. — GRIMES, C. C.: Microwave emission from superconducting point contacts. Appl. Phys. Lett. **9** (1966) 47.
11. GUNDLACH, K. H. — ZAHN, M. — OKUYAMA, K. — HARTFUSS, H. J.: Fabrication of small Josephson tunnel junction. Int. Conf. on SQUID, 1980, Berlin.
12. CONTALDO, A.: Rev. Sci. Instr. **38** (1967) 1543.
13. KAMPER, R. A. — MULLEN, L. O. — SULLIVAN, D. B.: Nat. Bureau of Standards, Boulder, Techn. Note 381 (1969).
14. CLARK, T. D.: Experiments on coupled Josephson junctions. Phys. Letters **27A** (1968) 585.
15. CLARKE, J.: A superconducting galvanometer employing Josephson tunneling. Phil. Mag. **13** (1966) 115.
16. WARREN, W. H. — BADER, W. G.: Rev. Sci. Instr. **40** (1969) 180.
17. JOSEPHSON, B. D.: Coupled superconductors. Rev. Mod. Phys. **36** (1964) 216.

18. JOSEPHSON, B. D.: Supercurrent through barriers. *Adv. Phys.* **14** (1966) 419.
19. SOLYMÁR, L.: Superconductive tunneling and applications. 10.2. fejezet. Chapman and Hall Ltd., London, 1972.
20. WERTHAMER, N. R. — SHAPIRO, S.: Analog-computer studies of Josephson radiation effects. *Phys. Rev.* **164** (1967) 523.
21. SOLYMÁR L.: ua., mint 19, de 17.2. fejezet.
22. MANLEY, J. M. — ROWE, H. E.: Some general properties of nonlinear elements. Part. I. *Proc. IRE* **44** (1956) 904.
23. RUSSER, P.: General energy relations for Josephson junctions. *Proc. IEEE* **59** (1971) 282.
24. VYSTAVKIN, A. N. — GUBANKOV, V. N. — KUZMIN, L. S. — LIKHAREV, K. K. — MIGULIN, V. V. — SEMENOV, V. K.: One-frequency parametric amplifier using self-pumped Josephson-junction. *IEEE Trans. MAG-13* (1977) 233.
25. WAHLSTEN, S. — RUDNER, S. — CLAESON, T.: Arrays of Josephson tunnel junctions as parametric amplifiers. *Journ. Appl. Phys.* **49** (1978) 4248.
26. MCCOLL, M. — MILLEA, M. F. — SILVER, A. H. — BOTTJER, M. F. — PEDERSEN, R. J. — VERNON, F. L.: The super-Schottky microwave mixer. *IEEE Trans. MAG-13* (1977) 221.
27. RUDNER, S. — CLAESON, T.: Array of semiconducting tunnel junctions as low-noise 10 GHz mixers. *Appl. Phys. Lett.* **34** (1979) 711.
28. CALANDER, N. — CLAESON, T. — RUDNER, S.: Low-noise self-pumped Josephson tunnel junction amplifier. *Appl. Phys. Lett.* **39** (1981) 650.
29. TAUR, Y. — CLAASSEN, J. H. — RICHARDS, P. L.: Conversion gain in a Josephson effect mixer. *Appl. Phys. Lett.* **24** (1974) 101.
30. TAUR, Y. — CLAASSEN, J. H. — RICHARDS, P. L.: Josephson junction as heterodyne detectors. *IEEE Trans. MTT-22* (1974) 1005.
31. EDRICH, J.: A low-noise 47 GHz mixer using a permanent Josephson junction. *IEEE Trans. MTT-24* (1976) 706.
32. RICHARDS, P. L. — SHEN, T. M. — HARRIS, R. E. — LLOYD, F. L.: Quasiparticle heterodyne mixing in SIS tunnel junctions. *Appl. Phys. Lett.* **34** (1979) 345.
33. MCGRATH, W. R. — RICHARDS, P. L. — SMITH, A. D. — VAN KEMPEN, H. — BATCHELOR, R. A. — PROBER, D. E. — SANTHANAM, P.: Large gain, negative resistance, and oscillations in superconducting quasiparticle heterodyne mixers. *Appl. Phys. Lett.* **39** (1981) 655.
34. SMITH, A. D. — MCGRATH, W. R. — RICHARDS, P. L. — VAN

- KEMPEN, H. — PROBER, D. E. — SANTHANAM, P.: Negative resistance and conversion gain in SIS mixers. *Physica* **108B** (1981) 1367.
35. SMITH, A. D. — MCGRATH, W. R. — RICHARDS, P. L. — HARRIS, R. E. — LLOYD, F. L. — PROBER, D. E. — SANTHANAM, P.: Microwave mixing and direct detection using SIS quasiparticle tunnel junctions. *IEEE Trans. MAG-19* (1983) 491.
 36. SLUSKY, S. E. 'G. — TRAMBARULO, R. — FETTER, L. A.: Observation of subharmonically pumped mixing with gain using SIS junctions. *IEEE Trans. MAG-17* (1981) 694.
 37. CALLEGARI, A. C. — BUHRMAN, R. A.: Millimeter-wave mixing with submicron area Nb tunnel junction. *Journ. Appl. Phys.* **53** (1982) 623.
 38. RUDNER, S. — FELDMAN, M. J. — KOLLBERG, E. — CLAESON, T.: The antenna-coupled SIS quasiparticle array mixer. *IEEE Trans. MAG-17* (1981) 690.
 39. FUJISAWA, K. — KITA, S. — OHMAE, Y. — YAMAGUCHI, A.: Low-noise properties of unbiased even-harmonic Josephson mixers. *Journ. Appl. Phys.* **57** (1985) 2099.
 40. CHIAO, R. Y. — PARRISH, P. T.: Operation of the SUPARAMP at 33 GHz. *Journ. Appl. Phys.* **47** (1976) 2639.
 41. TAUR, Y. — RICHARDS, P. L.: Parametric amplification and oscillation at 36 GHz using a point-contact Josephson junction. *Journ. Appl. Phys.* **48** (1977) 1321.
TAUR, Y. — RICHARDS, P. L.: A Josephson effect parametric amplifier at 36 GHz. *IEEE Trans. MAG-13* (1977) 252.
 42. GOODALL, F. — BALE, F. — RUDNER, S. — CLAESON, T. — FINNEGAN, T. F.: Parametric amplification in Josephson tunnel junction arrays at 33 GHz. *IEEE Trans. MAG-15* (1979) 458.
 43. MYGIND, J. — PEDERSEN, N. F. — SOERENSEN, O. H. — DUEHOLM, B. — LEVINSSEN, M. T.: Low-noise parametric amplification at 35 GHz in a single Josephson tunnel junction. *Appl. Phys. Lett.* **35** (1979) 91.
 44. LEVINSSEN, M. T. — PEDERSEN, N. F. — SOERENSEN, O. H. — DUEHOLM, B. — MYGIND, J.: Externally pumped millimeter-wave Josephson-junction parametric amplifier. *IEEE Trans. ED-27* (1980) 1928.
 45. EDRICH, J.: A cryogenically cooled two-channel paramp radiometer for 47 GHz. *IEEE Trans. MTT-25* (1977) 280.
 46. MCCOLL, M. — BOTTJER, M. F. — CHASE, A. B. — PEDERSEN, R. J. — SILVER, A. H. — TUCKER, J. R.: The super-Schottky diode at 30 GHz. *IEEE Trans. MAG-15* (1979) 468.
 47. SILVER, A. H. — PEDERSEN, R. J. — MCCOLL, M. — DICKMAN,

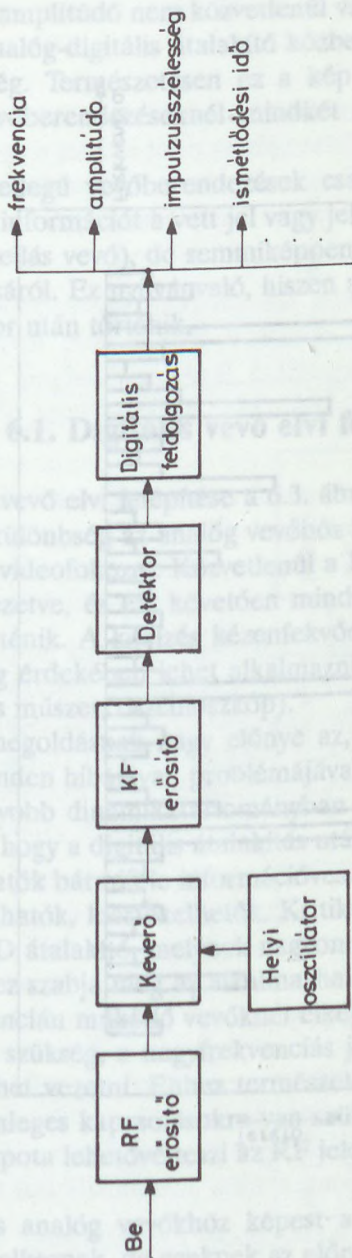
- R. L. — WILSON, W. J.: The millimeter wave super-Schottky diode detector. *IEEE Trans. MAG-17* (1981) 698.
48. VOWINKEL, B. — GRUENER, K. — REINERT, W.: Cryogenic all solid-state millimeter-wave receivers for airborne radiometry. *IEEE Trans. MTT-31* (1983) 996.
49. KUZMIN, L. S. — LIKHAREV, K. K. — MIGULIN, V. V.: Properties of parametric amplifiers using Josephson junction with external pumping. *IEEE Trans. MAG-15* (1979) 454.
50. D'ADDARIO, L. R.: A 90–120 GHz SIS mixer having gain and wide bandwidth. *Int. J. Infrared and Millimeter Waves* **5** (1984) 1026.
51. TAUR, Y. — KERR, A. R.: Low-noise Josephson mixers at 115 GHz using recyclable point contacts. *Appl. Phys. Lett.* **32** (1978) 775.
52. DOLAN, G. J. — PHILLIPS, T. G. — WOODY, D. P.: Low-noise 115 GHz mixing in superconducting oxide-barrier tunnel junctions. *Appl. Phys. Lett.* **34** (1979) 347.
53. DOLAN, G. J. — LINKE, R. A. — SOLLNER, G. — WOODY, D. P. — PHILLIPS, T. G.: Superconducting tunnel junctions as mixers at 115 GHz. *IEEE Trans. MTT-29* (1981) 87.
54. PHILLIPS, T. G. — WOODY, D. P. — DOLAN, G. J. — MILLER, R. E. — LINKE, R. A.: Dayem-Martin (SIS tunnel junction) mixers for low noise heterodyne receivers. *IEEE Trans. MAG-17* (1981) 684.
55. KERR, A. R. — PAN, S. K. — FELDMAN, M. J. — DAVIDSON, A.: Infinite available gain in a 115 GHz SIS mixer. *Physica* **108B** (1981) 1369.
56. OHTA, H. — MATSUI, I. — IGARASHI, T. — KODAIRA, S. — YAMADA, Y. — TAKAHASHI, Y.: "Short" weak links for 115 GHz mixers. *IEEE Trans. MAG-19* (1983) 601.
57. PAN, S. K. — FELDMAN, M. J. — KERR, A. R.: A low-noise 115 GHz receivers using superconducting tunnel junctions. *Appl. Phys. Lett.* **43** (1983) 786.
58. FELDMAN, M. J. — PAN, S. K. — KERR, A. R. — DAVIDSON, A.: SIS mixer analysis using a scale model. *IEEE Trans. MAG-19* (1983) 494.
59. WOODY, D. P. — MILLER, R. E. — WENGLER, M. J.: 85–115 GHz receivers for radio astronomy. *IEEE Trans. MTT-33* (1985) 90.
60. BÜTTGENBACH, T. H. — MILLER, R. E. — WENGLER, M. J. — WATSON, D. M. — PHILLIPS, T. G.: A broad-band low-noise SIS receiver for submillimeter astronomy. *IEEE Trans. MTT-36* (1988) 1720.
61. DYAKOV, V. P. — GUBANKOV, V. N. — SPITZIN, A. M. — VYSTAVKIN, A. N.: Josephson junction as F-band mixer-multiplier. *IEEE Trans. MAG-13* (1977) 237.

62. CLAASSEN, J. H. — RICHARDS, P. L.: Point-contact Josephson mixers at 130 GHz. *Journ. Appl. Phys.* **49** (1978) 4130.
63. ABLYAZOV, V. S. — ANDREEV, S. A. — VYSTAVKIN, A. N. — GUBANKOV, V. N. — DYAKOV, V. P. — ZHUKOV, A. I. — KISLYAKOV, A. G. — RULEV, K. A. — TARASOV, M. A. — TURYGIN, S. YU. — CHERNYSHEV, V. I.: Modulation superheterodyne radiometer for the 2-mm wave band employing a Josephson frequency converter at the input. Preprint IRE USSR Acad. Sci. 33-7889/1982.
64. SUTTON, E. C.: A superconducting tunnel junction receiver for 230 GHz. *IEEE Trans. MTT-31* (1983) 589.
65. DANCHI, W. C. — HABBAL, F. — TINKHAM, M.: Photon-assisted tunneling and AC Josephson effect at 246 and 604 GHz in small-area superconducting tunnel junctions. *IEEE Trans. MAG-19* (1983) 498.
66. EDRICH, J. — SULLIVAN, D. B. — MCDONALD, D. G.: Results, potentials, and limitations of Josephson-mixer receivers at millimeter and long submillimeter wavelengths. *IEEE Trans. MTT-25* (1977) 476.
67. CARLSON, E. R. — SCHNEIDER, M. V. — MCMASTER, T. F.: Subharmonically pumped millimeter wave mixers. *IEEE Trans. MTT-26* (1978) 706.
68. PREDMORE, C. R. — ERICKSON, N. R. — GOLDSMITH, P. F. — MARRERO, J. L. R.: A broadband, ultra low-noise Schottky diode mixer receiver from 80 to 115 GHz. *IEEE Trans. MTT-32* (1984) 498.
69. KEEN, N. J. — KELLY, W. M. — WRIXON, G. T.: Pumped Schottky diodes with noise temperatures of less than 100 K at 115 GHz. *Electron Lett.* **15** (1979) 689.
70. KERR, A. R. — MATTAUCH, R. J. — GRANGE, J. A.: A new mixer design for 140–220 GHz. *IEEE Trans. MTT-25* (1977) 399.
71. ARCHER, J. W.: An all solid-state receiver for 210–240 GHz. *IEEE Trans. MTT-30* (1982) 1247.
72. PAGANI, L. — RUFFIE, G. — BEAUDIN, G. — GHEUDIN, M. — DESCHAMPS, A.: A low-noise cryogenic receiver for spectroscopic applications in mm-wave radioastronomy of 230 GHz. *Microwave Journal* **29** (1986) No. 10. 119.
73. ERICKSON, N. R.: A very low-noise single-sideband receiver for 200–260 GHz. *IEEE Trans. MTT-33* (1985) 1179.
74. ARCHER, J. W.: A multiple mixer cryogenic receiver for 200–350 GHz. *Rev. Sci. Instrum.* **54** (1983) 240.
75. GOLDSMITH, P.: Quasi optical techniques of millimeter and submillimeter wavelengths. Academic Press, New York, 1982.
76. WENGLER, M. J. — DUBASH, N. B. — MÜLLER, R. E.: Josephson effect gain and noise in SIS mixers. *IEEE Trans. MTT-40* (1992) 820.

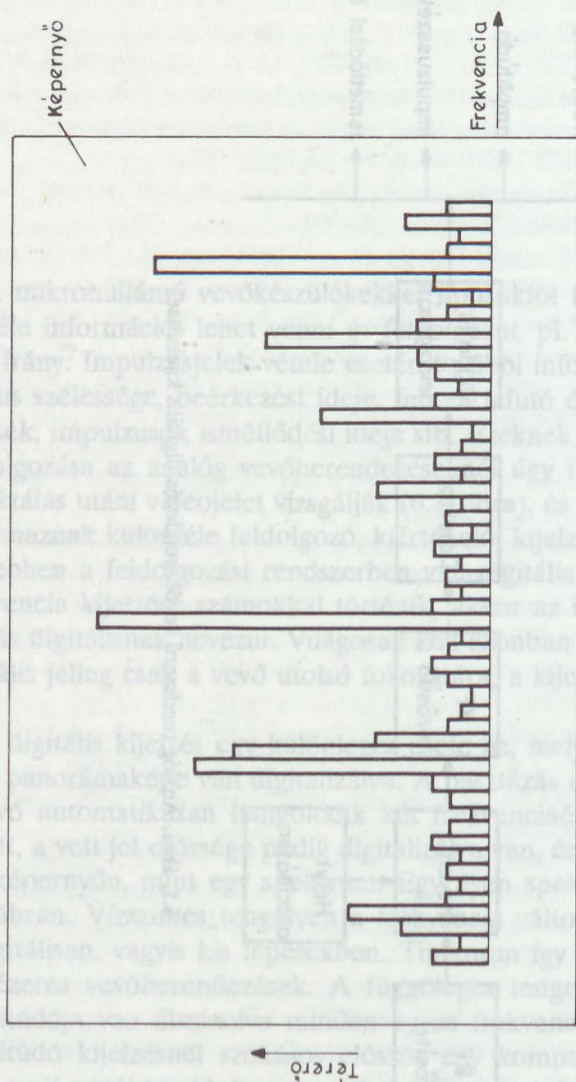
6. DIGITÁLIS VEVŐBERENDEZÉSEK

A mikrohullámú vevőkészülékekkel típusuktól függően nagyon sokféle információt lehet venni és feldolgozni, pl. frekvencia, tér-erő, irány. Impulzusjelek vétele esetén további információk az impulzus szélessége, beérkezési ideje, fel- és lefutó élek hossza, túl-
lövések, impulzusok ismétlődési ideje stb. Ezeknek az adatoknak a feldolgozása az analóg vevőberendezéseknél úgy történik, hogy a detektálás utáni videojelet vizsgálják (6.1. ábra), és a detektor után alkalmaznak különféle feldolgozó, kiértékelő, kijelző áramköröket. Ha ebben a feldolgozási rendszerben van digitális áramkör, pl. a frekvencia kijelzése számokkal történik, akkor az ilyen vevőket is szokás digitálisnak nevezni. Világosan kell azonban látni, hogy ez a digitális jelleg csak a vevő utolsó fokozatára, a kijelzésre vonatkozik.

A digitális kijelzés egy különleges esete az, melynél a pásztázó vevő panorámaképe van digitalizálva. A pásztázás azt jelenti, hogy a vevő automatikusan hangolódik két frekvenciaérték (f_1 és f_2) között, a vett jel erőssége pedig digitalizálva van, és ez jelenik meg egy képernyőn, mint egy spektrum. Egy ilyen spektrum látható a 6.2. ábrán. Vízszintes tengelyen a frekvencia változik, és pedig ez is digitálisan, vagyis kis lépésekben. Tipikusan így hangolódnak a szintézeres vevőberendezések. A függőleges tengelyen a vett jel amplitúdója van ábrázolva minden egyes frekvencialépésben. Az amplitúdó kijelzésnél szokásos először egy komparálást végezni, hogy a zaj minél kisebb legyen a képen. Ez azt eredményezi, hogy a komparálási szintnél kisebb jelek egyáltalán nem láthatók a képen, a nagyobb jelekből pedig csak annyi, amennyi a komparálási szint fölött van. Így a képernyőt jobban ki lehet használni. A komparálási



6.1. ábra. Analóg rendszerű vevőberendezés digitális kijelzéssel



6.2. ábra. Digitális panorámakép

szint fölé eső amplitúdó nem közvetlenül van a képernyőre vezetve, hanem egy analóg-digitális átalakító közbeiktatásával, ezért látszik a lépcsőzöttség. Természetesen ez a kép erősen el van túlozva. Valóságos vevőberendezéseknél mindkét irányú felbontás sokkal részletesebb.

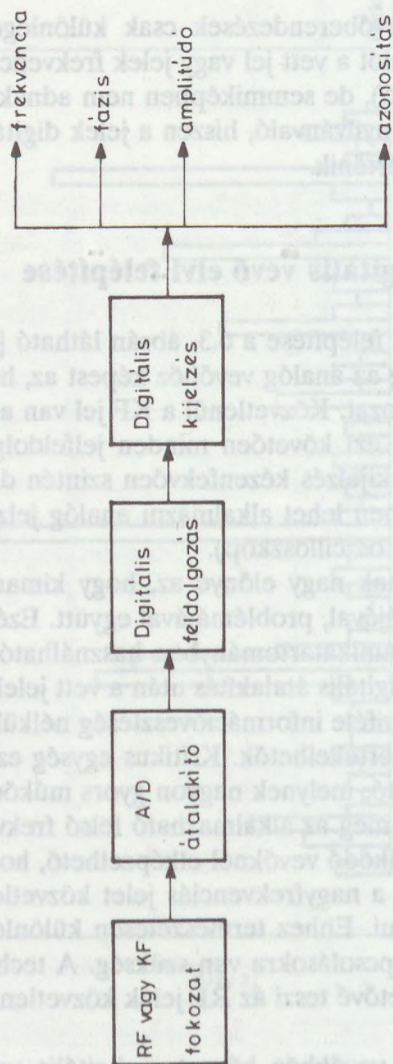
Az ilyen jellegű vevőberendezések csak különleges kialakítás esetén adnak információt a vett jel vagy jelek frekvenciájáról (IFM vevő, Bragg-cellás vevő), de semmiképpen nem adnak információt a vett jel fázisáról. Ez nyilvánvaló, hiszen a jelek digitális feldolgozása a detektor után történik.

6.1. Digitális vevő elvi felépítése

A digitális vevő elvi felépítése a 6.3. ábrán látható [1, 2]. A legényegesebb különbség az analóg vevőhöz képest az, hogy kimarad a detektor és videofokozat. Közvetlenül a KF jel van analóg-digitális átalakítóra vezetve, és ezt követően minden jelfeldolgozás digitális módon történik. A kijelzés kézenfekvően szintén digitális, de a szemléletesség érdekében lehet alkalmazni analóg jelzőeszközöket is (pl. mutatós műszer, oszcilloszkóp).

Ennek a megoldásnak nagy előnye az, hogy kimarad a detektor, annak minden hibájával, problémájával együtt. Ezért a digitális vevők pl. nagyobb dinamikatartományban használhatók. Másik lényeges előny, hogy a digitális átalakítás után a vett jelek tetszőleges ideig eltárolhatók bármiféle információvesztés nélkül, és ismételten felhasználhatók, kiértékelhetők. Kritikus egység ezekben a vevőkben az A/D átalakító, melynek nagyon gyors működésének kell lenni, hiszen ez szabja meg az alkalmazható felső frekvenciahatárt. Kisebb frekvencián működő vevőknél elképzelhető, hogy KF fokozatra nincs is szükség, a nagyfrekvenciás jelet közvetlenül az A/D átalakítóra lehet vezetni. Ehhez természetesen különleges átalakítókra és különleges kapcsolásokra van szükség. A technológia mai fejlettségi állapota lehetővé teszi az RF jelek közvetlen digitalizálását.

A szokásos analóg vevőkhöz képest a digitális vevők számos előnnyel rendelkeznek, de ezeknek az előnyöknek a kiaknázásához



6.3. ábra. Digitális vevő elvi felépítése

még számos problémát meg kell oldani. Nézzük először a várható előnyöket:

1. Több információt lehet kapni a vett jelről. Ennek az a legfőbb előnye, hogy a jeleket több szempontból lehet azonosítani. Több egyidejű jel könnyebben szétválasztható aszerint, hogy egy újabb paramétert is figyelembe lehet venni, amit az analóg vevő nem tud nyújtani.
2. Olyan jelfeldolgozási módszereket lehet használni, melyek nagyobb mérési pontosságot biztosítanak. Ez legkönnyebben a frekvencia meghatározásánál érzékelhető, ha arra gondolunk, hogy analóg rendszernél a spektrumból kell a frekvenciát megállapítani.
3. Nagyobb dinamikatarományt lehet megvalósítani, ami az A/D átalakítótól függ, de az A/D átalakítók sokkal nagyobb tartományban működnek, mint amekkora az analóg vevők detektorának lineáris tartománya.
4. A bemeneti jel korlátlan ideig tárolható, mert a jel digitális formára van alakítva, és digitális memória tárolja az átalakított jelet. A tárolt jel időben nem változik, ezért bármikor eredeti alakjában visszaállítható, és bármikor, akárhány alkalommal felhasználható különböző analízis célra. Így különböző módszerekkel lehet vizsgálatot végezni.
5. A vett jel összehasonlítható a vevőberendezés memóriájában korábban eltárolt jelekkel. Szélessávú vevőkészülékek egyidejűleg nagyon sok jelet szoktak venni, ezért ezek osztályozása, azonosítása nagyon nehéz feladat. Különösen fontos ez olyankor, amikor sok ismert jel közül egy eddig még nem szerepelt új jelet kívánunk kiválasztani. A digitálisan tárolt adatok összehasonlítása egyszerűbb, gyorsabb, pontosabb; ezért a memóriában még nem szereplő új jel gyorsabban kiválasztható. Növeli a megkülönböztetés lehetőségét az is, hogy a digitális vevő több azonosító paramétert tud alkalmazni, mint az analóg vevők.
6. Különleges jelfeldolgozási módszereket lehet használni, melyek-

kel a zajból ki lehet emelni a hasznos jelet. Nagyon erős jeleket el lehet nyomni annak érdekében, hogy a közelükben levő gyenge jeleket is venni lehessen. Ehhez természetesen ismerni kell az erős jelet egy korábbi analízisből. A régi és új jel összehasonlításából kiadódhat a keresett gyenge, új jel.

Mindezen előnyök elvi jelentőségűek, mely előnyöket a digitális vevő nyújtani képes. Ahhoz, hogy ezeket az előnyöket ki is lehessen használni, még sok kutató-fejlesztő munkára van szükség ezen a téren. A fő problémák a következők:

- a) Nagy sebességű, nagy dinamikatarományú A/D átalakítókra van szükség. A nagy dinamikataromány a lassú átalakítóknál meg van oldva, ezért a fő feladatot a sebesség növelése okozza. Nagyobb sebességnél a dinamika csökkenése várható, ezért ezt a két paramétert együtt kell javítani.
- b) Gyors jelfeldolgozást kell biztosítani a vevő digitális részeinél. A feldolgozandó impulzusok száma 10^{10} nagyságrendben van másodpercenként. Ezért nagy sebességű, nagy kapacitású digitális áramkörökre van szükség, és lehetőség szerint párhuzamos csatornákra. Ilyen nagy sebességű adatfeldolgozás nagyon nagy problémát jelent a digitális áramköröknél.

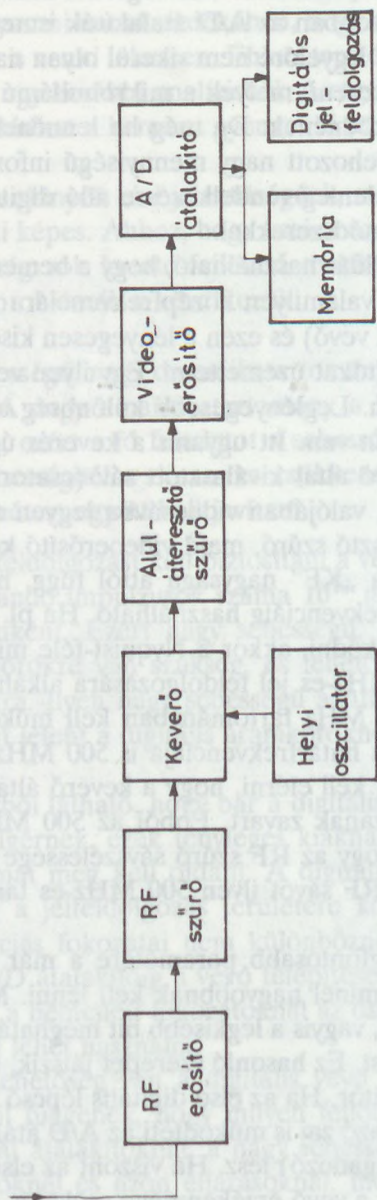
A fentiekből látható, hogy bár a digitális vevőberendezések számos előnyt ígérnek, ezek tényleges kiaknázása előtt még több súlyos problémát meg kell oldani. A digitális vevők esetén a problémák főleg a jelfeldolgozás területére koncentrálnak. A vevő nagyfrekvenciás fokozatai nem különböznek az analóg vevőkétől, hiszen az A/D átalakítóig a vevő felépítése azonos az analóg vevőkével. Ezért a bemeneti fokozatoknál az összes korábbi eredményt, módszert fel lehet használni.

Számos lehetőség van a digitális vevő felépítésére, és a lehetőségek attól függenek, hogy milyen fejlődés fog bekövetkezni az analóg-digitál átalakítóknál, a nagy sebességű digitális jelfeldolgozó áramköröknél és azon eljárásoknál, módszereknél, melyeket a jelfeldolgozásban lehet alkalmazni. A digitális mikrohullámú vevő

legkézenfekvőbb megoldása az lenne, ha rögtön a bemeneti jelet lehetne digitalizálni, ez azonban az A/D átalakítók ismeretében nem várható a közeljövőben. Egyelőre nem sikerül olyan nagyfrekvenciás A/D átalakítókat készíteni, melyek a mikrohullámú vevők vételi frekvenciasávjában működnének. De még ha lennének is ilyen átalakítók, az általuk létrehozott nagy mennyiségű információt nem lehetne feldolgozni a jelenleg rendelkezésre álló digitális áramkörökkel és matematikai módszerekkel.

Ezért csak az a megoldás használható, hogy a bemeneti frekvenciasávot le kell keverni valamilyen középfrekvenciára (szuperheterodin vevő, csatornázott vevő) és ezen a lényegesen kisebb frekvencián kell az A/D átalakítókat üzemeltetni. Egy ilyen vevő tömbvázlata látható a 6.4. ábrán. Leglényegesebb különbség a lekevert jel frekvenciatartományában van. Itt ugyanis a keverés úgy van megoldva, hogy az RF szűrő által kiválasztott sáv (csatorna) egy nullától a „KF”-ig terjedő, valójában videosávba legyen áttéve. Ezért a keverő után aluláteresztő szűrő, majd videoerősítő következik. A videosáv felső értéke, a „KF” nagysága attól függ, hogy az A/D átalakító milyen nagy frekvenciáig használható. Ha pl. az A/D átalakító 1 GHz-ig tud működni, akkor a Nyquist-féle mintavételi elv szerint legfeljebb 500 MHz-es jel feldolgozására alkalmas. Ezért a videoerősítőnek 0–500 MHz tartományban kell működnie, és az aluláteresztő szűrőnek a határfrekvenciája is 500 MHz. Efölött lehetőleg nagy csillapítást kell elérni, hogy a keverő által keltett felharmonikusok ne okozzanak zavart. Ebből az 500 MHz-es határfrekvenciából adódik, hogy az RF szűrő sáv szélessége is 500 MHz kell legyen, és a teljes RF sávot ilyen 500 MHz-es tartományokra kell osztani.

Az A/D átalakító legfontosabb paramétere a már említett határfrekvencia, melynek minél nagyobbnak kell lenni. Másik fontos jellemző az érzékenység, vagyis a legkisebb bit meghatározása a bemeneti zajszinthez képest. Ez hasonló szerepet játszik, mint az analóg vevőkben a komparátor. Ha az első digitális lépcső túl kicsi, akkor a bemenetről származó zaj is működteti az A/D átalakítót, ezért a digitális jel is zajos (ingadozó) lesz. Ha viszont az első lépcsőt túl nagyra választjuk, akkor a vevő érzékenysége csökken, ami nem kívánatos. Az A/D átalakító többi lépcsőjét lehet lineárisan vagy pl.



6.4. ábra. Lekeverős digitális vevő tömbvázlata

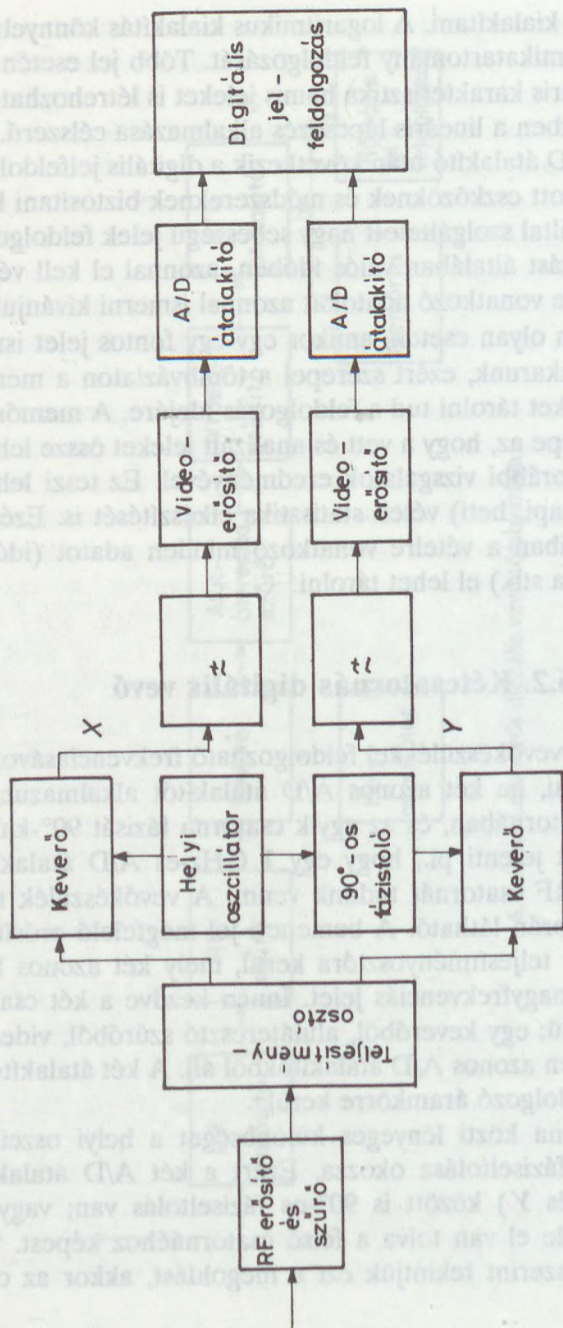
logaritmikusan kialakítani. A logaritmikus kialakítás könnyebbé teszi a nagy dinamikatartomány feldolgozását. Több jel esetén azonban a nemlineáris karakterisztika hamis jeleket is létrehozhat, ezért vevőkészülékekben a lineáris lépcsőzés alkalmazása célszerű.

Végül az A/D átalakító után következik a digitális jelfeldolgozás. Az itt alkalmazott eszközöknek és módszereknek biztosítani kell az A/D átalakító által szolgáltatott nagy sebességű jelek feldolgozását. Ezt a feldolgozást általában valós időben, azonnal el kell végezni, mert a vett jelre vonatkozó adatokat azonnal ismerni kívánjuk. Lehetnek azonban olyan esetek, amikor egy-egy fontos jelet ismételtten analizálni akarunk, ezért szerepel a tömbvázlaton a memória, mely egyes jeleket tárolni tud a feldolgozás idejére. A memóriának egy másik szerepe az, hogy a vett és analizált jeleket össze lehessen hasonlítani a korábbi vizsgálatok eredményével. Ez teszi lehetővé az időszakos (napi, heti) vételi statisztika elkészítését is. Ezért ebben a memóriában a vételre vonatkozó minden adatot (időpont, irány, frekvencia stb.) el lehet tárolni.

6.2. Kétsatornás digitális vevő

Egy digitális vevőkészülékkel feldolgozható frekvenciasávot meg lehet kétszerezni, ha két azonos A/D átalakítót alkalmazunk két párhuzamos csatornában, és az egyik csatorna fázisát 90° -kal késleltetjük. Ez azt jelenti pl., hogy egy 1 GHz-es A/D átalakítóval 1 GHz széles RF csatornát tudunk venni. A vevőkészülék tömbvázlata a 6.5. ábrán látható. A bemeneti jel megfelelő erősítés és szűrés után egy teljesítményosztóra kerül, mely két azonos fázisú részre osztja a nagyfrekvenciás jelet. Innen kezdve a két csatorna azonos felépítésű: egy keverőből, aluláteresztő szűrőből, videoerősítőből és teljesen azonos A/D átalakítóból áll. A két átalakító jele a digitális jelfeldolgozó áramkörre kerül.

A két csatorna közti lényeges különbséget a helyi oszcillátor jelének 90° -os fáziseltolása okozza. Ezért a két A/D átalakítóra kerülő jel (X és Y) között is 90° -os fáziseltolás van; vagyis az alsó csatorna jele el van tolva a felső csatornáéhoz képest. Ha a mintavételi elv szerint tekintjük ezt a megoldást, akkor az olyan,



6.5. ábra. Kétsatornás digitális vevőrendszer

mintha megkésztettük volna a mintavételi frekvenciát. Ennek az elve látható a 6.6. ábrán. Az a. ábrán az X csatorna jele látható, ami az egyszerűség kedvéért egy szinuszos jel. Ebből a jeltől a $t_1, t_2, t_3, t_4, \dots$ időkből mintát vesz az A/D átalakító. A Nyquist-elv értelmében így a feldolgozható frekvencia felső határa az A/D átalakító mintavételi frekvenciájának fele. Az Y csatornában is történik azonban mintavételezés, ugyanazokban az időpontokban, ahogy az a b. ábrán látható. Minthogy az Y csatorna jele 90° -ot késik, ezért ezek a mintavételek az eredeti szinuszgörbén 90° -kal eltolva jelentkeznek, ahogy az az a. ábrán szaggatott vonallal be van jelölve. Az eredmény tehát olyan, mintha megkésztettük volna a mintavételi frekvenciát. Ezért az 1 GHz-es A/D átalakítóval, 1 GHz széles nagyfrekvenciás sávot lehet feldolgozni. Ez ennek a megoldásnak egyik és legfőbb előnye.

A kétcsatornás vevő másik előnye, hogy meg tudja különböztetni a tükrörfrekvenciás jelet. Legyen a bemenő jel egy egyszerű szinuszfüggvény: $\sin \omega_j t$, ahol ω_j a jelfrekvencia. A helyi oszcillátor jele is egy szinuszjel: $\sin \omega_0 t$, ahol ω_0 a helyi jel frekvenciája. A keverés után az X csatorna jele:

$$X = \sin \omega_j t \cdot \sin \omega_0 t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_j - \omega_0)t - \cos(\omega_j + \omega_0)t]. \quad (6.1)$$

Az aluláteresztő szűrő csak a különbségi frekvenciás komponenst engedti tovább, ezért

$$X = \cos(\omega_j - \omega_0)t. \quad (6.2)$$

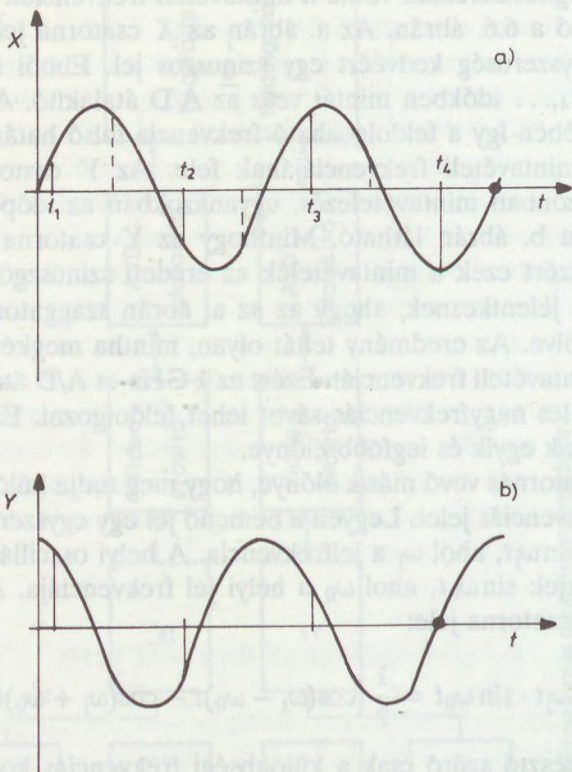
Az amplitúdót elhagytuk, mert nincs jelentősége. Az Y csatornában a keverőre jutó helyi oszcillátor jele 90° -kal késik, ezért értéke:

$$\sin(\omega_0 t - 90^\circ) = -\cos \omega_0 t. \quad (6.3)$$

Keverés után az Y csatorna jele:

$$Y = -\sin \omega_j t \cdot \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} [\sin(\omega_j - \omega_0)t + \sin(\omega_j + \omega_0)t]. \quad (6.4)$$

Az aluláteresztő szűrő után ebből is csak a kisebb frekvenciájú tag



6.6. ábra. Mintavételezés a kétcsatornás vevőnél: a) az X csatorna jele, b) az Y csatorna jele

marad meg:

$$Y = -\sin(\omega_j - \omega_0)t. \quad (6.5)$$

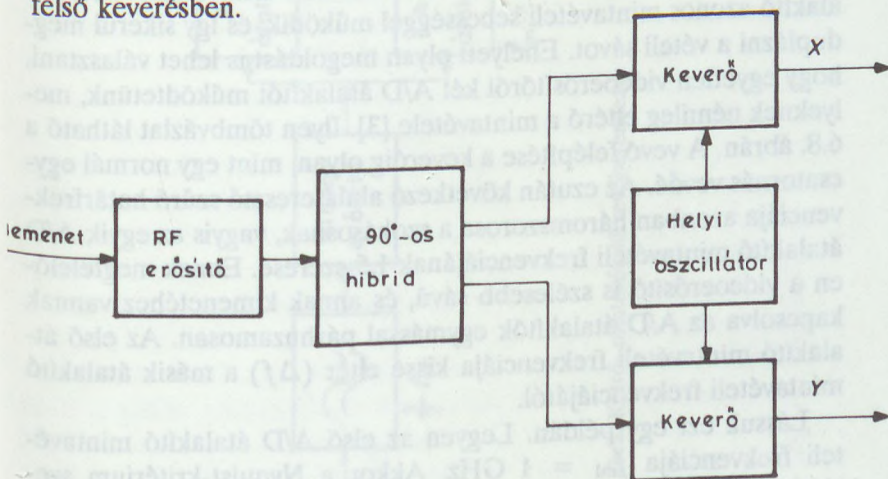
A (6.2) és (6.5) egyenletek összevetéséből az adódik, hogy Y siet 90° -ot X -hez képest.

Ha most a tükrőfrekvenciás jelet vizsgáljuk, vagyis $\omega_0 > \omega_j$, akkor a zárójelen belül előjelet kell váltani, de az a trigonometrikus

függvény előjelváltását is okozza. Ezért ilyenkor:

$$\begin{aligned} X &= \cos(\omega_0 - \omega_j)t, \\ Y &= \sin(\omega_0 - \omega_j)t. \end{aligned} \quad (6.6)$$

Vagyis ilyenkor az Y csatorna jele késni fog X -hez képest. Ez a fáziskülönbség lehetővé teszi annak megállapítását, hogy a vett jel frekvenciája ω_0 -nál kisebb vagy nagyobb-e. Ily módon a vételi frekvenciasáv megnövelését az teszi lehetővé, hogy a tükrörfrekvenciát meg tudjuk különböztetni, a keverő egyidejűleg működhet alsó és felső keverésben.



6.7. ábra. Kétcsatornás vevő 90°-os hibriddel

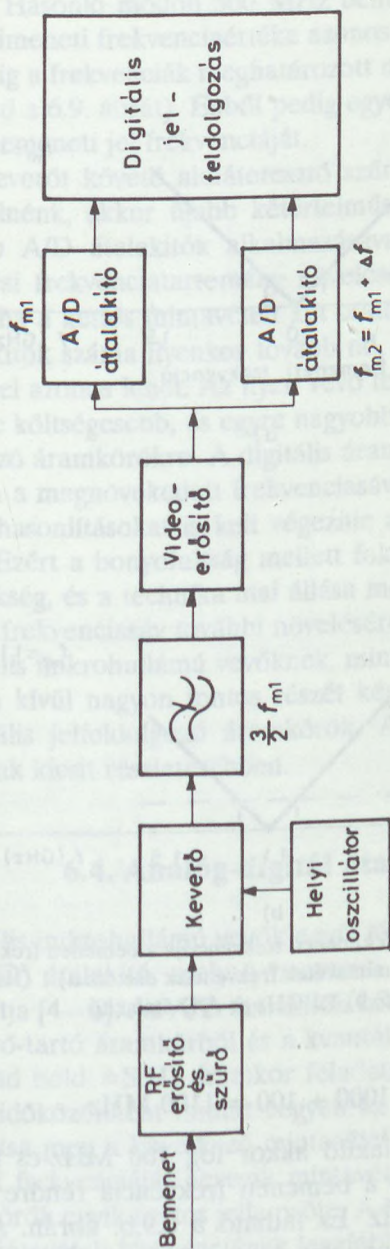
Ennek az előnynek természetesen ára van, igen súlyos ára, a vevő jelentős részét meg kell duplázni, és a digitális jelfeldolgozás is bonyolultabbá válik. Problémát jelenthetnek a mikrohullámú áramkörök is, hiszen mindegyiknek kétszer akkora sáv szélességben kell működni, és a két csatornának egyformának kell lennie. Ez utóbbi követelmény különösen súlyos, mert ha akár a teljesítményszétválasztás, akár a keverés nem szimmetrikus, akkor az A/D átalakítók nem azonos jelet fognak érzékelni, és ezt a hibát a jelfeldolgozás során nagyon nehéz kompenzálni. A 6.5. ábrán látható tömbvázlatot lehet úgy módosítani, hogy a teljesítményszétválasztó helyett 90°-os hibrid van

alkalmazva, és akkor nem kell fázistolást alkalmazni a helyi oszcillátornál. A vevő ezen részének tömbvázlata a 6.7. ábrán látható. Mindig a tervezőnek kell eldöntenie, hogy teljesítményosztót vagy hibridet tud-e jobb minőségben előállítani a vételi frekvenciasávban.

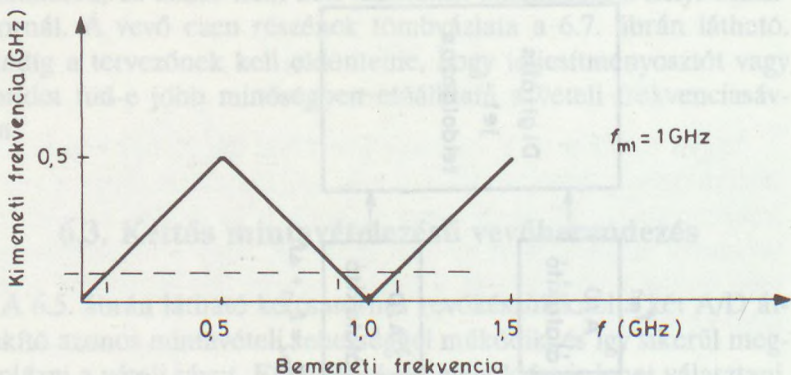
6.3. Kettős mintavételezésű vevőberendezés

A 6.5. ábrán látható kétcsatornás vevőkészüléknél a két A/D átalakító azonos mintavételi sebességgel működik, és így sikerül megduplázni a vételi sávot. Ehelyett olyan megoldást is lehet választani, hogy egyetlen videoerősítőről két A/D átalakítót működtetünk, melyeknek némileg eltérő a mintavétele [3]. Ilyen tömbvázlat látható a 6.8. ábrán. A vevő felépítése a keverőig olyan, mint egy normál egycsatornás vevőé. Az ezután következő aluláteresztő szűrő határfrekvenciája azonban háromszorosa a szokásosnak, vagyis az egyik A/D átalakító mintavételi frekvenciájának 1,5-szerese. Ennek megfelelően a videoerősítő is szélesebb sávú, és annak kimenetéhez vannak kapcsolva az A/D átalakítók egymással párhuzamosan. Az első átalakító mintavételi frekvenciája kissé eltér (Δf) a másik átalakító mintavételi frekvenciájától.

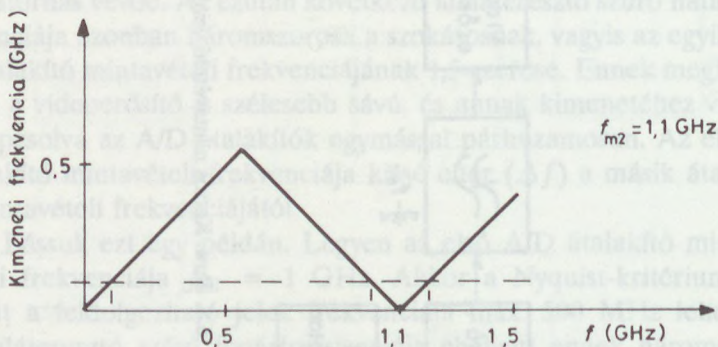
Lássuk ezt egy példán. Legyen az első A/D átalakító mintavételi frekvenciája $f_{m1} = 1$ GHz. Akkor a Nyquist-kritérium szerint a feldolgozható jelek frekvenciája max. 500 MHz lehet. Az aluláteresztő szűrő határfrekvenciája ehelyett ennek háromszorosa, vagyis 1500 MHz. Az A/D átalakító ilyenkor nem tud különbséget tenni a három 500 MHz-es tartomány között. Vagyis három különböző bemeneti frekvencia esetén ugyanez a kimeneti frekvenciajelzés adódik. Ez látható a 6.9. ábra a. részén. Ha pl. a bemeneti frekvencia 100 MHz, akkor a kimenet is 100 MHz-et ad. Ugyanez a kimeneti jelzés adódik azonban 900 MHz-en és 1100 MHz-en is, ahogyan ez az ábrából látszik. Ezek között különbséget nem lehet tenni. Van azonban egy másik A/D átalakító is, melynek mintavételi frekvenciája kismértékben eltér az előzőtől. Ez az eltérés jelen esetben 100 MHz, vagyis



6.8. ábra. Kettős mintavételű vevőberendezés



a)



b)

6.9. ábra. A/D átalakító kimeneti frekvenciája a bemeneti frekvencia függvényében, különböző mintavételi frekvenciák esetén: a) 1 GHz-es A/D átalakító, b) 1,1 GHz-es A/D átalakító

$$f_{m2} = 1000 + 100 = 1100 \text{ MHz.}$$

Ez a második A/D átalakító akkor fog 100 MHz-es frekvenciát jelezni a kimeneten, ha a bemeneti frekvencia rendre 100 MHz, 1000 MHz és 1200 MHz. Ez látható a 6.9.b. ábrán. A két A/D átalakító tehát csak akkor jelez azonos frekvenciát, ha a bemenet

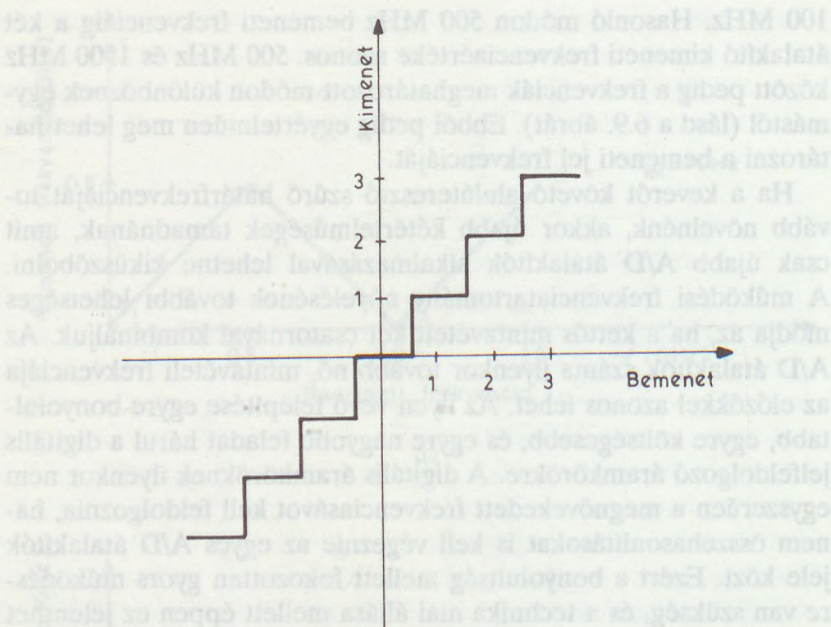
100 MHz. Hasonló módon 500 MHz bemeneti frekvenciáig a két átalakító kimeneti frekvenciaértéke azonos. 500 MHz és 1500 MHz között pedig a frekvenciák meghatározott módon különböznek egymástól (lásd a 6.9. ábrát). Ebből pedig egyértelműen meg lehet határozni a bemeneti jel frekvenciáját.

Ha a keverőt követő aluláteresztő szűrő határfrekvenciáját tovább növelnénk, akkor újabb kétértelműségek támadnának, amit csak újabb A/D átalakítók alkalmazásával lehetne kiküszöbölni. A működési frekvenciatartomány növelésének további lehetséges módja az, ha a kettős mintavételt két csatornával kombináljuk. Az A/D átalakítók száma ilyenkor tovább nő, mintavételi frekvenciája az előzőkkel azonos lehet. Az ilyen vevő felépítése egyre bonyolultabb, egyre költségesebb, és egyre nagyobb feladat hárul a digitális jelfeldolgozó áramkörökre. A digitális áramköröknek ilyenkor nem egyszerűen a megnövekedett frekvenciasávot kell feldolgoznia, hanem összehasonlításokat is kell végeznie az egyes A/D átalakítók jele közt. Ezért a bonyolultság mellett fokozottan gyors működésre van szükség, és a technika mai állása mellett éppen ez jelenthet akadályt a frekvenciasáv további növelésére.

A digitális mikrohullámú vevőknek, mint láttuk, a mikrohullámú áramkörön kívül nagyon fontos részét képezik az A/D átalakítók és a digitális jelfeldolgozó áramkörök. A továbbiakban ezekkel foglalkozunk kicsit részletesebben.

6.4. Analóg-digitál átalakítók

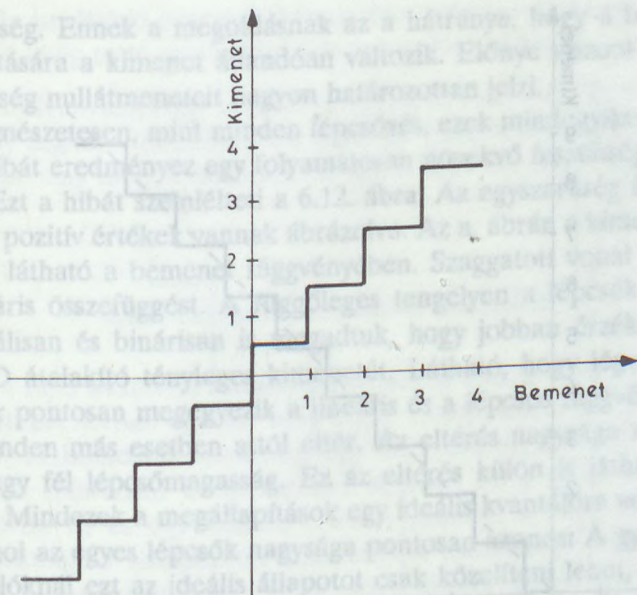
A digitális mikrohullámú vevők egyik lényeges eleme az analóg-digitál (A/D) átalakító, mely a bemeneti feszültséget egy bináris szóvá alakítja [4–6]. Az A/D átalakítók két lényeges részből állnak, a mintavevő-tartó áramkörből és a kvantálóból. A mintavevő-tartó (sample and hold = S/H) áramkör feladata az, hogy rendszeresen ismétlődő időközönként mintát vegyen az analóg jelből, és ezt az értéket tartsa meg a következő mintavétel idejéig. A mintavételek ismétlődési frekvenciáját nevezik mintavételi frekvenciának, ez az S/H áramkörök egyik fontos jellemzője. A Nyquist-kritérium szerint ennek a mintavételi frekvenciának legalább kétszer akkora kell



6.10. ábra. A/D átalakító kimeneti feszültsége a bemenet közepelése esetén

lenni, mint a vizsgálandó analóg jel legnagyobb frekvenciája. Magának a mintavételnek nagyon rövid ideig kell tartania, hogy közben ne változzon meg az analóg bemeneti jel. Ezt az időtartamot mintavételi ablaknak nevezik. A mintavevő-tartó áramkör feladata az is, hogy a vett minta értékét őrizze (tartsa) meg a következő mintavételig. Ezen idő alatt történik meg a kvantálás, jön létre a bináris szó. Nyilvánvaló, hogy ennek a kvantálásnak is nagyon gyorsan kell megtörténnie, hogy az újabb mintavétel minél hamarabb bekövetkezhessen. A gyakorlatban magát a kvantálót is szokás A/D átalakítónak nevezni, hiszen itt történik a digitális jellé való tényleges átalakítás, de tudatában kell lenni annak, hogy ezt mindig meg kell előznie egy S/H áramkör.

Maga a kvantálás is két részből áll. A bemeneti analóg jelet valamilyen lépcsőkkel, fix értékekkel kell helyettesíteni, majd ezt a lépcsőt egy bináris szóval kell jellemezni. A lépcsőzés elvileg lehet lineáris, azonos nagyságú lépcsőkből álló, vagy lehet nemlineáris,

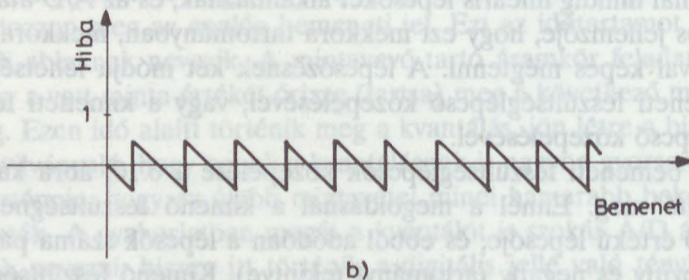
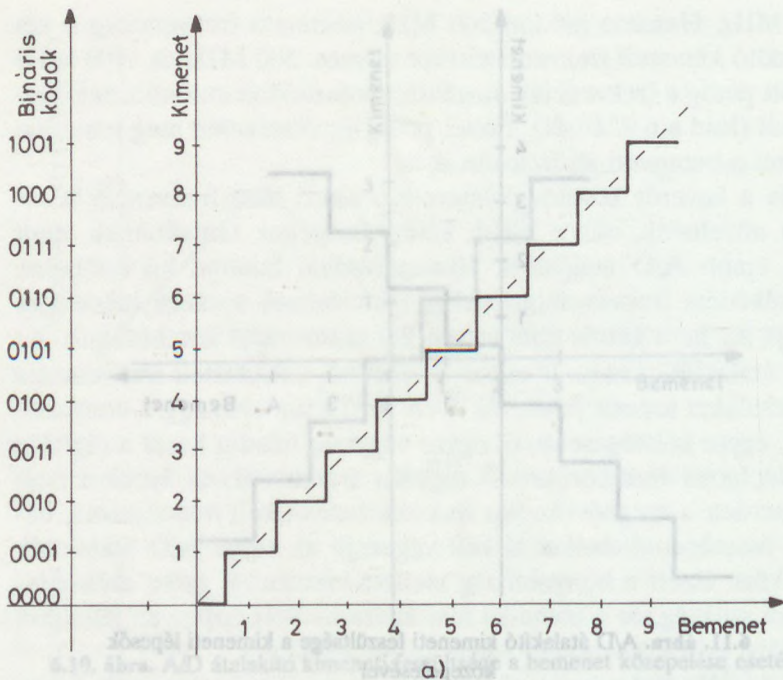


6.11. ábra. A/D átalakító kimeneti feszültsége a kimeneti lépcsők közepelésével

amikor különböző nagyságú lépcsőket alkalmaznak. Az A/D átalakítóknál mindig lineáris lépcsőket alkalmaznak, és az A/D átalakító fontos jellemzője, hogy ezt mekkora tartományban, mekkora dinamikával képes megtenni. A lépcsőzésnek két módja lehetséges, a bemeneti feszültséglépcső közepelésével, vagy a kimeneti feszültséglépcső közepelésével.

A bemeneti feszültséglépcsők közepelése a 6.10. ábra kapcsán érthető meg. Ennél a megoldásnál a kimenő feszültségnek van egy 0 értékű lépcsője, és ebből adódóan a lépcsők száma páratlan (a pozitív és negatív tartományt tekintve). Kimenő feszültség csak akkor lép fel, ha a bemeneti feszültség eléri a fél lépcsőszélességet. Ennek a megoldásnak az az előnye, hogy a bemeneti feszültség zaja nem ad kimenő jelet.

A kvantálók másik megoldásánál a kimeneti feszültséglépcsők vannak közepelve, ahogy az a 6.11. ábrán látható. A lépcsők száma ilyenkor páros, és a kimeneten mindig van egy fél lépcsőnyi



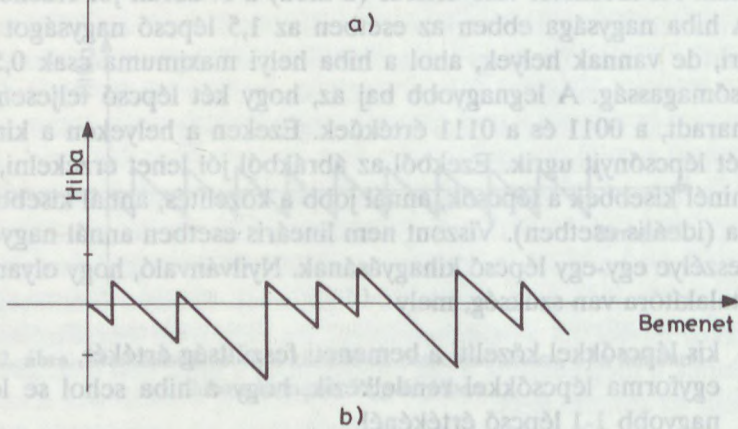
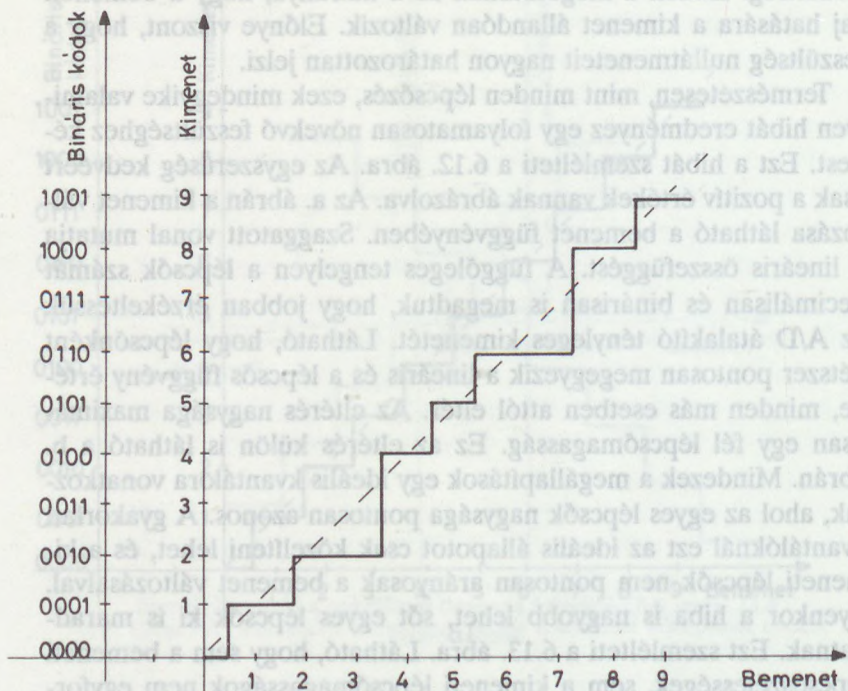
6.12. ábra. Kvantálási hiba: a) a kimenetek összehasonlítása, b) a kimeneti hiba a bemenet függvényében

feszültség. Ennek a megoldásnak az a hátránya, hogy a bemeneti zaj hatására a kimenet állandóan változik. Előnye viszont, hogy a feszültség nullátmeneteit nagyon határozottan jelzi.

Természetesen, mint minden lépcsőzés, ezek mindegyike valamilyen hibát eredményez egy folyamatosan növekvő feszültséghez képest. Ezt a hibát szemlélteti a 6.12. ábra. Az egyszerűség kedvéért csak a pozitív értékek vannak ábrázolva. Az a. ábrán a kimenet változása látható a bemenet függvényében. Szaggatott vonal mutatja a lineáris összefüggést. A függőleges tengelyen a lépcsők számát decimálisan és binárisan is megadtuk, hogy jobban érzékeltesük az A/D átalakító tényleges kimenetét. Látható, hogy lépcsőnként kétszer pontosan megegyezik a lineáris és a lépcsős függvény értéke, minden más esetben attól eltér. Az eltérés nagysága maximuman egy fél lépcsőmagasság. Ez az eltérés külön is látható a b. ábrán. Mindezek a megállapítások egy ideális kvantálóra vonatkoztak, ahol az egyes lépcsők nagysága pontosan azonos. A gyakorlati kvantálóknál ezt az ideális állapotot csak közelíteni lehet, és a kimeneti lépcsők nem pontosan arányosak a bemenet változásaival. Ilyenkor a hiba is nagyobb lehet, sőt egyes lépcsők ki is maradhatnak. Ezt szemlélteti a 6.13. ábra. Látható, hogy sem a bemeneti lépcsőszélességek, sem a kimeneti lépcsőmagasságok nem egyformák. Az ideálistól való eltérés (a hiba) a b. ábrán jól érzékelhető. A hiba nagysága ebben az esetben az 1,5 lépcső nagyságot is eléri, de vannak helyek, ahol a hiba helyi maximuma csak 0,5 lépcsőmagasság. A legnagyobb baj az, hogy két lépcső teljesen ki is maradt, a 0011 és a 0111 értékűek. Ezeken a helyeken a kimenet két lépcsőnyit ugrik. Ezekből az ábrákból jól lehet érzékelni, hogy minél kisebbek a lépcsők, annál jobb a közelítés, annál kisebb a hiba (ideális esetben). Viszont nem lineáris esetben annál nagyobb a veszélye egy-egy lépcső kihagyásának. Nyilvánvaló, hogy olyan A/D átalakítóra van szükség, mely

- kis lépcsőkkel közelíti a bemeneti feszültség értékét,
- egyforma lépcsőkkel rendelkezik, hogy a hiba sehol se legyen nagyobb 1-1 lépcső értékénél.

Mindehhez járulnak a nagyfrekvenciás követelmények:



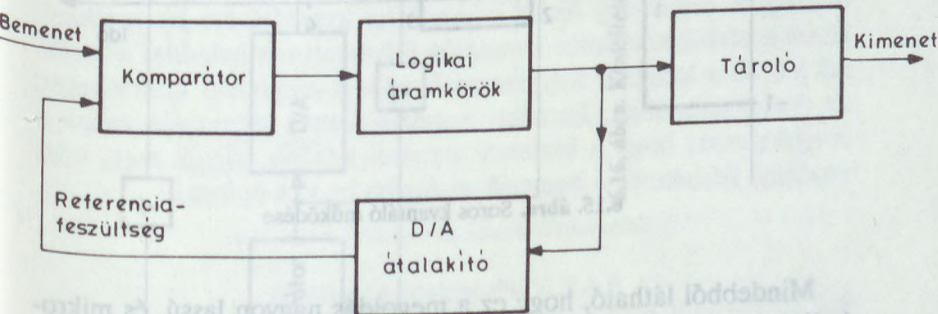
6.13. ábra. Nem lineáris kvantáló hibája

- sűrűn ismétlődő mintavétel (nagy mintavételi frekvencia),
- rövid ideig tartó mintavétel (kis mintavételi ablak).

Ebből nyilvánvaló, hogy nagyon nehéz olyan A/D átalakítót készíteni, mely digitális mikrohullámú vevőben alkalmazható. A következőben néhány megoldást ismertetünk, mellyel ezt a célt igyekeztek elérni.

6.4.1. Fokozatos közelítésű kvantálók

Ezt a fajta kvantálót soros kvantálónak is szokás nevezni, mert a műveleteket sorban egymás után végzi. Tömbvázlata a 6.14. ábrán látható. A bemeneti feszültség egy komparátorra kerül, mely a 0 értékű referencia következtében áthalad ezen is és a logikai áramkörön is, és egy kezdeti értékre beállítja a D/A átalakítót. Ezt követően a komparátor már csak a különbségi jelet engedi tovább. A logikai áramkör pedig egyre kisebb ugrásokkal közelíti a névleges értéket. Ezek az ugrások láthatók a 6.15. ábrán. Az

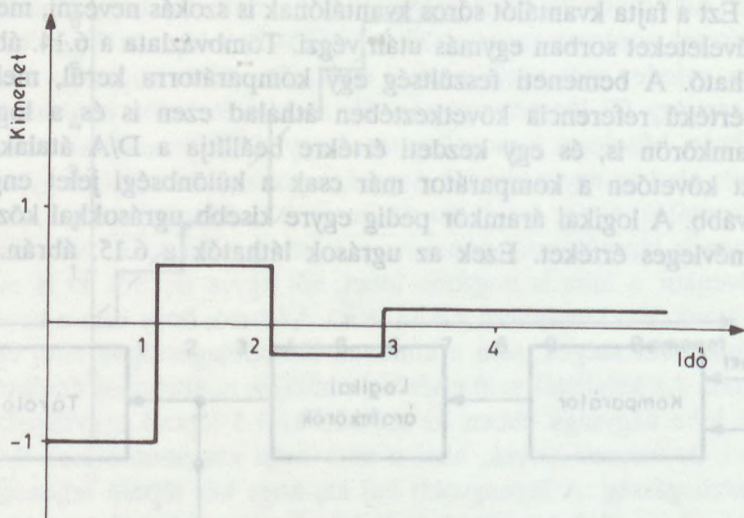


6.14. ábra. Soros kvantáló tömbvázlata

ugrások számát a logikai áramkörön be kell állítani. Akárhány ugrás is van, mindig lesz valami maradék hiba, de ez a hiba egyre kisebb. Nagy hátránya ennek a kvantálónak, hogy minden egyes ugráshoz az órajelnek egy újabb periódusára van szükség, ezért minél több ugrásos közelítést alkalmazunk, annál több ütemre van

szükség, annál később következhet egy újabb mintavétel a bemeneti jelből.

A soros kvantáló működéséhez szükséges még, hogy a bemeneti jel ne változzon meg ezen ütemek alatt, mert különben a közelítés nem lesz eredményes. Ezért feltétlenül kell a bemeneten egy mintavevő-tartó áramkört alkalmazni, mely a bemeneti szintet állandó értéken tartja. A kvantáló kimenetén pedig egy tárolót kell elhelyezni, mely a kimenet értékét tartja mindaddig, míg az újabb mintavétel újabb közelítése be nem fejeződik.

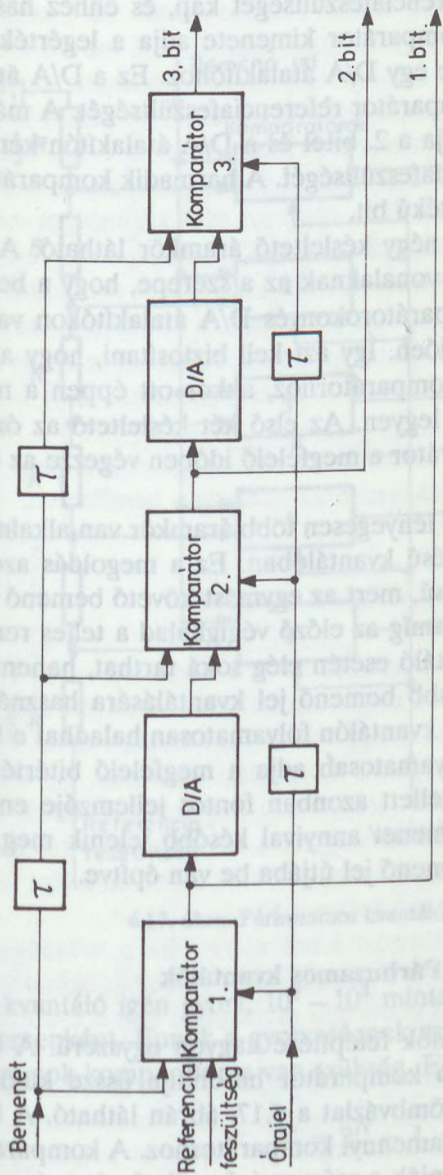


6.15. ábra. Soros kvantáló működése

Mindebből látható, hogy ez a megoldás nagyon lassú, és mikro-hullámú vevőkben nem alkalmazható sikeresen.

6.4.2. Késleltetett soros kvantáló

Egy három bites késleltetett soros kvantáló tömbvázlata látható a 6.16. ábrán. Három komparátor hozza létre a három bitet, és két D/A átalakító képezi a komparátorok referenciafeszültségét. Az



6.16. ábra. Késleltetett soros kvantáló tömbvázlata

első komparátor fix referenciafeszültséget kap, és ehhez hasonlítja a bemenő jelet. A komparátor kimenete adja a legértékesebb 1. bitet, és el van vezetve egy D/A átalakítóhoz. Ez a D/A átalakító képezi a második komparátor referenciafeszültségét. A második komparátor kimenete adja a 2. bitet és a D/A átalakítón keresztül a 3. komparátor referenciafeszültségét. A harmadik komparátorból származik a legkisebb értékű bit.

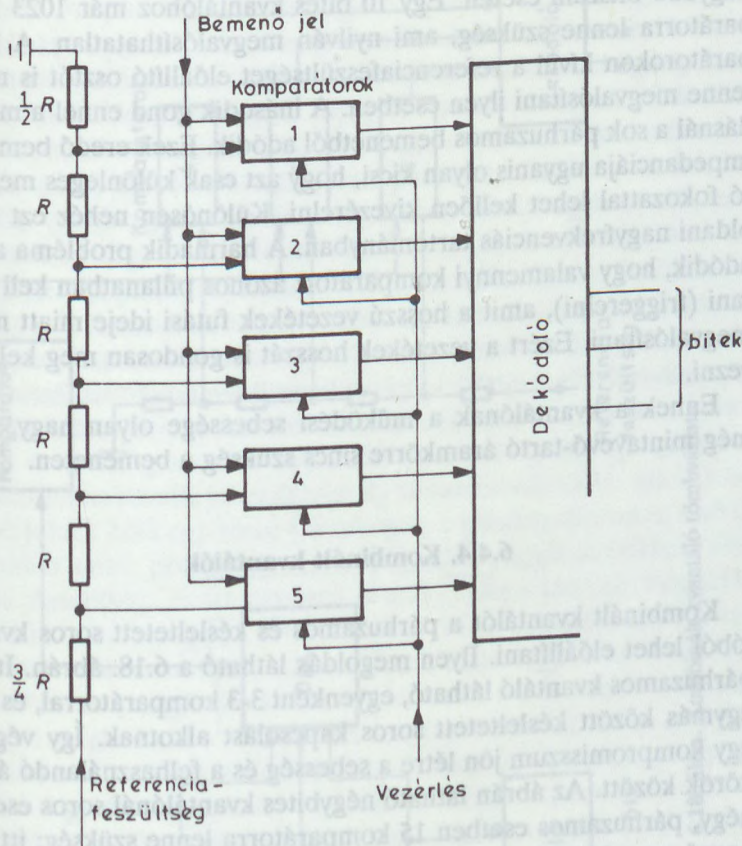
A tömbvázlaton még négy késleltető áramkör látható. A felső részen látható késleltető vonalaknak az a szerepe, hogy a bemenő jelet késleltessék a komparátorokon és D/A átalakítókön való áthaladási időnek megfelelően. Így azt kell biztosítani, hogy amikor a bemenő jel elér egy komparátorhoz, akkor ott éppen a megfelelő referenciafeszültség legyen. Az első két késleltető az órajelet késlelteti, hogy a komparátor a megfelelő időben végezze az összehasonlítást.

Ebben a kapcsolásban lényegesen több áramkör van alkalmazva, mint a fokozatos közelítésű kvantálóban. Ez a megoldás azonban sokkal gyorsabb működésű, mert az egymást követő bemenő jeleknek nem kell megvárni, amíg az előző végighalad a teljes rendszeren, ami több bites kvantáló esetén elég soká tarthat, hanem minden egyes órajel egy újabb bemenő jel kvantálására használható. Ezért a késleltetett soros kvantálón folyamatosan haladhat a bemenő jel, és a kimenet folyamatosan adja a megfelelő bitértékeket, az órajel ütemében. Emellett azonban fontos jellemzője ennek a megoldásnak, hogy a kimenet annyival később jelenik meg, mint amennyi késleltetés a bemenő jel útjába be van építve.

6.4.3. Párhuzamos kvantálók

A párhuzamos kvantálók felépítése nagyon egyszerű. A bemeneti jelet egyszerre több komparátor hasonlítja össze különböző referenciaszintekkel. A tömbvázlat a 6.17. ábrán látható. A bemenő jel egyszerre jut el valamennyi komparátorhoz. A komparátorok egy feszültségosztóról kapják a referenciafeszültségeket, és egy dekódolót vezérelnek, mely a kimenő biteket állítja elő.

Minthogy az összes komparátor egyszerre dolgozik, ezért ez a



6.17. ábra. Párhuzamos kvantáló tömbvázlata

fajta kvantáló igen gyors, $10^7 - 10^8$ mintát tudnak feldolgozni másodpercenként. Ennek a gyorsaságnak azonban igen nagy ára van, nagyon sok komparátorra van szükség. Egy N -bites kvantálóhoz

$$K = 2^N - 1 \quad (6.7)$$

számú kvantálóra van szükség. Az előző példával összehasonlítva, egy hárombites kvantálóhoz 7 komparátor kell, szemben a 6.16. áb-

rán látható hárommal. Még sokkal szembetűnőbb ez a különbség nagyobb bitszám esetén. Egy 10 bites kvantálóhoz már 1023 komparátorra lenne szükség, ami nyilván megvalósíthatatlan. A komparátorokon kívül a referenciafeszültséget előállító osztót is nehéz lenne megvalósítani ilyen esetben. A második gond ennél a megoldásnál a sok párhuzamos bemenetből adódik. Ezek eredő bemeneti impedanciája ugyanis olyan kicsi, hogy azt csak különleges meghajtó fokozattal lehet kellően kivezérelni. Különösen nehéz ezt megoldani nagyfrekvenciás tartományban. A harmadik probléma abból adódik, hogy valamennyi komparátort azonos pillanatban kell indítani (triggerelni), amit a hosszú vezetékek futási ideje miatt nehéz megvalósítani. Ezért a vezetékek hosszát is gondosan meg kell tervezni.

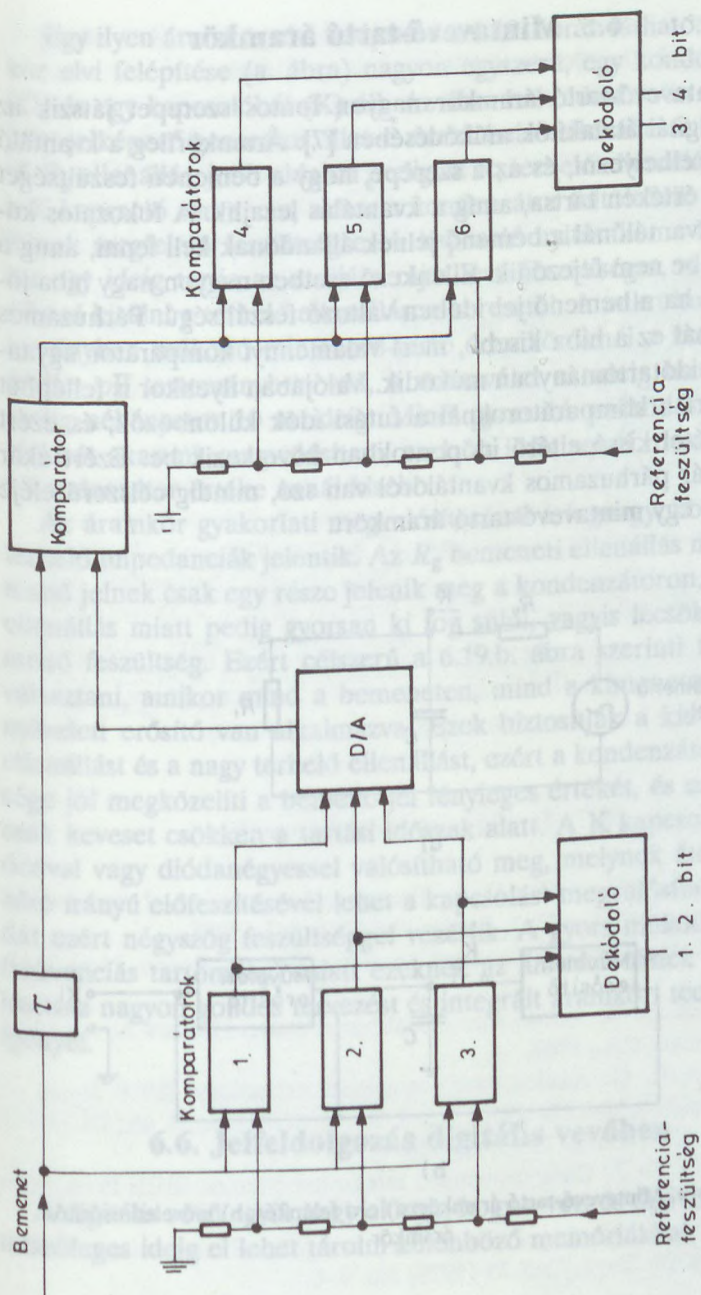
Ennek a kvantálónak a működési sebessége olyan nagy, hogy még mintavevő-tartó áramkörre sincs szükség a bemeneten.

6.4.4. Kombinált kvantálók

Kombinált kvantálót a párhuzamos és késleltetett soros kvantálóból lehet előállítani. Ilyen megoldás látható a 6.18. ábrán. Itt két párhuzamos kvantáló látható, egyenként 3-3 komparátorral, és ezek egymás között késleltetett soros kapcsolást alkotnak. Így végül is egy kompromisszum jön létre a sebesség és a felhasználandó áramkörök között. Az ábrán látható négybites kvantálónál soros esetben négy, párhuzamos esetben 15 komparátorra lenne szükség; itt közbelső megoldásként 7 db van felhasználva.

Még szembetűnőbb változást lehet elérni, ha a szükséges bitszám nagyobb. Ez azonban a működési sebesség csökkenését jelenti, ezért mindig nagyon gondosan mérlegelni kell a kvantáló felépítését.

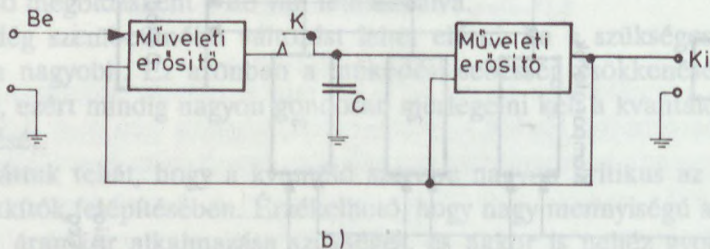
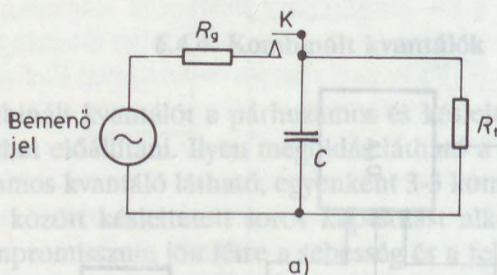
Láttuk tehát, hogy a kvantáló szerepe nagyon kritikus az A/D átalakítók felépítésében. Érzékelhető, hogy nagy mennyiségű alkatrész, áramkör alkalmazása szükséges, és akkor is nehéz gyors és pontos átalakítót készíteni. Ez a kulcsa a digitális mikrohullámú vevőkészülékeknek.



6.18. ábra. Kombinált kvantáló tömbvázlata

6.5. Mintavevő-tartó áramkör

A mintavevő-tartó áramkör nagyon fontos szerepet játszik az analóg-digitál átalakítók működésében [7]. Áramkörileg a kvantáló előtt kell elhelyezni, és az a szerepe, hogy a bemeneti feszültséget konstans értéken tartsa, amíg a kvantálás lezajlik. A fokozatos közelítésű kvantálónál a bemenő jelnek állandónak kell lenni, amíg a közelítés be nem fejeződik. Ellenkező esetben nagyon nagy hiba jöhet létre, ha a bemenő jel időben változó feszültségű. Párhuzamos kvantálónál ez a hiba kisebb, mert valamennyi komparátor ugyanabban az időtartományban működik. Valójában ilyenkor is felléphet hiba, mert a komparátoroknál a futási idők különbözők, és ezért a mintavétel kissé eltérő időpontokban következik be. Ezért akár soros, akár párhuzamos kvantálóról van szó, mindig célszerű eléje beépíteni egy mintavevő-tartó áramkört.



6.19. ábra. Mintavevő-tartó áramkör: a) elvi felépítés, b) műveleti erősítős áramkör

Egy ilyen áramkör elvi felépítése a 6.19. ábrán látható. Az áramkör elvi felépítése (a. ábra) nagyon egyszerű, egy kondenzátorból (C) és egy kapcsolóból (K) áll. Az ábra bal oldalán van a bemenő jelet jelképező generátor, illetve annak belső ellenállását helyettesítő R_g ellenállás, jobb oldalon pedig az R_t terhelő ellenállás. Amikor a K kapcsoló zárva van, akkor a kondenzátor feltöltődik a bemenő jelnek megfelelő feszültségre. A kapcsoló nyitásakor a kondenzátor egy ideig tartja az utoljára rajta levő feszültséget, majd lassan elkezd kisülni a terhelő ellenálláson keresztül. A mikrohullámú tartományban működő mintavevő-tartó áramköröknél a kondenzátor értéke pF tartományban van, a mintavétel ns ideig tart, a tartás pedig néhányszor 10 ns ideig. Minél gyorsabb működésű A/D átalakítót akarunk megvalósítani, ezek az idők annál rövidebbek, és a kondenzátor értéke annál kisebb.

Az áramkör gyakorlati megvalósításánál a legnagyobb gondot a terhelő impedanciák jelentik. Az R_g bemeneti ellenállás miatt a bemenő jelnek csak egy része jelenik meg a kondenzátoron, a terhelő ellenállás miatt pedig gyorsan ki fog sülni, vagyis lecsökken a kimenő feszültség. Ezért célszerű a 6.19.b. ábra szerinti megoldást választani, amikor mind a bemeneten, mind a kimeneten egy-egy műveleti erősítő van alkalmazva. Ezek biztosítják a kis bemeneti ellenállást és a nagy terhelő ellenállást, ezért a kondenzátor feszültsége jól megközelíti a bemenő jel tényleges értékét, és ez az érték csak keveset csökken a tartási időszak alatt. A K kapcsoló egy diódával vagy diódanéggyessel valósítható meg, melynek áteresztő és záró irányú előfeszítésével lehet a kapcsolást megvalósítani. A diódát ezért négyszög feszültséggel vezérik. A gyors működés (nagyfrekvenciás tartomány) miatt ezeknek az áramköröknek a megvalósítása nagyon gondos tervezést és integrált áramkörti technológiát igényel.

6.6. Jelfeldolgozás digitális vevőben

A digitális vevő egyik nagy előnye, hogy a vett és digitalizált jelet tetszőlegesen ideig el lehet tárolni különböző memóriákkal, és azokat

ismételten fel lehet használni kiértékeléshez, statisztikai adatgyűjtéshez vagy kódolt jelek esetén azok megfejtéséhez.

Erre a célra különböző módszerek vannak, és azok közül kell kiválasztani a feladathoz legjobban illeszkedő megoldást. Tekintettel arra, hogy ezeknek a módszereknek az ismertetése nem fér bele ennek a könyvnek a terjedelmébe, ezért itt csak egy felsorolást adunk és irodalmi hivatkozásokat, ahol azokról bővebb tájékoztatást lehet kapni:

- gyors Fourier-transzformáció [8],
- autokorrelációs módszer [9 – 10],
- autoregressziós módszer [11, 12],
- adaptív módszer [13 – 15],
- Pisarenko-módszer [16],
- Prony-módszer [17].

Ezenkívül is még többféle módszer létezik valamilyen különleges feladat megoldására. Ezek részletesebb megismeréséhez a [2] irodalmat lehet javasolni.

A digitális vevők elterjedéséhez még számos hardver- és szoftverfeladatot meg kell oldani, de a vevők számos előnye miatt nagyon intenzív kutatómunka folyik ezen a területen.

6.7. Irodalom a 6. fejezethez

1. RABINER, L. R. — GOLD, B.: Theory and application of digital signal processing. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1975.
2. TSUI, J. B.: Digital microwave receivers, Artech House, New York, 1989.
3. STIMSON, G. W.: Introduction to airborne radar. Hughes Aircraft Co., El Segundo, CA., 1983.
4. JAEGER, R. C.: Analog data acquisition technology. IEEE Journ. of Microwaves I. Vol. 12. (1982) No. 5. 20.; II. (1982) No. 8. 46.; III. (1982) No. 11. 20.; IV. Vol. 13. (1983) No. 2. 52.
5. DOOLEY, D. J.: Data conversion integrated circuits. IEEE Press, New York, 1980.
6. GORDON, B. M.: Linear electronic analog/digital conversion architectures. IEEE Trans. CAS-25 (1978) No. 7. 6.

7. STAFFORD, K. R. — GRAY, P. R. — BLANCHARD, R. A.: A complete monolithic sample/hold amplifier. IEEE Trans. SC-9 (1974) No. 6. 381.
8. BRIGHAM, E. O.: The Fast Fourier Transform. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1974.
9. BLACKMAN, R. B. — TUKEY, J. W.: The measurement of power spectra. Dover, New York, 1958.
10. MARPLE, S. L.: Digital spectral analysis with applications. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1987.
11. HAYKIN, S.: Adaptive filter theory. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1986.
12. KAY, S. M.: Modern spectral estimation. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1987.
13. HONIG, N. L. — MESSERSCHMITT, D. G.: Adaptive filters. Kluwer Academic Publishers, Boston, 1984.
14. FRIEDLANDER, B.: Adaptive algorithm for Finite Impulse Response filters. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1985.
15. WIDROW, B. — STEARNS, S. D.: Adaptive signal processing. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1987.
16. PISARENKO, V. F.: The retrieval of harmonics from a covariance function. IEEE Press, New York, 1986.
17. HILDEBRAND, F. B.: Introduction to numerical analysis. McGraw-Hill, New York, 1956.

7. FÜGGELÉK

7.1. Jelölések

A	kimenő jel
C	kapacitás
c	fénysebesség
d, D	átmérő
E	elektromos tér
e	az elektron töltése
f	frekvencia
H	mágneses tér
h	Planck-állandó
I	fényintenzitás
K	akusztikus hullám hullámvektora
L, l	hosszúság
M_2	anyag akusztooptikai jósági tényezője
m	apertúramagasság
n	anyagok törési indexe
P	teljesítmény
PW	impulzusszélesség
Q	jósági tényező
R	ellenállás
S	térerő (1. fejezetben)
S	vevőkészülék érzékenysége (3. fejezetben)
S_T	nagyfrekvenciás jel Fourier-transzformáltja
$S(t)$	nagyfrekvenciás jel időfüggvénye
T, t	idő
U	feszültség
$u(t)$	feszültség — idő függvény
v	terjedési sebesség

W	energiafolyási sűrűség
w	kölcsönhatási út Bragg-cellánál
X, Y	derékszögű koordináták
Z_0	hullámellenállás
β	fázistényező
$\text{tg} \delta$	vesztési tényező
ε	relatív dielektromos állandó
ε_0	vákuum dielektromos állandója
η	hatásfok
θ	törési szög (optika)
A	akusztikus hullámhossz
λ	hullámhossz
μ_0	vákuum mágneses permeabilitása
ν	Josephson-frekvencia
ρ	anyagsűrűség
τ	futási idő, késleltetés
φ	fázisszög
ω	körfrekvencia
Ω	akusztikus hullám körfrekvenciája

7.2. Rövidítések

AC	Alternating Current (váltakozó áram)
A/D	Analog/Digital (átalakító)
AGC	Automatic Gain Control (automatikus erősítésszabályzás)
APD	Avalanche Photo Diode (lavinadióda)
BW	Band Width (sávszélesség)
CCD	Charge Coupled Device (töltéscsatolt eszköz)
CW	Continous Wave (folyamatos hullám)
D/A	Digital/Analog (átalakító)
DC	Direct Current (egyenáram)
FET	Field Effect Transistor (térvezérlésű tranzisztor)
IFM	Instantaneous Frequency Measurement (azonnali frekvenciamérés)
KF	Középfrekvencia vagy középfrekvenciás fokozat

LO vagy HO	Local Oscillator (helyi oszcillátor pl. keverőknél)
NEP	Noise Effective Power (zajjal ekvivalens teljesítmény)
PLL	Phase Locked Loop (fázisvezérelt hurok)
RF	Radio Frequency (rádiófrekvencia)
SAW	Surface Acoustic Wave (felületi akusztikus hullám)
SIS	Superconductor-Insulator-Superconductor (szupravezető-szigetelő-szupravezető)
VCO	Voltage Controlled Oscillator (feszültséggel hangolt oszcillátor)
YIG	Yttrium iron garnet (ittrium-vas gránát)

A sorozatban jelent meg:

Dallos György — Szabó Csaba

Hírközlő csatornák véletlen hozzáférési módszerei

Lendvay Ödön

Félvezető lézerek

Gaál József

**Elektronikus áramkörök statisztikus analízise és szintézise
Monte-Carlo módszerrel**

Álló Géza — Hegedűs Gy. Csaba — Kelemen Dezső — Szabó József
A digitális képfeldolgozás alapproblémái

Katalin Tarnay

Protocol Specification and Testing

Heller Krisztina — Nádasdy Ferenc (szerk.)

A távközlés társadalmi és gazdasági összefüggései

Lantos Béla

Robotok irányítása

Nemetz Tibor — Vajda István

Algoritmusos adatvédelem

Németh Gábor — Horváth László

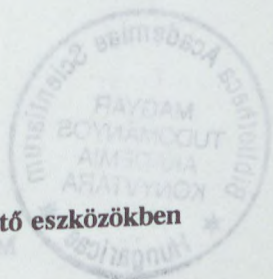
Számítógép-architektúrák

Kálmán Tarnay — Vladimír Székely

Modeling in Semiconductor Electronics

Mojzes Imre — Pődör Bálint

Új anyagok és szerkezetek a mikrohullámú félvezető eszközökben



A kiadásért felelős az Akadémiai Kiadó és Nyomda Vállalat
igazgatója

A nyomdai munkálatokat az Akadémiai Kiadó és Nyomda Vállalat
végezte

Felelős vezető: Zöld Ferenc
Budapest, 1994

Nyomdai táskaszám: 23040

Felelős szerkesztő: Szente László

Műszaki szerkesztő: Marton Andor

A fedélterv Bogdán Hajnal munkája

Kiadványszám: I/175

Megjelent: 22,75 (A/5) ív terjedelemben

HU ISSN 0236-6312



A mikrohullámú frekvenciasáv használata napjainkban rohamosan bővül. A mikrohullámú jelek vétele azonban számos olyan problémát vet fel, amelyek feloldása a vételtechnika szokásos módszereitől eltérő.

A szerző áttekinti azokat a korszerű felépítésű mikrohullámú vevőkészülékeket, amelyek a vett jelek egyes különleges jellemzőinek (jelfrekvencia, impulzusadatok, frekvenciaugrás stb.) meghatározására vagy különleges bemeneti fokozataik révén nagyon gyenge jelek vételére is képesek.

Részletesen foglalkozik az azonnali frekvenciamérésre alkalmas vevőkészülékek, a csatornázott vevők és a Bragg-cellás vevők felépítésével és működésével. A milliméteres hullámú vevőkkel kapcsolatos különleges megoldásokra is kitér. A különlegesen nagy érzékenységű vevőkészülékek szupravezető állapotban működő bemenő fokozatainak működését és felépítését is tárgyalja. Ezek a szupravezető áramkörök főleg a 100 GHz fölötti tartományban alkalmazhatók előnyösen. Végül a mikrohullámú vevők egy újfajta megoldását ismerteti, amely készülékek előnye, hogy bennük nincs detektor, hanem a nagyfrekvenciás jelet digitalizálják, ezáltal a vett jelből több információt lehet megállapítani (pl. a fázisát), továbbá a jel hosszú időn át tárolható és ismételten feldolgozható.

A könyv témája korszerű, magyar nyelven először jelenik meg e területen összefoglaló mű. Stílusa világos, sok hasznos magyarázó ábrát tartalmaz. Az igen alapos irodalomjegyzék lehetőséget ad az olvasónak, hogy a számára érdekes részletekről hiteles forrásokból tájékozódjon.