

ELŐSZÓ

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Karán 1991. szeptemberében új tanterv szerint kezdődött az oktatás. A hallgatók az első öt félévben egységes villamosmérnöki képzést kapnak, és a specializáció csak a hatodik félévben kezdődik. A villamosmérnöki tevékenység két fontos területéről, a híradástechnikáról és a mikroelektronikáról az ötödik félévben két tantárgy nyújt áttekintést. Mivel a két témakör korszerű ismertetése az egyetemi és főiskolai hallgatókon kívül a műszakiak széles körét is érdekli, ezért a Műszaki Könyvkiadó könyv formájában megjelenteti a témaköröket összefoglaló műveket.

A Híradástechnika c. könyv íróiként azt tartottuk szem előtt, hogy egy húszéves egyetemi hallgató számára kell - a terjedelmi korlátok figyelembevételével - áttekintést adnunk a híradástechnika alapelveiről és alkalmazási területeiről. Az anyagot ennek értelmében huszonnégy részre bontottuk: mindegyik részhez a könyv egyik fejezete, ill. egy kettős előadási óra tartozik. A könyv fejezeteit ellenőrző kérdések, példák, irodalomjegyzék és a fejezetben használt rövidítések magyarázata zárja. A tantárgyat hallgató, ill. a könyvet olvasó diákról feltételezzük az első négy félév alapozó tantárgyainak, elsősorban a matematika, a valószínűségszámítás, továbbá a jelek és hálózatok analízisének ismeretét. A témakörök tárgyalásánál igyekeztünk összehangolni a gimnáziumból, ill. szakközépiskolából jövő hallgatók különböző előképzettségét. Arra is gondoltunk, hogy hallgatóink egyik része híradástechnikával fog a későbbiekben foglalkozni, míg másik része nem híradástechnikai modulokat fog tanulni. Figyelembe vettük azt is, hogy a hallgatók - az egységes képzés keretében - más tantárgyakban foglalkoznak a számítástechnikával, ezért az adatátviteli hálózatokra részletesen nem tértünk ki.

A Híradástechnika c. könyv megjelenését a Műszaki Könyvkiadónál az "Ipar a korszerű mérnök-képzésért alapítvány" anyagi támogatása tette lehetővé. A könyv lektorálásának szerteágazó feladatát dr. Péceli Gábor egyetemi tanár és dr. Sallai Gyula c. egyetemi tanár vállalta. A Műszaki Könyvkiadó részéről a könyv felelős szerkesztője dr. Szalai Pálné volt. Mindannyiuknak köszönetet mondunk lelkiismeretes munkájukért és segítőkészségükért.

A könyv készítésekor a magyar felsőoktatásról, a magyar ipar jövőjéről és a távközlés fejlesztéséről széles körű viták folytak. A Villamosmérnöki és Informatikai Kar tantervének megújítását is viták kísérték. Különböző nézetek merültek fel az ötödik félévben sorra kerülő tantárgyakkal kapcsolatban is. A Híradástechnika c. tantárgy és e kötet a különféle elképzelések és a reális lehetőségek egyeztetésének eredménye. A szerzők remélik, hogy sikerült bemutatniuk a híradástechnika szépségét és hasznosságát, az Olvasók érdeklődését pedig felkelteni a témakörök részletes megismerésére és aktív művelésére.

1. BEVEZETÉS

Az egész világon és hazánkban is mind több villamosmérnök foglalkozik híradástechnikával. E jelenségre a bevezető fejezetben próbálunk magyarázatot adni. Meghatározzuk a híradástechnika fogalmát és megvilágítjuk a társadalmi jelentőségét. Vázzuk a híradástechnika történetének fontosabb eseményeit. Bemutatjuk a témakör szerepét és elhelyezkedését a villamosmérnöki tanulmányokban, és indokoljuk a könyv felépítését.

1.1. A híradástechnika fogalma

Híradástechnikán azon (elektronikus) műszaki megoldások összességét értjük, amelyek segítségével információt tudunk átvinni bármely két pont között, bármilyen távolságra, lehetőség szerint kis torzítással és hibával, ésszerű költségek mellett.

Ezen általános értelmezést a jobb megértés érdekében egészítsük ki néhány megjegyzéssel:

- A híradástechnika emberek által létrehozott technológia. Az emberek közötti kommunikáció híradástechnika nélkül is létezik, de a híradástechnika lényegesen kiterjeszti a szükségletek kielégítésének lehetőségét. A híradástechnika alapvetően az elektromágneses jelenségeket használja fel.
- Az átviendő információnak sok fajtája van: beszéd, zene, szöveg, kép, adat stb.
- A híradástechnika egyik alapproblémája az információátvitel hűsége az elkerülhetetlen zavaró jelenségek ellenére.
- A híradástechnika segítségével szolgáltatást nyújtunk. A felhasználó állandó szolgáltatást vár, a körülményektől függetlenül. A szolgáltatás megbízhatósága fontos követelmény.
- A két felhasználó összekötése az információcsere idejére a kapcsolástechnika feladata. Az információátvitel biztosítása a felhasználók között az átviteltechnika feladata. Az előbbire tipikus példa a telefonközpont, az utóbbira a vezetékes összeköttetés.
- A mérnök tevékenysége kiterjed a gazdaságosság kérdéssére is. A költség és a minőség között egyensúlyt kell találnia a különféle korlátozó feltételek ellenére.

A híradástechnika által nyújtott szolgáltatásokat több szempontból csoportosíthatjuk:

- az átviendő információ fajtája szerint,
- a résztvevők számától függően,
- a résztvevők szerepétől (lehetőségétől) függően.

Az utóbbi szempont szerint megkülönböztetünk egyirányú, kétirányú (dialogus) és többirányú (konferencia-) összeköttetést.

Ha több résztvevő használja ugyanazt a szolgáltatást, akkor az őket összekötő egységek hálózatot alkotnak. Műsorszórás esetén egy forrásból több nyelőbe, egyirányúan jut el az információ. Adatgyűjtés esetén több forrásból érkezik az információ ugyanabba a nyelőbe.

Ha a résztvevők között az összeköttetés nem áll fenn állandóan, hanem a résztvevők utasítása szerint csak meghatározott időre, akkor kapcsolt összeköttetésről beszélünk. Ilyenkor a hálózat kapcsolóegységeket (kapcsolóközpontokat) is tartalmaz.

A hálózatot alkotó átviteli és kapcsolóegységek gazdaságos felhasználása megköveteli az átviteli utak és a kapcsolóközpontok többszörös kihasználását. Az átviteli csatornák megosztása több résztvevő között a híradástechnika egy további alapproblémáját jelenti. Ennek azonban határt szab, hogy a résztvevők gazdaságos kiszolgálása torlódáshoz, sorban álláshoz vezethet.

Az előzőekben bemutatott szempontok szerinti csoportosításról az 1.1. táblázat ad áttekintést. A táblázatban nem szereplő további fontos szempont, hogy fix vagy mobilszolgáltatásról van-e szó. Napjainkban a mobilszolgáltatások részaránya növekszik.

Információ-fajta	Átviteli irán-nyok száma			Hálózat					Szolgáltatás
	1	2	több	mű- sor- szó- rás	a- dat- gyűj- tés	pont- pont	kap- csolt	osz- totl	
Beszéd		x	x			x	x	x	Telefon
	x						x	x	Távkonferencia
	x			x					Pontos idő
Zene	x			x					Rádióműsor
	x			x					Rádióműsor
Szöveg	x					x	(x)	(x)	Vezetékes rádió
Állókép		x	(x)				x	x	Távírat
Mozgóképek		x					x	x	Telex, E-mail
Adat	x			x					Fax
	x				x				Tv
	x				x				Táv mérés
	x				x				Távfelügyelet
			x			x		x	Távvezérlés
							x	x	Számítógép-hálózat

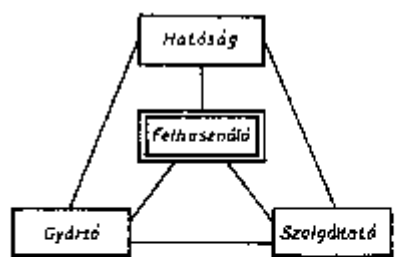
1.1. táblázat. Példák a híradástechnikai szolgáltatásokra

1.2. A híradástechnika társadalmi jelentősége

A híradástechnikai szolgáltatás fontosabb szereplői a következőképpen csoportosíthatók:

- felhasználók (résztevők, előfizetők, fogyasztók), akik a szolgáltatást igénybe veszik és a műszaki részleteket nem ismerik,
- szolgáltatók, akik a felhasználók igényeit kielégítik és ennek érdekében megtervezik, megépítik és üzemeltetik a hálózatot,
- gyártók, akik a szolgáltatáshoz szükséges berendezéseket fejlesztik, gyártják és eladják,
- hatóság, amely szabályozza a híradástechnikai szolgáltatás műszaki és gazdasági kereteit.

Az 1.1. ábra kívánja érzékeltetni, hogy a híradástechnikai szolgáltatás középpontjában a felhasználó áll. Az 1.2. táblázatban a távbeszélőszolgáltatást a főállomások sűrűségével, a televíziószolgáltatást az előfizetői sűrűséggel írtuk le. Ezek a jellemzők nem mutatják teljeskörűen a szolgáltatás minőségét, csupán egy fontos mutatóval jellemzik az ellátottsági helyzetet. A száz lakosra jutó televízió-előfizetők száma hazánkban kielégítőnek mondható, a távbeszélő-főállomások száz lakosra eső száma viszont súlyos hiányt mutat. Ez látható az 1.2. ábrán, amelyen a nemzeti össztermék és a fővonalak számának kapcsolatát tüntettük fel 1991-es adatok alapján. Az ábra egyrészt azt mutatja, hogy az egy főre jutó nemzeti össztermék és a száz lakosra jutó fővonalszám között erős korreláció van. Az egy főre jutó össztermék általában jól jellemzi az ország fejlettségét. Ezt más mutatókkal való szoros kapcsolata is bizonyítja. Az ábra másrészt azt is mutatja, hogy a kelet-európai országok többsége szignifikánsan a regressziós egyenes alatt helyezkedik el.

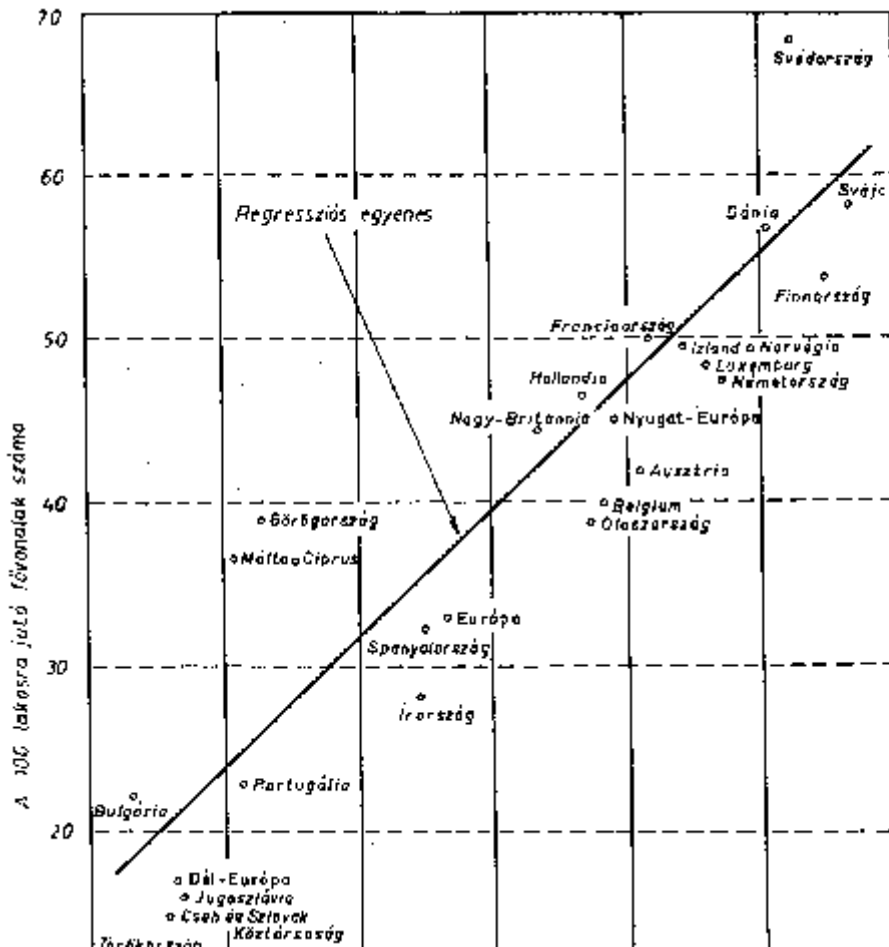


1.1. ábra. A híradástechnikai szolgáltatás szereplői

Szolgáltatás	1970	1980	1989
Távbeszélő-főállomások száma (száz lakosra)	3,86	5,76	8,76
Televízió-előfizetők száma (száz lakosra)	17,1	25,8	27,9

1.2. táblázat. Tipikus szolgáltatások elterjedtsége Magyarországon

Érdekes végiggondolni, hogy milyen nagyságrendű beruházásra van szükség a 40%-os telefonsűrűség eléréséhez. 1992-ben a távbeszélő-főállomások száma $1,2 \cdot 10^6$ volt, ami $10,6 \cdot 10^6$ lakosra vetítve 11,3 főállomás/100 lakos sűrűséget jelent. A 40%-os telefonsűrűséghez $4,24 \cdot 10^6$ főállomás tartozik, amiből következik, hogy $3,04 \cdot 10^6$ új főállomás felszerelése szükséges (a pótlástól eltekintve). Egy állomást csak 10^5 -Ft-tal számolva ez kerekén 300 milliárd Ft-nyi beruházást jelent.



1.2. ábra. A nemzeti össztermék és a távbeszélő-fővonalak száma kapcsolata

Az Olvasóra bizzuk a híradástechnika társadalmi jelentőségének további feltérképezését. Útmutatásként a közlekedés, a honvédelem, a katasztrófaelhárítás és a technológiai távközlés (pl. villamosenergia-rendszer) igényeire hívjuk fel a figyelmét.

1.3. A híradástechnika története

A villamos úton való információátvitelt Morse távírójának feltalálásától (1837) számítjuk. Morse az ábécé betűinek kódolásával az információelmélet és a kódolás előfutárának tekinthető. Bell találmánya megoldotta a beszédátvitelt (1876), és ez vezetett a telefon megszületéséhez. Marconi tevékenysége (1900 körül) segítette a rádió elterjedését. Döntő hatást gyakorolt a fejlődésre az elektronikus erősítés feltalálása, amit a trióda (1907) és a tranzisztor (1948) felfedezése tett lehetővé. A mikroelektronika és a fotonika kidolgozása a technológiai lehetőségeket lényegesen kibővítette. A számítógépek megjelenésével megkezdődött a számítógép-technika és a híradástechnika egymást támogató fejlődése, amelynek egyik fontos következménye a szoftver megjelenése és növekvő jelentősége a híradástechnikában. Napjainkban a beszéd-, kép- és adatátvitel integrált hálózatának létrehozásán dolgoznak a világ számos országában.

A következőkben három táblázatban foglaljuk össze a híradástechnika fejlődését. Az 1.3.táblázat a fejlődés tíz mérföldkővet mutatja be. Az 1.4.táblázat az elméleti alapok kialakulásáról tájékoztat. Itt az évszámok az alapvető publikációk (szabadalmak) első

megjelenésére vonatkoznak. Ezen alapvető közleményeket számos szerző további munkája bontotta ki jelentős diszciplínákká. Az 1.5.táblázatban a legjelentősebb magyar származású szakembereket és tevékenységüket soroljuk fel.

A technika felfedezésének időpontja	Feltaláló(k)
Telefon (1876)	A. G. Bell
Rádióhullámok (1887-1907)	H. Hertz, A. Popov, G. Marconi
Televízió (1936)	British Broadcasting Co. (BBC)
Rádiótelefon (1946)	Cellás rendszer, Bell Laboratorium
Számítógép (1946)	Electronic Numeric Integrator and Computer (ENIAC), University of Pennsylvania
Távközlési műhold (1962)	Telstar, Bell Laboratorium
Tároltprogram-vezérlési telefonközpont (1965)	No. 1. ESS, Bell Laboratorium
Mikroprocesszor (1971)	Intel Corp.
Fényvezető kábel (1977)	Corning Glass Works
Helyi számítógép-hálózat (1979)	Ethernet, Xerox-Intel-DEC

1.3.táblázat. A híradástechnika fejlődésének tíz mérföldköve

Tudományág	Meghatározó személyiségek
Hálózatelmélet	Ohm 1827, Kirchhoff 1847, Heaviside 1900, Bode 1945
Elektromágneses térelmélet	Maxwell 1873
Forgalomelmélet	Erlang 1917
Jelátvitel, moduláció	Nyquist és Hartley 1920–28 Armstrong (FM) 1936, Reeves (PCM) 1937
Hálózatszintézis	Foster 1924, Cauer 1926–44, Brune 1931, Darlington 1939
Statisztikus hírközlés- elmélet	Rice, Wiener, Kotelnikov 1944–47
Információelmélet és kódolás	Shannon, Hamming 1948–1950
Jelfeldolgozás	Conley és Tukey (FFT) 1965

1.4. táblázat. A híradástechnika elméleti alapjainak kialakulása

Alkotók	Alkotásaik
Puskás Tivadar (1844–1893)	Telefonközpont, 1978; Telefonhírmondó, 1893
Póliták Antal (1865–1943)	Gyorstávító, 1898
Virág József (1870–1901)	Gyorsútvító, 1898
Békésy György (1899–1972)	Hallási folyamatok kutatása. Nobel-díjas 1961-ben
Neumann János (1903–1957)	Elektronikus számítógépek alapelve
Bay Zoltán (1900–1992)	Radarjelek visszaverődése a Holdról, 1946
Gábor Dénes (1900–1979)	Holográfiai módszer felfedezése. Nobel-díjas 1971-ben
Kozma László (1902–1983)	Telefonközpontok tervezése, számítógép építése. Kossuth-díjas 1948-ban
Rényi Alfréd (1921–1970)	Információelmélet. Kossuth-díjas 1949-ben és 1954-ben

1.5. táblázat. Kiemelkedő magyar alkotók és alkotásaik a híradástechnikában

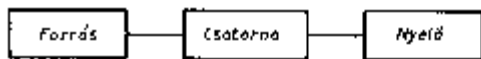
1.4. A könyv felépítése

A könyv elsősorban az egységes villamosmérnök-képzésben részt vevő egyetemi hallgatóknak szól. Ebből következik, hogy a hallgatók előképzettségét, előtanulmányi rendjét figyelembe veszi, tekintettel van a párhuzamosan futó, hasonló célú tantárgyakra, és előkészíti a hallgatókat tanulmányaik folytatásához, a modulok kiválasztásához. Fontos további körülmény, hogy a tantárgy oktatására heti 4 óra áll egy félévben (14--15 héten keresztül) rendelkezésre. Ebből heti 1 órát tanulóköri gyakorlatra fordítunk. A hallgatók önálló munkáját és egy témában való elmélyülését a gyakorlatvezető által kiadott házi feladat kidolgozása segíti.

A hallgatóknak a számítástechnikáról (digitális technika, programozás, informatika) megalapozott ismereteik vannak. A témakör fontossága (a számítástechnika és a híradástechnika konvergenciája, a távközlési szoftver döntő szerepe, a számító/ gép-hálózatok terjedése) ellenére ebben a tantárgyban nem foglalkozunk vele részletesen. Hasonló a helyzet az elektronikával és a mikroelektronikával is. Jóllehet a híradástechnika eszközháttere a mikroelektronikán alapul, áramkörü megvalósításokkal más tantárgyak keretében ismerkednek meg a hallgatók. A könyv épít a valószínűség-számítási ismeretekre és sok ponton támaszkodik a "Hálózatok és rendszerek" c. tantárgy jegyzetére.

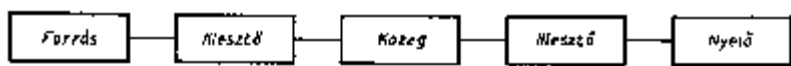
A könyv 24 fejezetre bontva tárgyalja a híradástechnika alapvető módszereit és alapvető szolgáltatásait.

A híradástechnika alapvető feladata az információ továbbítása a forrásból a nyelőbe, így a modellje tartalmazza a forrást, a nyelőt, valamint az átviteli csatornát (1.3.ábra). A csatornák tulajdonságait egyrészt az átviteli közeg, másrészt a forrást és a közeget illesztő jelfeldolgozó áramkörök tulajdonságai határozzák meg. Ezt láthatjuk az 1.4.ábrán. Az információforrások és a nyelők tulajdonságait és matematikai leírását a 2., 3., 4. és 5. fejezet tartalmazza. A 2. és 3. fejezet a jelek általános matematikai apparátusát mutatja be, a 4. fejezet a hang, az 5. fejezet pedig a kép jellemzőivel foglalkozik. A hírközlő csatorna általános tulajdonságait a 6. fejezet, a hibajavító kódolás alapjait a 7. fejezet tárgyalja. A 8. fejezet a vezetékes átviteli közeget, a 9. fejezet a vezeték nélküli közeget mutatja be. A 10. fejezetet a zajjelenségek leírásának szenteltük. A forrás és a csatorna illesztéseinek témaköréből az analóg és a digitális modulációs eljárásokra terjed ki a 11. és a 12. fejezet.



1.3. ábra. Az információtovábbítás legegyszerűbb modellje

A 13. fejezettel kezdődik a híradástechnikai hálózatok és szolgáltatások leírása. A csatorna (ill. az erőforrások) megosztása a híradástechnika alapvető módszere (13. fejezet). Az egyik legjellegzetesebb példa a nyilvános távbeszélő--szolgáltatás (14. fejezet), amelynek tárgyalása vezet el a tömegkiszolgálás elméletéhez. A forgalomelmélet című 15. fejezetet ennek a kérdéskörnek szenteljük. A forgalomelméletet gyakran torlódáselméletnek vagy sorbanállás-elméletnek nevezik.



1.4. ábra. Az információtovábbítás modellje

A 16. fejezet tárgyalja a földfelszíni és műholdas mikrohullámú átviteli rendszereket. A 17. fejezet a mobil hírközléssel foglalkozik. Mint már említettük, ez a szolgáltatás napjainkban az érdeklődés előterében áll. A beszéd, a kép, az adat és egyéb információk közös átviteli csatornán való továbbításával kapcsolatos kérdésekkel, vagyis az integrált szolgáltatású híradástechnikai hálózatokkal a 18. fejezetben ismerkedünk meg. Külön fejezetek foglalkoznak a hangműsorszórás, a televízió-műsorszórás és az adatszórás kérdéseivel (19., 20., 21. fejezet).

A rádiólokáció céltárgyak jellemzőinek meghatározására szolgáló eljárás (22. fejezet). A rádió navigációval a járművek helyzetét határozzák meg (23. fejezet). Ugyanezek a fejezetek tárgyalják a rádiócsillagászat alapjait és a kiemelkedő jelentőségű távérzékelés problémáit. A híradástechnikai szolgáltatások sorát a könyvben az ún. fogyasztói elektronika áttekintése zárja (24. fejezet). Az utóbbiakhoz tartozó berendezések mindennapi életünkhöz szorosan kötődnek. Ajánljuk az Olvasónak, hogy gondolja át, hogy miként alkalmazható az 1.4. ábrán látható információtovábbítási modell például a mágneses hangrögzítésre.

A Függelék a híradástechnikát és a társadalmat a jogi szabályozáson keresztül kapcsolja össze a távközlésről és műsorszórásról szóló törvény ismertetésével.

A könyv egyes fejezetei az előzőekben vázolt logikai sorrendet követik, de az esetek többségében önálló egységet alkotnak és egymástól függetlenül olvashatók.

Befejezésül szólnunk kell még az egyes fejezetek végén található irodalomjegyzékről. Ebben --a tankönyv céljának megfelelően -- általában magyar nyelvű összefoglaló műveket találunk, amelyek a továbbtanulást hivatottak elősegíteni.

Irodalom

- [1] Fontollet, P-G.: Telecommunication Systems. Dedham, MA, Artech House, 1986.
- [2] Carlson, A. B.: Communication Systems. New York, McGraw-Hill Book Company, 1986.
- [3] A Nobel--díjasok kislexikona, szerkesztette Vészits Ferencné. Budapest, Gondolat, 1974.
- [4] Magyar Életrajzi Lexikon, főszerkesztő Kenyeres Ágnes. Budapest, Akadémiai Kiadó, 1982.
- [5] Magyar statisztikai zsebkönyv, 1989. Budapest, Statisztikai Kiadó Vállalat, 1990.
- [6] Magyarok a természettudomány és technika történetében, főszerkesztő Nagy Ferenc. Budapest, OMIKK, 1992.

Rövidítések

FFT Fast Fourier Transformation -- gyors Fourier-transzformáció

FMF frequency Modulation -- frekvenciamoduláció

PCM Pulse Code Modulation -- impulzuskód-moduláció

Tantárgyak	heti óra	f é l é v e k									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Közismereti tárgyak	16	2a	2v	2a	2a		2v	2a	2v	2v	
Matematika	22	6v	6v	4v	6v						
Fizika	12	4v	4v	4v							
Valószínűségszámítás	4			4v							
Anyagudomány	4	4v									
Programozás	6	4g	2g								
Digitális technika	10	4v	6v								
Hálózatok és rendszerek	10		4v	6v							
Informatika	8			4v	4v						
Elektromágneses terek	4				4v						
Elektronika	12				4v	4v	4v				
Méréstechnika	4				4v						
Laboratórium	8					4g	4g				
HÍRADÁSTECHNIKA	4					4v					
Mikroelektronika és technológia	4					4v					
Szabályozástechnika	4					4v					
Villamosenergetika	4					4v					
Modul A.	24						4v	4v	4v	4v	
Laboratórium I.	8						4v	4v			
Önálló laboratórium	12								6g	6g	
Modul B.	16							4v	4v	4v	
Laboratórium II.	4							4v			
Választható tárgyak	16						4v	4v	4v	4v	
Diplomatervezés	24										24a
Összes heti óra	240	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24
Vizgaszám		4	5	5	5	5	5	5	4	4	0
Szigorlat					D	H	M				

1.6. A BME VIK/Info Kar Vill.m. szak tanterve 1993-ban

2. A JELEK LEÍRÁSA

Ebben a tankönyvben jelnek nevezzük azokat a helytől, időtől függő fizikai mennyiségeket, ill. matematikai modelljeiket, amelyeknek az adott alkalmazásban valamilyen jelentésük van, valamilyen tartalommal rendelkeznek. Jelnek minősül ebben az értelemben az elektroakusztikus átalakító (mikrofon) szolgáltatta feszültség időfüggvénye, de maga a tér egy pontjában mérhető hangnyomás időfüggvénye is, a hangnyomás, mint a tér- és az időkoordináták függvénye csakúgy, mint egy képlemez elfeketedése a síkbeli koordináták függvényében.

A jelek kézenfekvő matematikai modelljei függvények, függvényseregek, amelyek a legegyszerűbb, de tipikus esetekben skalár (gyakran komplex) értékűek, és egyetlen független változójuk (ez rendszerint az idő) van. Az ebben a fejezetben tárgyalt módszerek szigorúan véve e jelek leírására szolgálnak, bár megjegyezzük, hogy ezek a módszerek az általánosabb jelek (vektorértékű, többváltozós) leírásának alapjai is.

2.1. A jelek osztályozása

A gyakorlatban sűrűn előforduló jeleket osztályozhatjuk értelmezési tartományuk és értékészletük "gazdagsága" alapján is. A jellegzetes példa, a mikrofon kimenőjele mind

értelmezési tartományában (idő), mind értékészletében folytonos. Ilyenkor beszélünk *analóg* jelről. Előfordulnak olyan jelek, amelyek pillanatértékei csak egy megszámlálható számhalmaz elemei lehetnek, ekkor diszkrét értékészletű (amplitúdóban diszkrét) jelről beszélünk. Vannak olyan feladatok, amelyekben csak a jeleink diszkrét időpontokban (rendszerint a $t = kT + t_0$, $k = +/- 0, +/- 1, \dots$ egyenletes osztású időpillanatokban) felvett értékei fontosak. Ekkor diszkrét idejű (időben diszkrét) jelről beszélünk -- ez nyilván nem is a szokásos értelemben vett függvény, hanem egy számsorozat. A jelen hírközlésében óriási jelentőségük van a mind időben, mind amplitúdóban diszkrét jeleknek, ezeket *digitális* jeleknek nevezzük. Jelentőségüket az adja, hogy számítógépszerű eszközökkel valójában csak a digitális jelek kezelhetők.

Egy másik alapvető osztályozási szempont azzal függ össze, hogy mi is a célunk a jel vizsgálatával. Jellegzetes feladat, hogy két jel -- pl. a mikrofon helyén keletkező hangnyomás időfüggvénye és a mikrofon kimenőjele -- hasonlóságát kell minősíteni. Ilyen esetekben nyilván nem ad elegendő mélységű jellemzést a mikrofon átalakítóképességéről, ha a be- és kimenőjelek hasonlóságát pusztán egyetlen, folyamatosan hangzó "a" hangon mérjük le: a beszéd révén keletkező, sokféle függvény (függvénysereg) vizsgálatára van szükség. Az érdeklődésünkre számot tartó függvénysereg egyes elemei ráadásul nem feltétlenül azonos gyakoriságúak, ill. azonos fontosságúak. Így a jellel mint függvénysereggel kapcsolatos vizsgálat kapcsolódik a valószínűségszámításban használt fogalmakhoz is. A sztochasztikus folyamatok matematikai fogalma és elmélete kereteket ad efféle körültekintő elemzéseknek, ilyenkor *sztochasztikus* jelekről beszélünk. Ha tapasztalataink vannak arról, hogy a vizsgált rendszer viselkedése jól megítélhető egyetlen, előre rögzített függvény (jel) alakulásából, akkor természetesen ezt a módját is választhatjuk az elemzésnek. Ilyenkor azt mondjuk, hogy *determinisztikus* jellel végezzük a vizsgálatot. Ez "kellemes" vizsgálati eszköz, amennyiben a jel pl. egyetlen képlettel leírható, a levont következtetések viszont szűkebb értelműek. (Attól, hogy az "a" hang átvitele tökéletes, nem következik, hogy az "i" hang átvitele is az lenne.) Röviden összefoglalva, a determinisztikus jel egy konkrét függvényt jelent számunkra, míg a sztochasztikus jelen egy közös vonásokkal is rendelkező függvényhalmazt értünk.

2.1.1. A determinisztikus jelek fajtái és jellemzői

A mérnöki gyakorlatban -- használatának célszerűségéből adódóan -- kialakult néhány elnevezés, részben a jelek szűkebb-tágabb körének megjelölésére, részben pedig sajátos jelek különös fontosságú adatainak megjelölésére. Néhányat ezek közül vázlatosan felidézünk.

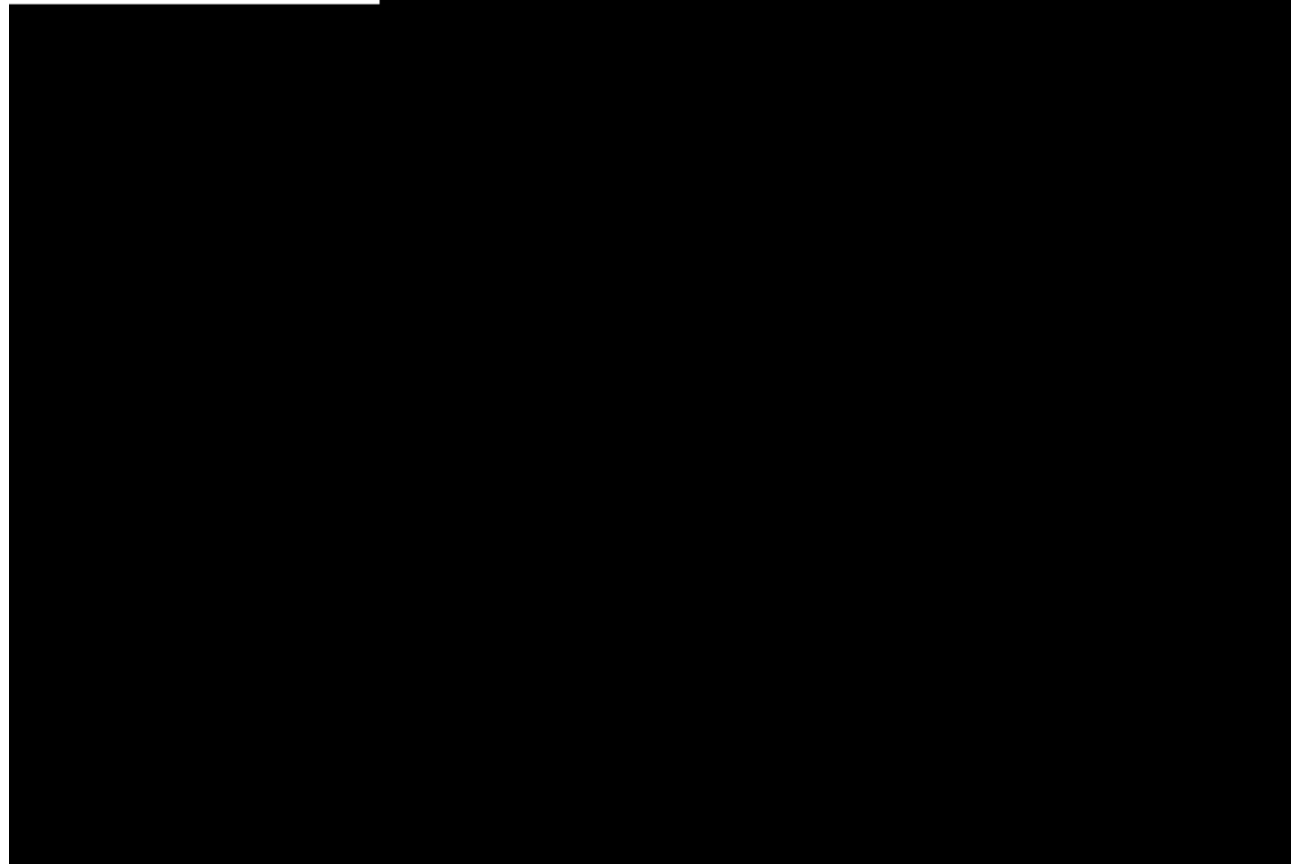
1. *Véges idejű (tartójú)* jel: az $x(t)$, t &element; $(-\infty, \infty)$ jelet véges idejűnek nevezzük, ha van olyan $t_1 > -\infty$ és $t_2 < +\infty$ időpontpár amelyre érvényes, hogy $x(t) = 0$, &every; $t < t_1$ és &every; $t > t_2$ esetén.
2. *Abszolút integrálható* jel: az $x(t)$, t &element; $(-\infty, \infty)$ jeleket abszolút

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < +\infty.$$

integrálhatónak nevezzük, ha $-\infty$

3. *Véges energiájú* jel: az $x(t)$, t &element; $(-\infty, \infty)$ jelet véges energiájúnak nevezzük, ha

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt < +\infty.$$



Megjegyzés. A megnevezés onnan ered, hogy az R értékű ellenálláson fellépő $x(t)$ feszültség hatására az ellenállás éppen E_x/R mennyiségű energiát alakít hővé.

4. *Korlátos jel:* az $x(t)$, $t \in (-\infty; \infty)$ jelet korlátnak nevezzük, ha van olyan $K < +\infty$, melyre $|x(t)| \leq K$, $\forall t \in (-\infty; \infty)$ esetén.

Megjegyzés. Ha van olyan $t \in (-\infty; \infty)$ időpillanat, amikor $|x(t)| \leq K$, akkor a K korlátot a jel (abszolút) csúcserkének nevezzük.

5. *Véges átlagú jel:* az $x(t)$, $t \in (-\infty; \infty)$ jelet véges átlagúnak nevezzük, ha létezik (és véges) az

$$A_x = \lim_{\substack{t_1 \rightarrow -\infty \\ t_2 \rightarrow +\infty}} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x(t) dt$$

átlag .

Megjegyzés. A_x értékét szokás a jel egyenáramú középértékének, egyenszintjének nevezni.

6. *Véges átlagteljesítményű jel:* az $x(t)$, t &element; $(-\infty; \infty)$ jelet véges átlagteljesítményűnek nevezzük, ha a

$$P_x = \lim_{\substack{t_1 \rightarrow -\infty \\ t_2 \rightarrow +\infty}} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) dt$$

határérték létezik (és véges). A korlátos, Kcsúcsértékű, zérus átlagú P_x átlagteljesítményű jel *csúcstényezőjének* a $KP_x^{-1/2}$ arányt nevezzük.

Megjegyzés. $P_x^{1/2}$ értékét a jel *effektív értékének* nevezzük. Az $y(t) = x(t) - A_x$ jelre igaz, hogy $A_y = 0$, és $P_y = P_x - A_x^2$.

7. *Periodikus* jel: az $x(t)$, $t \in (-\infty; \infty)$ jel periodikus T szerint, ha $x(t+T) = x(t)$, $\forall t$ -re. T a jel alapperiódusa, ha nincs olyan $T_0 < T$, amelyre $x(t+T_0) = x(t)$ $\forall t$ esetén teljesülne.
8. *Harmonikus* jel (szinuszos jel): az $x(t)$, $t \in (-\infty; \infty)$ jelet harmonikusnak nevezzük, ha valamilyen A , ω_0 , ϕ_0 -val: $x(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0)$, $\forall t$ -re. A a jel amplitúdója, ω_0 a jel körfrekvenciája, ϕ_0 a jel fázisa.

Megjegyzés. A szakirodalom széles körében harmonikus jelnek a *komplex* értékű $x(t) = A \exp(j[\omega_0 t + \phi_0])$ alakú jeleket nevezzük.

9. *Kváziperiodikus* jel: az

$$x(t) = \sum_i A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

alakú összegjelet kváziperiodikusnak nevezünk, ha az ω körfrekvenciák viszonya nem racionális szám.

A felsorolásból világosan látszik, hogy a gyakorlat számára fontos determinisztikus jeleknek lényegében két csoportja van. Az első csoportba az impulzusszerű jelek tartoznak (1-3), a másodikba a (megfigyelési időhöz képest) tartósan fennállók (4-9).

2.1.2. A jelek spektrális felbontása

Lineáris, időinvariáns rendszerek vizsgálatánál érdemes a bemenő- (és kimenő-) jeleket harmonikus jelek összegeként kezelni, hiszen a rendszer hatása a jelre ekkor egyszerűen felmérhető. Fontos kérdés, milyen feltételek mellett állítható elő egy jel harmonikus összetevők összegeként, vagy más, összegként viselkedő alakban. A jelek ilyenféle előállításait spektrális előállításnak nevezünk, és a továbbiakban ennek két jellegzetes példáját idézzük fel.

Periodikus jelek Fourier-sora:

Legyen $x(t)$ folytonos, T szerint periodikus jel! Ekkor igaz, hogy x előállítható az

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} X_i \exp(j2\pi i t/T) \quad (2.1)$$

alakban. A függvénysor egyenletesen konvergens. Az X_i együtthatók az

$$X_i = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \exp(-j2\pi i t/T) dt \quad (2.2)$$

képlet segítségével számolhatók ki.

Abszolút integrálható jelek Fourier-transzformáltja:

Legyen $x(t)$, $t \in \mathbb{R}$ abszolút integrálható függvény! Ekkor igaz, hogy $x(t)$ előállítható az

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \exp(j2\pi f t) df \quad (2.3)$$

alakban, ahol

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j2\pi f t) dt. \quad (2.4)$$

Az $X(\cdot)$ függvényt az $x(\cdot)$ jel Fourier-transzformáltjának nevezzük.

Látható, hogy a felbontás annyiban módosult, hogy az összegzés szerepét az integrálás vette át. Ez a különbség matematikailag lényeges ugyan, a műszaki szemlélet számára azonban fontosabb az azonos (hasonló) tartalom.

A jelek spektrális felbonthatósága igen gyakorlatias osztályozási szempontot ad, ill. sajátos, frekvenciatartományhoz kapcsolódó szemlélet és fogalmak kialakítását teszi lehetővé.

1. *Sávhatárolt jel:* azt mondjuk, hogy az $x(\cdot)$ jel sávhatárolt az $f_1 < f_2$ frekvenciák közötti sávra, ha spektrális felbontásának összetevői az $[f_1, f_2]$ és a $[-f_2, -f_1]$ intervallumokon kívül zérus súlyúak.
2. *Kis relatív sáv szélességű jel:* a sávhatárolt jelet kis relatív sáv szélességűnek nevezzük, ha a fenti sávhatárokra $(f_2 - f_1)/f_2 \ll 1$.
3. *Effektív frekvencia:* az a $B > 0$ érték, amelyre

$$B^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |X(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df} . \quad (2.5)$$

Érdeemes megfigyelni, hogy (2.5) számlálója voltaképpen a derivált jel energiája, nevezője pedig a jel energiája. A definíció nyilván kiterjeszthető a periodikus, kváziperiodikus jelekre is.

2.2. Sztochasztikus folyamatok

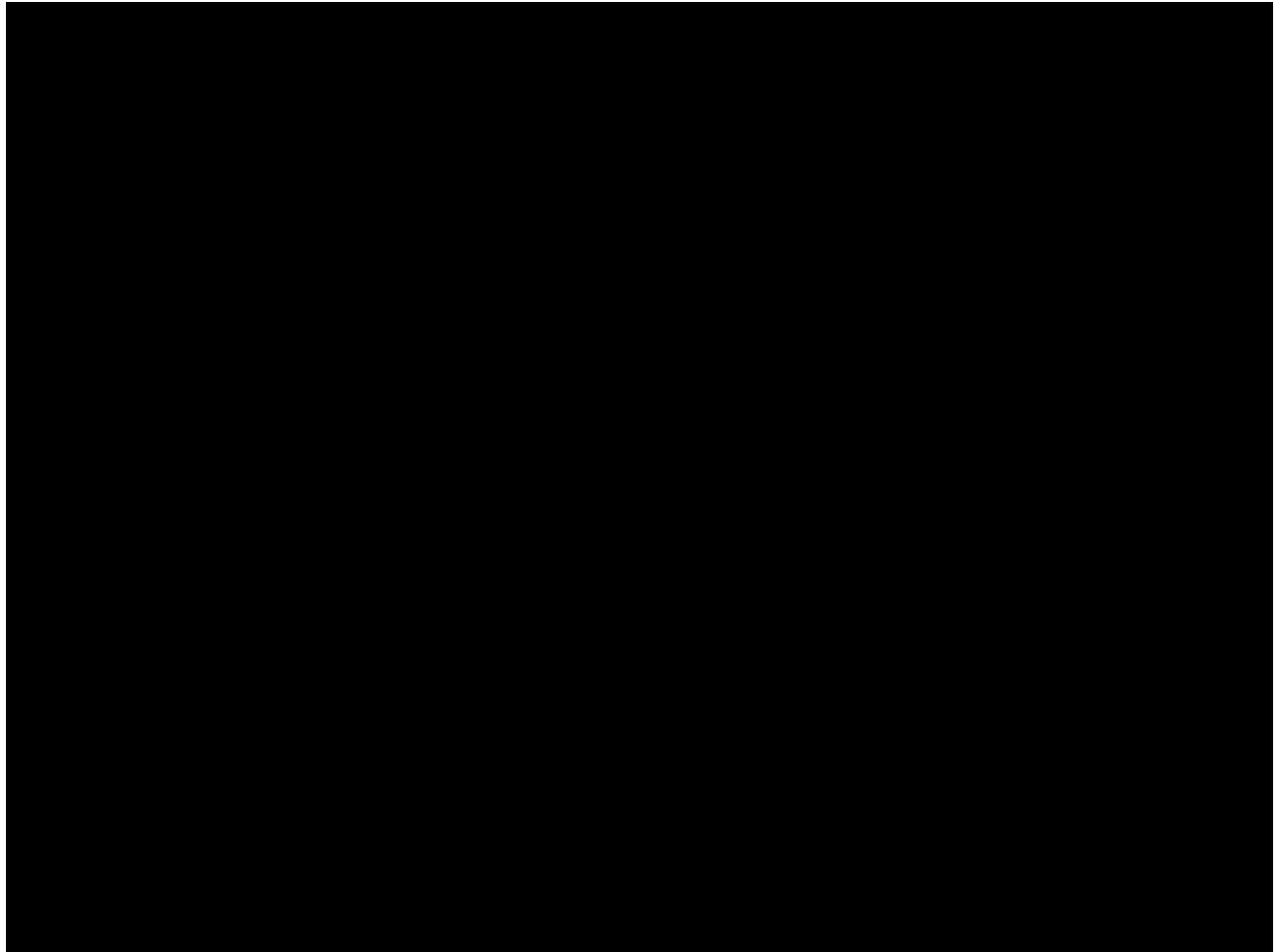
Tekintsük a következő példákat!

1. *példa.* Egy készülék hálózati transzformátorának szekunder körében megjelenő jel (ha időskálánkat a bekapcsolás időpontjához igazítjuk)

$$\xi_t = A \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

alakú, ahol $\varphi \in [0, 2\pi)$ értéke azon múlik, hogy a bekapcsolás időpillanata milyen viszonyban áll a hálózati feszültség időfüggvényének bekapcsolás utáni első pozitív irányú nullátmetszésével. Kézenfekvő modellt alkotunk a jelenségről, ha azt mondjuk, φ egy $[0, 2\pi)$ -ben egyenletes eloszlású valószínűségi változó. &excend;

2.példa. Az $\alpha_i, i = 0, \pm 1, \dots$ egész számok átvitelének lehetséges módja, hogy a T időre korlátozott, $x(\cdot)$, ún. elemi jel segítségével a



összegjelet állítjuk elő. Ez a jel minden különböző $\alpha = \{\alpha_i, i = 0, \pm 1, \dots\}$ sorozatra más és más lesz. Vizsgálatainkat végezzük azzal az igénnyel és részletességgel, hogy megállapításaink minden szóba jövő α sorozat esetén igazak legyenek. E vizsgálatok nehézkesnek ígérkeznek, ha nem támaszkodhatunk az α sorozat elemei közötti (jellegzetesen fennálló) statisztikus kapcsolatok ismeretére. Célszerűbb modell lehet, ha támaszkodunk ezen ismeretekre is, és pl. (egy lehetséges és konkrét helyzetben) azt mondjuk, hogy az $\alpha_i, i = 0, \pm 1, \dots$ a $\alpha_i, i = 0, \pm 1, \dots$ számok független, azonos eloszlású valószínűségi változókat jelentenek. &excend;

Két példánk közös vonása, hogy a jel (időfüggvény) valószínűségi változóktól (is) függő objektumként jelent meg bennük. Egy konkrét valószínűségi változó (1. példa), ill. egy konkrét valószínűségiváltozó-sorozat realizációja (2. példa) egyetlen konkrét függvényt ad. E függvényeket a véletlen jel (sztochasztikus folyamat) realizációinak nevezzük. Így a véletlen

jel tulajdonképpen konkrét függvények seregének tekinthető. E szemlélet egyik hiányossága, hogy nehézkesen, áttételesen tükröződik a modellben az, hogy melyek a sereg jellegzetes, ill. "ritka" elemei.

Másik oldalról nézve, mindkét példánkra igaz, hogy a megfigyelhető mennyiség (a jel) minden konkrét időpillanatban egy valószínűségi változó, és így akár egy folytonos, t paraméterű valószínűségiváltozó-seregnek is tekinthető. Világos, hogy a példákban "közeli" t paraméterekhez nagyon "hasonló" értékű valószínűségi változók tartoznak. (Az 1. -- példában azon paraméterekhez, amelyek kb. periódusidőnyire vannak egymástól, ugyancsak "hasonló" értékű valószínűségi változók tartoznak.) Ez a gondolat annyiban mindenképpen gyümölcsöző, hogy módot ad a jel valamilyen szintű jellemzésére akkor is, ha a jelértékeket nem tudjuk ismert tulajdonságú valószínűségi változókkal kifejezni úgy, mint példáinkban. Mint látni fogjuk, néhány fontos és gyakorlati kérdés megválaszolásához elegendő a jelértékek statisztikai tulajdonságainak megfelelő mélységű ismerete.

2.2.1. A sztochasztikus folyamatok részleges jellemzése

A ξ_t ; véletlen jellel kapcsolatban feltehető legegyszerűbb kérdések közé tartozik az, hogy mit mondhatunk a realizációk t időpillanatban felvett értékéről. Mivel ez az érték, ξ_t ; maga is egy valószínűségi változó, viselkedését az

$$F_{\xi}(x, t) = P(\xi_t \leq x) \quad (2.6)$$

valószínűségek jellemzik. Az F_{ξ_t} ; kétváltozós függvényt a ξ_t ; folyamat egydimenziós eloszlásfüggvényének (olykor amplitúdóeloszlásának) nevezzük. F_{ξ_t} ; értékeit a $[0, 1]$ intervallumból veszi, első változójában monoton növekvő (nem csökkenő), jobbról folytonos függvény. Ha ξ_t ; folytonos értékű valószínűségi változó (analog jelek esetén ez tipikus), akkor létezik az

$$f_{\xi}(x, t) = \frac{\partial}{\partial x} F_{\xi}(x, t) \quad (2.7)$$

ún. egydimenziós valószínűségsűrűség-függvény, amely ekkor az eloszlásfüggvénnyel azonos mélységű jellemzést ad a jelértékek viselkedéséről.

Gyakran felmerülő kérdés, hogy milyen valószínűséggel lép ki a jel t időpillanatbeli értéke egy erősítő normális vezérlési tartományából, pl. a $[A, -A]$ intervallumból. F_{ξ_t} ; ill. f_{ξ_t} ; ismeretében erre a kérdésre kézenfekvő a válasz.

Felületesebb, de sokszor használható jellemzést ad a jelértékek viselkedéséről a ξ_t ; valószínűségi változók várható értéke:

$$m_{\xi}(t) = M(\xi_t) = \int_{-\infty}^{\infty} x f_{\xi}(x, t) dx, \quad (2.8)$$

ill. a jel teljesítményének t időpontbeli várható értéke:

$$M(\xi_i^2) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 f_{\xi}(x, t) dx. \quad (2.9)$$

Az $m_{\&ksi;}(t)$, $t \in (-\infty; \infty)$, függvényt a $\&ksi;$ folyamat várhatóérték-időfüggvényének nevezzük.

Vannak olyan kérdések, amelyeknek megválaszolásához az egydimenziós eloszlásfüggvény ismerete nem elegendő. Ilyen pl. az, ha a $\&ksi;_{t_1}$ érték ismeretében nyilatkozni kell $\&ksi;_{t_2}$ ($t_1 < t_2$) értékéről. Világos, hogy van értelme annak, hogy $\&ksi;_{t_2}$ értékét $m_{\&ksi;}(t)$ -vel becsüljük, de (különösen, ha t_1 és t_2 közeli időpontok) ekkor nyilván nem használjuk fel okosan $\&ksi;_{t_2}$ értékének ismeretét. Megalapozottabb nyilatkozatot tehetünk, ha ismerjük a $\&ksi;_{t_1}$ és $\&ksi;_{t_2}$ együttes viselkedését leíró kétdimenziós eloszlásfüggvényt, másképpen a $(\&ksi;_{t_1}, \&ksi;_{t_2})$ valószínűségi vektorváltozó eloszlását:

$$F_{\xi}(x_1, x_2, t_1, t_2) = P(\xi_{t_1} \leq x_1 \text{ és } \xi_{t_2} \leq x_2), \quad (2.10)$$

vagy a megfelelő kétdimenziós sűrűségfüggvényt (ha létezik),

$$f_{\xi}(x_1, x_2, t_1, t_2) = \frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} F_{\xi}(x_1, x_2, t_1, t_2). \quad (2.11)$$

Egyes gyakorlati esetekben már a kétdimenziós eloszlás ismeretével sem számolhatunk, ugyanakkor viszont a felvetett probléma megválaszolható (valamilyen szinten) pusztán az

$$L_{\xi}(t_1, t_2) = M(\xi_{t_1} \xi_{t_2}), \quad t_1, t_2 \in (-\infty, \infty) \quad (2.12)$$

ún. autokorrelációs függvény ismeretében is. $L_{\&ksi;}$ nyilván meghatározható a kétdimenziós eloszlásból, ez fordítva általában nem igaz.

Könnyű olyan feladatokat találni, amelyeknek az igényes megoldásához szükséges a $\&ksi; = (\&ksi;_{t_1}, \&ksi;_{t_2}, \dots, \&ksi;_{t_m})$ valószínűségi vektorváltozó eloszlásának ismerete. Vannak azonban olyan, gyakran fellépő jelek, amelyek tetszőleges dimenziós eloszlásfüggvényét két egyszerű függvény, nevezetesen a várhatóérték-időfüggvény és az autokorrelációs függvény teljesen meghatározza. Ez azt jelenti, hogy viszonylag szerény ismeretek birtokában számos fontos probléma megoldására lehetőség van.

2.2.2. Stacionárius és ergodikus folyamatok

Szűkebb értelemben (erősen) stacionáriusnak nevezzük azokat a folyamatokat, amelyek tetszőleges dimenziós eloszlásfüggvényei az időparaméter eltolására érzéketlenek. Pontosabban, minden $n > 0$ -ra és minden t_1, t_2, \dots, t_n sorozatra, továbbá minden τ -ra igaz, hogy

$$F_{\xi}^{(n)}(x_1, x_2, \dots, x_n, t_1 + \tau, t_2 + \tau, \dots, t_n + \tau) = F_{\xi}^{(n)}(x_1, x_2, \dots, x_n, t_1, t_2, \dots, t_n)$$

Ez az eltolásinvariancia a jel időbeli egyarcúságát, homogenitását jelenti. Szépen látszik ez az egyszerűbb jellemzőkön, hiszen ekkor az egydimenziós eloszlásfüggvény,

$$F_{\xi}^{(1)}(x_1, t_1) = F_{\xi}^{(1)}(x_1, 0) = F_{\xi}(x)$$

egyváltozóssá szelődül, míg a kétdimenziós

$$F_{\xi}^{(2)}(x_1, x_2, t_1, t_2) = F_{\xi}^{(2)}(x_1, x_2, 0, t_2 - t_1)$$

valójában csak három változó függvénye. A várhatóérték-időfüggvény:

$$M(\xi_t) = m_{\xi}(t) = m_{\xi} \quad (2.13)$$

állandó, míg az autokorrelációs függvény

$$M(\xi_{t_1}, \xi_{t_2}) = L_{\xi}(t_1, t_2) = R_{\xi}(t_2 - t_1) \quad (2.14)$$

csak az időpontok távolságának függvénye. Mivel L_{ξ} változónak szimmetrikus függvénye, ezért R_{ξ} ráadásul páros függvény.

Előfordul (nem is ritkán), hogy a vizsgált jel eloszlásfüggvényeit nem ismerjük, csak azt tudjuk, hogy az erős stacionaritás (2.13) és (2.14) következményei teljesülnek. Mivel pusztán ezen ismeretekre támaszkodva is van lehetőség néhány, gyakorlati fontosságú feladat megoldására, ezt a tulajdonságot célszerű önálló megnevezéssel illetni. Ha egy folyamatra teljesül (2.13) és (2.14), akkor a folyamatot gyengén (tágabb értelemben) stacionáriusnak nevezzük.

Mindennapi tapasztalat, hogy vannak olyan jelek, jelenségek, amelyeknek a realizációi ugyan teljesen különbözőek, de jellegük, hosszabb időre vett átlagaik, ingadozásaik jellegzetes

ritmusa stb. hasonló, ill. azonos. E tulajdonságuk annál is inkább fontos, mert ilyen jeleknél van csak esélyünk arra, hogy egyetlen realizációjuk huzamos ideig tartó megfigyelésével más realizációk viselkedéséről is jó képet kapjunk. Pontosabban, ergodikusként nevezzük azokat a folyamatokat, amelyeknél majdnem minden realizációból kikövetkeztethető (elvileg) a folyamat tetszőleges dimenziós eloszlásfüggvénye. A következtetés időbeli átlagolással történhet. Például az

$$A(\xi) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \xi_t dt$$

átlagról belátható, hogy ergodikus ξ_t folyamatra 1 valószínűséggel a folyamat m_{ξ_t} várható értékével egyenlő. Bizonyítható, hogy egy erősen stacionárius folyamat vagy ergodikus, vagy ergodikus folyamatok keveréke.

2.2.3. Stacionárius folyamatok lineáris transzformációi

Legyen ξ_t egy m_{ξ_t} várható értékű ergodikus folyamat! Mivel a 2.2.2. pont zárógondolata szerint a folyamat realizációinak átlagértéke 1 valószínűséggel éppen m_{ξ_t} , ezt az értéket a folyamat afféle egyenáramú összetevőjének tekinthetjük. Érdekes kérdés, hogyan alakul egy szűrő kimenőjelének várható értéke, ha a bemenőjel éppen a ξ_t folyamat. Várható, hogy a kimenőjel várható értékét (egyenáramú összetevőjét) m_{ξ_t} és a szűrő egyenáramú erősítése határozza meg. Valóban ez a helyzet. Legyen $h(\cdot)$ a szűrő súlyfüggvénye, ekkor kimenőjele a t időpillanatban:

$$\eta_i = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \xi_{i,\tau} d\tau,$$

várható értéke pedig:

$$M(\eta_t) = M \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \xi_{t-\tau} d\tau \right].$$

Ha a szűrő súlyfüggvénye alkalmas feltételeknek eleget tesz, a várható érték képzése és az integrálás felcserélhető:

$$M(\eta) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) M(\xi_{t-\tau}) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) m_{\xi} d\tau,$$

m_{ξ} kiemelhető, így

$$m_{\xi}(t) = m_{\xi} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) d\tau = m_{\xi} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \exp(-j \cdot 0 \cdot \tau) d\tau = m_{\xi} H(0),$$

valóban a várt eredményt kaptuk. ($H(\cdot)$ a szűrő súlyfüggvényének Fourier-transzformáltja, az átviteli függvény.)

Érdekes kérdés az is, meghatározható-e a szűrő kimenőjelenek autokorrelációs függvénye, ha ismerjük a stacionárius bemenőjel autokorrelációs függvényét. Egyáltalán, stacionárius marad-e a kimenőjel? Az általánosság korlátozása nélkül feltehető, hogy a bemenőjel várható értéke zérus. A részletesebb vizsgálatról már csak terjedelmi okokból is le kell mondanunk, csak a vizsgálat eredményét idézzük fel. Alkalmas megszorítások mellett igaz, hogy a szűrő h kimenőjele stacionárius marad, és ha az

$$s_{\xi}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\xi}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (2.15)$$

Fourier-transzformált létezik, akkor a kimenőjel autokorrelációs függvényének Fourier-transzformáltjára igaz, hogy

$$s_{\eta}(f) = s_{\xi}(f) |H(f)|^2, \quad \text{ha } f \in (-\infty, \infty). \quad (2.16)$$

Az autokorrelációs függvény Fourier-transzformáltját a stacionárius folyamat spektrális sűrűségfüggvényének nevezzük. Figyelemreméltó tulajdonsága, hogy páros és nemnegatív

értékű függvény. Páros volta definíciójából következik, hiszen $R_{\xi\xi}$ is páros függvény. Hogy nemnegatív értékű, azt a következőkben mutatjuk meg.

2.2.4. A spektrális sűrűségfüggvény fizikai jelentése

Determinisztikus jelek széles osztályaira láttuk, hogy létezik spektrálfelbontásuk, másként szólva harmonikus komponensek összegeként, integráljaként előállíthatóak. Önmagában is érdekes kérdés az, hogy lehet-e ilyenféle felbonthatóságról beszélni stacionárius véletlen jelek esetében. A válasz igenlő, de nem túl szemléletes, új integrálfogalom értelmezését igényli, ezért e helyen lemondunk a kérdés tárgyalásáról. Helyette megelégszünk egy olyan vizsgálattal, amely jelentésében, mélységében nem alternatívája a spektrális felbontás alaposabb vizsgálatának, de gyakorlati célokra sokszor elegendő.

Ha valóban igaz, hogy a stacionárius folyamat realizációi is harmonikus jelek valamiféle összegei, akkor természetes, hogy egy keskenysávú sávszűrő kimenetén csak olyan jel jelenhet meg, amely összetevőinek a frekvenciái a szűrő áteresztősávjába esnek. Vizsgáljuk egy ilyen módon szűrt jel teljesítményét! Kérdés az ideális sávszűrő kimenőjelének teljesítménye. Mivel R_η felírható s_η inverz Fourier-transzformáltjaként, igaz, hogy

$$M(\eta^2) = R_\eta(0) = \int_{-\infty}^{\infty} s_\eta(f) \exp(j2\pi f \cdot 0) df = \int_{-\infty}^{\infty} s_\xi(f) |H(f)|^2 df.$$

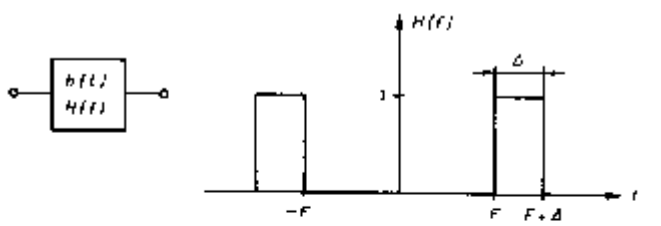
Kihasználva, hogy s páros függvény, továbbá, hogy H a 2.1. -- ábra szerinti, adódik, hogy

$$M(\eta_i^2) = 2 \int_F^{F+\Delta} s_\xi(f) df.$$

Ha a Δ sávszélesség kicsi, akkor az integrálszámítás középértéktétele szerint:

$$M(\eta_i^2) \approx 2s_\xi(F)\Delta. \quad (2.17)$$

Mivel a szűrő kimenetén csak a kb. F frekvenciájú jelösszetevők jelennek meg, $M(\eta_i^2)$ ezek összteljesítményét méri. Ezt viszont (2.17) szerint $s_\eta(F)$ értéke szabja meg, mint afféle frekvenciatartománybeli intenzitáseloszlás.



2.1. -- ábra. Az ideálissávszűrőátvitelifüggvénye

Ellenőrző kérdések

1. -- Mikor célszerű egy rendszer analízisét sztochasztikus jellel végezni?
2. -- Mit értünk stacionárius jelen?
3. -- Mit értünk ergodikus folyamaton?
4. -- Milyen feladatokban nélkülözhetetlen az autokorrelációs függvény ismerete?
5. -- Mi a spektrális sűrűségfüggvény értelmezése?

Feladatok

1. -- Sávhatárolt fehérzajnak nevezzük azt a stacionárius folyamatot, amelynek zérus a várható értéke, és konstans a spektrális sűrűségfüggvénye minden $|f| < B$ frekvencián. Határozza meg e folyamat autokorrelációs függvényét!
2. -- Határozza meg annak a folyamatnak a spektrális sűrűségfüggvényét, amelynek az autokorrelációs függvénye:

$$R_{\xi}(\tau) = R_0 \exp(-|\tau|/T)$$

Irodalom

- [1] -- Csibi S. (szerk.): Információ közlése és feldolgozása. Budapest, Tankönyvkiadó, 1986.
- [2] -- Gihman, I. I. Szkorohod, A. V.: Bevezetés a sztochasztikus folyamatok elméletébe, Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [3] -- Papoulis, A.: Probability, Random Variables and Stochastic Processes. New York, McGraw Hill, 1965.

3. MINTAVÉTELEZÉS - DISZKRÉT FORRÁSOK KÓDOLÁSA

Közismert, hogy korunk félvezetőgyártási technológiai rendkívüli bonyolultságú digitális - számítógépszerű - eszközök hatékony (ár, térfogat, súly) megvalósítását teszik lehetővé. E lehetőségeket analóg jelekkel kapcsolatos feladatokban is ki lehet használni, ha mód van az analóg jelek diszkrét értékészletű és diszkrét idejű szimbólumsorozattá való alakítására. Pontosabban szólva, az a kérdés vetődik fel, hogy milyen áldozattal jár, ha egy analóg jelet diszkrét értékészletű és idejű szimbólumsorozattal ábrázolunk. A mintavételezés címszó alatt voltaképpen ezeket a vizsgálatokat értjük.

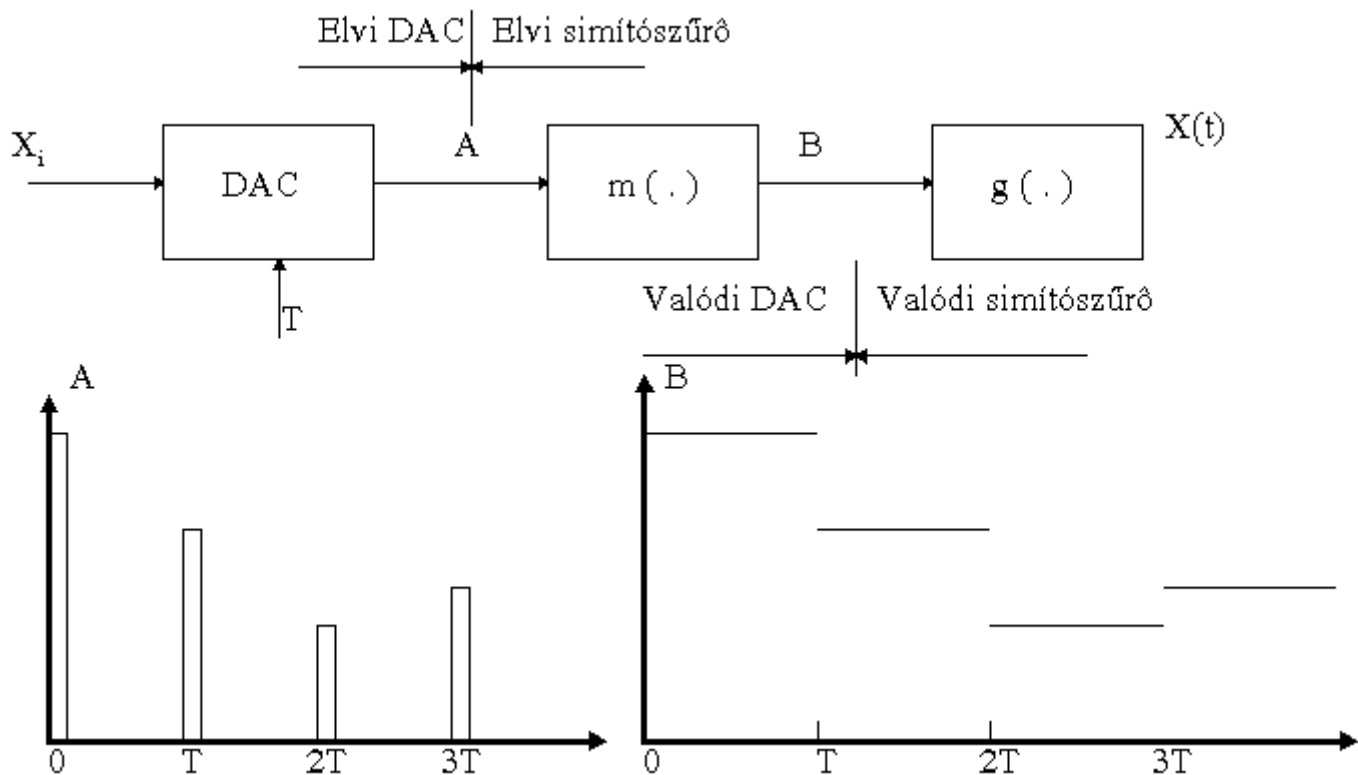
A digitális - számítógépszerű - eszközök végső soron minden feladatot bináris (kétértékű) szimbólumokkal történő operációkra vezetnek vissza. Bármilyen szimbólumsorozat (legyen az mintavételezett analóg jel vagy írott szöveg) átalakítható bináris szimbólumok sorozatává, de nem közömbös az átalakított (kódolt) sorozat hossza. Az egyértelmű megfejthetőséget biztosító kódolás lehetőségeivel és korlátaival foglalkozunk a fejezet második részében.

3.1. Analóg jelek és mintasorozatok kapcsolata

3.1.1. A mintasorozatok spektruma

A jelek előállításának széles körben alkalmazott módja, hogy (alkalmasint egy számítógépszerű eszközben) tárolunk néhány (esetleg nagyon sok) számot, és ezeket ütemesen, azonos időnként a számmal arányos nagyságú elektromos mennyiséggé (pl. feszültséggé) alakítjuk. Az átalakító eszközt digitál-analóg átalakítónak (Digital to Analogue Converter => DAC) nevezzük, amely rendszerint egyetlen integrált áramkör. A DAC kimenőjelét az ún. simítószűrővel tovább alakítjuk, a fellépő ugrások lekerekítése céljából. Érdekes kérdés, hogy miként válasszuk meg a tárolt értékeket, ha célunk egy előírt jelforma előállítása.

A feladat pontosítása érdekében tételezzük fel, hogy az $X(\cdot)$ spektrumú, abszolút integrálható jelet kívánjuk előállítani az $x_i, i = 0, \pm 1, \dots$ egyelőre ismeretlen számok (minták), digitál-analóg átalakító és simítószűrő segítségével (3.1. ábra)! A DAC működtetése történjen T időnként! Fontos kérdés, hogyan vezéreljük az átalakítót: keskeny impulzusokat vagy T szélességű lépcsőket állítsunk-e elő. Az utóbbi vezérlési mód a gyakorlatiasabb, az előbbi inkább számítási modellként szolgál. A 3.1. ábra blokkvázlatában jól felismerhető az impulzusvezérelt (elvi) DAC, ill. a valóságos, amely az elvi DAC és az $m(\cdot)$ súlyfüggvényű szűrő (ablakintegrátor) együttesének tekinthető.



3.1. ábra Analóg jel előállítása tárolt mintákból

Nyilvánvaló, hogy az elvi simítósűrő a 3.1. ábra jelöléseihez igazodóan

$$h(t) = m(t) * g(t), \quad t \in (-\infty, \infty)$$

súlyfüggvényű. Másrészt ez a modell azt jelenti, hogy az elvi DAC kimenetén rendre $x_i T/\Delta$ magasságú és Δ szélességű tüskék jelennek meg. Mivel keskeny impulzusokra mint gerjesztésre a szűrők a súlyfüggvényükkel válaszolnak, igaz, hogy

$$x(t) = T \sum_i x_i h(t - iT)$$

Itt az egyszerűség kedvéért feltételeztük, hogy az x_i minta kivételére az iT időpillanatban kerül sor. A jelelőállító rendszer A és B pontjain fellépő jelalakokat a 3.1. ábra szemlélteti.

$x(\cdot)$ Fourier - transzformáltjának létezésére nyilván elégséges feltétel h abszolút integrálhatósága és az x_i , $i = 0, +/- 1, \dots$ sorozat abszolút összegezhetsége. Ekkor

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j2\pi ft) dt = T \sum_i x_i H(f) \exp(-j2\pi f iT)$$

azaz

$$X(f) = H(f) T \sum_i x_i \exp(-j2\pi f iT)$$

ahol $H(\cdot)$ az elvi simítósűrő átviteli függvénye.

(3.2) értelmében tehát a 3.1. ábra jelelőállító rendszerével kapott jel spektruma a bemenő mintasorozatot jellemző

$$X_m(f) = T \sum_i x_i \exp(-j2\pi f iT)$$

függvényből meghatározható, mégpedig a simítósűrő átviteli függvényével való szorzás útján. Ebben az értelemben X_m ugyanúgy viselkedik, mintha egy abszolút integrálható jel Fourier-transzformáltja lenne. Ez a hasonló viselkedés alapozza meg azt a szóhasználatot, amely szerint X_m az x_i , $i = 0, +/- 1, \dots$ sorozat spektruma.

X_m rendelkezik a valós jelek spektrumának szokott szimmetriatulajdonságával:

$$X_m(-f) = X_m^*(f), \quad \forall f \in (-\infty, \infty)$$

továbbá f függvényében $1/T$ szerint periodikus:

$$X_m\left(f + \frac{1}{T}\right) = X_m(f), \quad \forall f \in (-\infty, \infty)$$

Ez utóbbi tulajdonság egyidejűleg azt is jelenti, hogy (3.3) e periodikus függvény Fourier-sora (tehát adott X_m megvalósításához Fourier-sorfejtéssel lehet az $x_i, i = 0, +/- 1, \dots$ számsorozatot megalkotni).

Megállapítható tehát, hogy tárolt minták alapján DAC és szűrő segítségével olyan X_e spektrumú jelek állíthatók elő, amelyek felírhatók

$$X_e(f) = H(f) X_m(f), \quad \forall f \in (-\infty, \infty) \quad (3.4)$$

alakban, ahol X_m $1/T$ szerint periodikus függvény.

Eredeti feladatunkban X_e adott, kérdés H és X_m megválasztása. Különbféle konkrét esetekben különféle megosztás lehet célszerű. Viszonylag univerzális megoldásra akkor van lehetőség, ha az előírás sávkorlátos, pl.

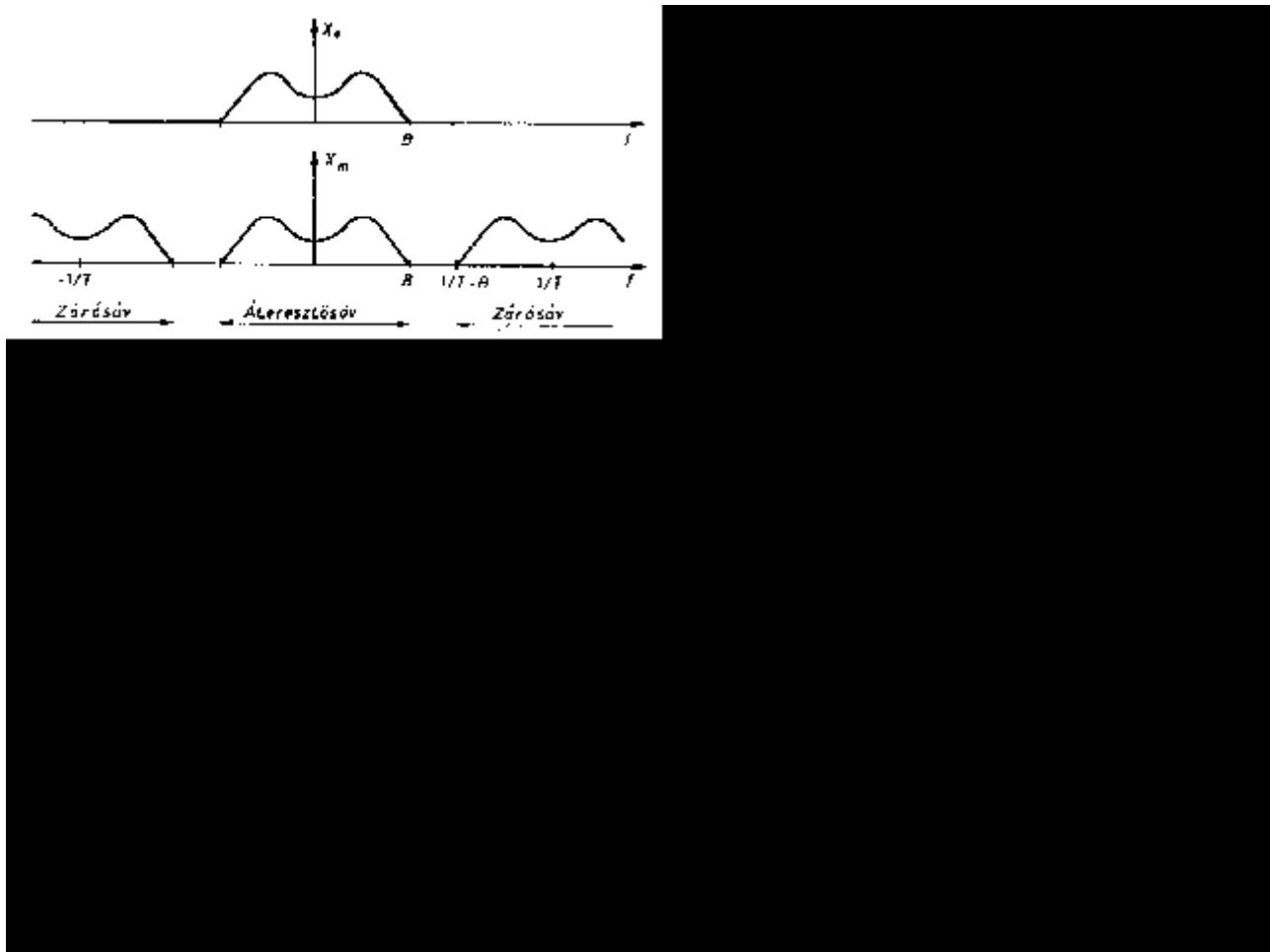
$$X_e(f) = 0 \quad \text{amikor} \quad |f| > B < \frac{1}{2T}$$

Ekkor H lehet egy aluláteresztő szűrő (B sávhatárral), X_m pedig

$$X_m(f) = \sum_k X_e\left(f + \frac{k}{T}\right), \quad \forall f \in (-\infty, \infty)$$

A 3.2. ábra szemlélteti X_m és X_e viszonyát, továbbá a simítószűrő áteresztő- és zárósávjait. Látható, hogy $B < 1/(2T)$ esetén az áteresztő- és zárósáv között keletkezik egy specifikálatlan átmeneti tartomány, ennek léte biztosítja a szűrő megvalósíthatóságát (azt, hogy kis hibával közelíthető). X_m -ből a tárolandó számok (minták) Fourier-sorfejtéssel állíthatók elő, $i = 0, +/- 1, \dots$ -re:

$$X(f) = \int_{-B}^B X_m(f) \exp(j2\pi ft) df = \int_{-\infty}^{\infty} X_e(f) \exp(j2\pi ft) df$$



3.2. ábra. X_e spektrumú jel előállítása

3.1.2. Jelviszaállítás egyenközű minták alapján

Tételezzük fel, hogy a jelelőállításhoz használt minták a $X(\cdot)$ spektrumú $x(t)$, $t \in \mathbb{R}$ jel T közötti mintái, azaz

$$x_i = x(iT), \quad i = 0, \pm 1, \dots$$

Ekkor a tárolt mintasorozat spektruma (ha x abszolút integrálható, akkor ez biztosan létezik);

$$X_m(f) = T \sum_i x(iT) \exp(-j2\pi f iT)$$

Valószínű, hogy a mintasorozat és az x jel spektruma egyszerű kapcsolatban vannak. Valóban, igaz, hogy

$$X_m(f) = \sum_k X\left(f + \frac{k}{T}\right), \quad \forall f \in (-\infty, \infty)$$

(3.6) bizonyítása azon alapszik, hogy az egyenlőség jobb oldala f -nek $1/T$ szerint periodikus függvénye és mint ilyen, Fourier-sor alakjában is felírható. Az együtthatókra némi számolgatás után éppen a $Tx(iT)$, $i = 0, \pm 1, \dots$ értékek adódnak, igazolva (3.6) állítását.

A gyakorlat számára különösen érdekes helyzet, ha valamilyen alkalmas $f_s = 1/T$ mintavételi frekvencia esetén a halmozott spektrum (3.6) alakjában minden f frekvencián igaz, hogy az

összegzésnek csak egyetlen tagja nem zérus (a halmazott spektrum átlapolódásmentes). Ez ugyanis azt jelenti, hogy ekkor az x jel T közötti mintáiból a 3.1. ábra jelelőállító rendszerével az analóg x jel áll vissza, ha a simítósűrő átviteli függvénye igazodik x spektrumához, azaz

$$H(f) = \begin{cases} 1, & \text{ha } X(f) \neq 0; \\ 0, & \text{ha } X_m(f) \neq 0 \text{ és } X(f) = 0; \\ \text{tetszőleges, egyébként.} & \end{cases}$$

Az elmondottak egyenes következménye Shannon - Kotelnikov mintavételi tétele: a $B < 1/(2T)$ sávra határolt abszolút integrálható analóg jelek T közötti mintáik sorozatából $1/(2T)$ sávhatáru, ideális aluláteresztő szűrővel visszaállíthatók.

Ez a tétel nemcsak az abszolút integrálható jelekre igaz. Általánosítható harmonikus jelekre és stacionárius sztochasztikus folyamatokra is.

3.1.3. Véletlen sorozatok spektrális sűrűsége

Gyakori kérdés, mit mondhatunk arról a véletlen jelről, amelyet DAC és simítósűrő segítségével véletlen számokból állítunk elő. A feladatot pontosítva, legyenek a $\xi_i, i = 0, \pm 1, \dots$ valószínűségi változók azonos eloszlásúak, zérus várható értékűek, továbbá korrelálatlanok, azaz

$$M(\xi_i, \xi_j) = \begin{cases} \sigma^2, & \text{ha } j = i \\ 0, & \text{ha } j \neq i \end{cases}$$

Tételezzük fel, hogy a jelelőállító rendszer (elvi) simítószűrője ideális, $1/(2T)$ határfrekvenciájú aluláteresztő, azaz súlyfüggvénye:

$$h(t) = \frac{1}{T} \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}, \quad \forall t \in (-\infty, \infty)$$

Ilyen feltételek mellett bebizonyítható, hogy az előállított jel stacionárius lesz, várható értéke zérus, spektrális sűrűségfüggvénye pedig

$$s_{\eta}(f) = \begin{cases} \sigma^2, & \text{ha } |f| < 1/(2T) \\ 0, & \text{egyébként} \end{cases}$$

alakú.

3.1.4. Kvantálási zaj, nemlineáris kvantálás

A jel mintáinak analóg-digitális átalakítása azt jelenti, hogy a minta értékét egy véges, N elemű kódszókészlet valamely elemével jelenítjük meg. Így nyilván csak véges, N számú mintaérték pontos reprodukálására van lehetőség. Elég természetes (bár nem feltétlenül szükséges) követelmény, ill. megállapodás lehet, hogy pontosan megjelenített mintaértékek egy alapegység egész (esetleg páratlan) sokszorosai legyenek. Ugyancsak természetes (de ismét csak nem feltétlenül szükséges), hogy az n bites bináris kódszavakat egyszerű szabállyal rendeljük az ábrázolt mintaértékekhez. Elterjedt ábrázolási mód pl. a 2-es komplementes kódú számábrázolás.

Az n bites kódszavak segítségével $N=2^n$ számú mintaérték különböztethető meg. Az ún. lineáris ADC (Analogue to Digital Converter) az

$$x = \Delta_i, \quad i = -N/2, \dots, 0, 1, \dots, N/2 - 1$$

értékű minták pontos ábrázolását biztosítja. Fontos jellemző, milyen jelértékek tartományában képes az átalakító funkcióját ellátni. Ha ez a $(-C, C)$ intervallum, akkor nyilván igaz, hogy a kvantálási lépcsőméret

$$\Delta = 2C/N$$

Általában persze nagyon ritkán következik be, hogy egy minta értéke éppen a (3.8) értékek egyike lesz. Valójában az átalakítók a ténylegeshez legközelebb eső, (3.8) szerinti értéket, ill. kódszót szolgáltatják. Ennek következtében az ábrázolt x érték eltér a valódi x értéktől:

$$\tilde{x} = x + \varepsilon$$

ahol ε értéke $-\Delta/2$ és $\Delta/2$ között bármi lehet.

Egyszerű számolási modell kialakítása érdekében az ε ún. kvantálási zajt szokás egyenletes eloszlású valószínűségi változóval modellezni. További feltételezés szokott lenni, miszerint az eltérő mintavételi időpontokban vett mintákat terhelő kvantálási zaj pillanatértékei (ξ_1 és ξ_2) korrelálatlanok, azaz

$$M(\xi_1, \xi_2) = 0$$

A kvantálási zajnak ez a modellje jól használható, ha pl. a stacionárius sztochasztikus jel sávszélessége viszonylag nagy a mintavételi frekvenciához képest ($B \sim f_s/2$).

A 3.1.3. szakaszban láttuk, hogy a korrelálatlan zajminták sorozatából a visszaállító rendszer egy olyan $e(t)$ zajfolyamatot állít elő, amelynek a spektrális sűrűsége az $|f| < f_s/2$ sávon belül állandó, teljesítménye pedig megegyezik a minták teljesítményével. Mivel a visszaállító rendszer egyébként lineáris, a pontatlan (kvantált) mintákkal gerjesztett visszaállító rendszer kimenetén megjelenő $x(t)$ -re igaz, hogy

$$\hat{x}(t) = x(t) + e(t),$$

ahol $x(t)$ a pontos mintákból visszaállított jel (volna). Az $e(t)$ folyamat teljesítménye számolható mintáinak eloszlásából:

$$P_e = M[\varepsilon^2(t)] = M(\varepsilon^2) = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} x^2 f_x(x) dx = \dots = \frac{\Delta^2}{12}$$

Jó képet ad a kvantálási zaj okozta szubjektív zavaró hatásról a visszaállított jel és kvantálási zaj teljesítményének az aránya, amelyet jel - zaj-viszonynak nevezünk. A legnagyobb megengedhető amplitúdójú szinuszos jel teljesítménye:

$$P = C/2,$$

így a jel - zaj-viszony:

$$SNR = \frac{P_s}{P_e} = \frac{C^2/2}{\Delta^2/12} = 6(C/\Delta)^2$$

Kihasználva, hogy

$$C/\Delta = N/2 = 2^{n-1}$$

adódik, hogy a maximális átvihető szinuszos jelekre:

$$SNR = \frac{3}{2} 2^{2n} \text{ dB}. \quad SNR = 1.74 + 6.02n \text{ dB}$$

A jel - zaj-viszony természetesen erősen csökken, ha az átalakítandó jel teljesítménye lényegesen kisebb, mint a maximális megengedhető.

A távközlési alkalmazások jelentős részében csak az biztosított, hogy a mintavételezésnek és A/D átalakításnak alávett jelek átlagteljesítményei egy kb. 36 dB széles sávban vannak. Pontosabban arról van szó, hogy ugyanazon A/D átalakítóra kerülhet olyan jel is, amely teljesen kihasználja az átalakító szinttartományát (éppen C a csúcserőértéke), de kerülhet olyan is, amelynek teljesítménye az előzőnek negyzed része (csúcserőértéke mindössze $C/64$, - 36 dB!). Ha a minimális szintű jel esetében is kb. 36 dB jel - zaj-viszonyt kívánunk biztosítani, akkor az ábrázolás pontossága a nagyszintű jelek esetében szükségtelenül - és ennél fogva pazarlóan - nagy lesz, a maximális szintű jelekre $36+36 = 72$ dB lesz a jel - zaj-viszony, amely n

= 12 bites számábrázolást igényelne. Tömörebb lehet a számábrázolás, ha a pontosan ábrázolt mintaértékeket nem azonos lépésközűnek választjuk meg, hanem "sávonként" eltérő lépésméretet választunk. Az $|x| < C/64 = C_0$ tartományban $\Delta_0 = C_0/32$ lépésközzel (összesen 64 pontosan ábrázolt mintával) a kisszintű jelekre biztosítható a kb. 36 dB jel - zaj-viszony. Ha a $C_0 < |x| < 2C_0$ értéktartományban a pontosan ábrázolt minták $\Delta = 2 \Delta_0$ lépésközzel követik egymást, a $2C_0$ csúcsértékű jelek esetében a jel - zaj-viszony lényegében változatlan marad, de a pontosan ábrázolt minták száma csak 32-vel gyarapodott. Az eljárást mindaddig folytathatjuk, amíg az $|x| < C$ teljes átalakítási tartományt le nem fedjük. Könnyű összeszámolni, hogy ezen a módon mindössze 256 minta pontos ábrázolására (ill. megjelenítésére) van szükség. Ez pedig 8 bites kódszavak segítségével megoldható. A tömörített ábrázolás ára az, hogy a kódszavak nem túl szemléletes módon jellemzik az ábrázolt minták értékét, a kapcsolat inkább egy logaritmusfüggvénnyel közelíthető. Megjegyezzük, hogy a logaritmikusan komprimált (tömörített) 8 bites kódszavakat rendszerint 13 bites A/D (ill. D/A) átalakítók segítségével képezik, az átalakítás eredményének alkalmas feldolgozásával.

3.2. Szimbólumsorozatok mint hírányagok

Gyakori feladat, hogy egy véges (kivételesen megszámlálhatóan végtelen) elemű jelkészlet elemeit egy másik jelkészlet segítségével kell megjeleníteni, például írott szöveget kell 0 és 1 elemek sorozatává alakítani. Követelmény rendszerint az egyértelmű visszaalakítás lehetősége. E feladatok modelljében az átalakítandó jelkészlet elemeit *forrásszimbólumoknak*, a megjelenítő jelkészlet elemeit *kódszimbólumoknak*, az átalakítási eljárást pedig *kódolásnak* szokás nevezni. Az átalakítási eljárások tulajdonságait, lehetőségeit és korlátait az információelmélet, közelebbről pedig a *forráskódolás* tudománya vizsgálja. A forráskódolás kérdéseit az motiválja, hogy az alkalmazó szempontjából rendszerint nem közömbös a kódolt szöveg terjedelme, a *kódolás tömörsége*. Hogy e kérdést egyáltalán feltehezzük, a kódolandó szimbólumok forrását legalább felületesen jellemeznünk kell.

A forrást alapvetően a szimbólumkészlete, a *forrásábécé* határozza meg. Ebből a szempontból kimeríten jellemezzük a forrást, ha szimbólumait felsoroljuk, pl. legyenek a forrásszimbólumok az a_1, a_2, \dots, a_n elemek. A forrás *üzenetei* alatt a kódolandó szimbólumok sorozatait értjük. Ezek gyakran olyan hosszúak, hogy ezt a jellemzőjüket célszerűtlen a modellezésnél figyelembe venni, ilyenkor végtelen szimbólumsorozatokról beszélünk. A valódi forrásoknak nem túl jó leírása, de egyszerű és jól kezelhető modell, ha az üzenet egyes pozícióiba kerülő forrásszimbólumokat azonos eloszlású, független véletlen elemeknek tekintjük. Ekkor azt mondjuk, hogy a forrás stacionárius és emlékezetmentes, teljes jellemzését adja a forrásszimbólumok eloszlása, a

$$p_k = P(y_i = a_k), i = 0, +/- 1, \dots; k = 1, 2, \dots, n$$

valószínűségek rendszere.

3.2.1. A kódolás tömörsége

Vizsgáljuk az n elemű, $P = \{p_1, \dots, p_n\}$ eloszlású forrás bináris kódolásának feladatát! Kézenfekvő, hogy a forrás szimbólumai megjeleníthetők azonos hosszúságú 0 és 1 elemű sorozatok segítségével, ha a sorozatok k hosszúságára fennáll a

$$2^k \geq n$$

összefüggés. Ekkor nyilván biztosítható, hogy a kód egyértelműen megfejthető. Tömörebb ábrázolás is elképzelhető azonban, ha megengedjük különböző hosszúságú kódszavak alkalmazását. Viszonylag egyszerű dekódolást tesznek lehetővé azok a kódok, amelyek olvasása során bármely pozícióiban eldönthető, vége van-e egy kódszónak vagy sem. Ezeket a kódokat *pillanatkódoknak* (*prefix kódok*) nevezzük. Belátható, hogy - tömörség tekintetében - a pillanatkódok nem szűkítik a kódolás lehetőségeit.

Nyilvánvaló, hogy az *egyértelmű megfejthetőséget biztosító kódok* kódszavainak $l_i, i = 1, 2, \dots, n$ hosszúságai nem lehetnek tetszőlegesen kicsinyek. Igaz a *Kraft- egyenlőtlenség*, mely szerint akkor és csak akkor van lehetőség egyértelműen megfejthető kód előállítására, ha az $l_i, i = 1, 2, \dots, n$ kódszóhosszakra fennáll a

$$\sum_{i=1}^n 2^{-l_i} \leq 1$$

reláció.

A kódolt üzenet hossza szempontjából a *kódszóhossz várható értékének* van jelentősége. Ha a p_i valószínűségű szimbólumhoz rendelt kódszó hossza l_i , akkor a kódszóhossz várható értéke:

$$\lambda = \sum_{i=1}^n l_i p_i \quad (3.11)$$

A szimbólumokat és a kódszavakat nyilván úgy célszerű egymáshoz rendelni, hogy a nagy valószínűségű szimbólumokat rövid kódszavakkal ábrázoljuk. Bizonyítható, hogy bármely (egyértelműen megfejthető) kódra

$$\lambda \geq \sum_{i=1}^n p_i \lg(1/p_i)$$

Igaz ugyanakkor, hogy az

$$\lg(1/p_i) \leq l_i < \lg(1/p_i) + 1$$

választással élve (3.10) teljesül, és így létezik olyan kód, amelyre:

$$\sum_{i=1}^n p_i \lg(1/p_i) \leq \lambda < 1 + \sum_{i=1}^n p_i \lg(1/p_i)$$

Az átlagos kódszóhosszra kapott korlátokban a p_i valószínűségeknek egy sajátos függvénye, a forráseloszlás egyik jellemzője játszik főszerepet. Ezt a jellemzőt a forrás *entrópiájának* nevezzük:

$$H(P) = \sum_{i=1}^n p_i \lg(1/p_i)$$

3.2.2. Szimbólumsorozatok kódolása

Ha a forrás entrópiája kicsi (~ 1 bit/szimbólum), akkor az átlagos kódszóhosszra vonatkozó (3.12) korlátok nem túl szorosak. Gyakorlati szempontból viszont nem mindegy, hogy egy kód átlagos szóhossza az alsó vagy a felső korlátot közelíti-e.

A (3.12) korlátok azt mutatják, hogy nagy entrópiájú forrásoknál létezik jó hatásfokú kód. Lehetőségünk arra van, hogy az eredeti forrással gyakorlatilag egyenértékű, de nagy entrópiájú forrást használjunk. Tekintsük ugyanis forrásszimbólumoknak az eredeti forrás K szimbólumos üzeneteit! A kiterjesztett forrásnak n^K szimbóluma van, entrópiája pedig - a forrás emlékezetmentessége miatt - $KH(P)$. Így az eredeti K szimbólumot megjelenítő legjobb kód átlagos szóhosszára a

$$KH(P) \leq \lambda^{(K)} < 1 + KH(P)$$

egyenlőtlenség áll fenn. Ezzel elérhető, hogy az átlagos kódszóhossz egyetlen eredeti forrásszimbólumra vetített értéke tetszőlegesen megközelítse az eredeti forrás entrópiáját.

A forrás entrópiája tehát gyakorlati szempontból teljesen meghatározza a forrás tömöríthetőségét, és ebben az értelemben jellemző a forrás üzeneteinek információtartalmára. A forráshoz igazodó legjobb kóddal megjelenített bitsorozat hossza mértéket jelenthet a forrás üzeneteinek információtartalmára.

Ellenőrző kérdések

1. Milyen feltételek mellett értelmezhető a számsorozatok spektruma?
2. Mi jellemzi a folytonos jelek egyenközü mintáinak spektrumát?
3. Milyen feltételek mellett korrelálatlanok a kvantálási zaj mintái?
4. Mi szab korlátot a kódolás tömörségének?
5. Miért előnyös, ha az egyes szimbólumok helyett szimbólumsorozatokat kódolunk?

Feladatok

1. Határozza meg az $x_i = 2^{-i}$, $i = 0, 1, \dots$ mintasorozat spektrumát!
2. Határozza meg a $p_i = 2^{-i}$, $i = 1, 2, \dots$ valószínűségeloszlás entrópiáját!

Irodalom

[1] Csibi S. (szerk.): Információ közlése és feldolgozása. Budapest, Tankönyvkiadó, 1986.

[2] Tusnády G., - Ziermann, M. (szerk.): Idősorok analízise. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1986.

[3] Linder T., - Lugosi G.: Bevezetés az információelméletbe. Budapest, Tankönyvkiadó, 1990.

4. AKUSZTIKAI ALAPOK

Mindennapi életünk során az ismeretek jelentős részét hallás útján, a fülünkkel érzékeljük és dolgozzuk fel. Ebből következik, hogy a híradástechnika egyik fontos területe a hangjelek

feldolgozása és továbbítása. A felhasznált berendezések megtervezéséhez egyaránt szükségesek a hang fizikai tulajdonságainak és a fül sajátos pszichofizikai jellemzőinek alapos ismerete. Ebben a fejezetben megismerkedünk a hang fizikai jellemzőivel, a hallás fiziológiai jellegzetességeit figyelembe vevő mennyiségekkel, a mesterséges hangtér leírásával, a hangvétel és a hangvisszaadás eszközeivel.

4.1. A hang fizikai leírása

Fizikai jellegét tekintve a hang valamilyen rugalmas közeg mechanikai rezgéséből áll. Ilyenkor a rugalmas anyag azon részecskéi, amelyek külső hatásra kimozdultak nyugalmi helyzetükből, a rugalmassági erő és a tehetetlenség folytán rezgésbe jönnek. Szilárd anyagokban az ún. testhang, cseppfolyós anyagokban a folyadékhang, levegőben pedig a léghang keletkezik és terjed. Az emberi fül döntően a levegőben terjedő hangokat érzékeli, ezért a léghanggal kapcsolatos ismeretek (pl. hangkeltés, terjedés, érzékelés stb.) kiemelt jelentőségűek.

A léghang légnyomásingadozás formájában jelentkezik. Az állandó értékűnek tekinthető légköri nyomásra szuperponálódik a *hangnyomás* (4.1. ábra). A tér egy pontjában az eredő $P(t)$ légnyomás a P -val jelölt állandó légköri nyomás és a $p(t)$ hangnyomás összegeként adható meg:

$$P(t) = P + p(t). \quad (4.1)$$

A továbbiakban csak az időben változó második taggal, a hangnyomással foglalkozunk.

A hang fizikai jellemzésére leggyakrabban a hangnyomás effektív értékét szokás használni. A hangnyomás szabványos mértékegysége a Pa (Pascal), 1 Pa 1 N erőhatást jelent 1 m² felületen. (A konstans légköri nyomás kerekén 100 000 Pa). A hangnyomás értékét mérőmikrofonnal mérjük. Gyakran nem a nyomásértéket, hanem a mért hangnyomás és egy referencia érték arányát adják meg dB-ben. Az elfogadott referencia a $p = 20 \cdot 10^{-6}$ Pa, ami az átlagember számára az éppen meghallható 1000 Hz-es szinuszhang nyomásértéke. A *hangnyomászint* tehát:

$$L = 20 \lg \dots \text{ dB}. \quad (4.2)$$

A tér egy pontjában létrehozott nyomáseltérés a szomszéd térrészek felé kiegyenlítődni igyekszik. A kiegyenlítődéskor a részecskék elmozdulnak, ami újabb, a szomszédos térrészekben kialakuló nyomáskülönbséget okoz. A nyomásváltozás így módon a térben hanghullámok formájában tovaterjed. A hanghullámok azonos fázisú pontjai közötti távolságot *hullámhossznak* nevezzük. A hullámhossz és a frekvencia szorzata egy állandó érték, ez a hang *terjedési sebessége*:

$$c = f \lambda. \quad (4.3)$$

4.1. ábra. Eredő légnyomás

A hang terjedési sebessége kb. 340 m/s. Ha a hang forrása pontszerű, és ha a térben a hang minden irányban akadálytalanul terjedhet, akkor *gömbhullámok* keletkeznek. A hangforrástól nagy távolságra az azonos fázisú gömbfelületek alig görbülnek (4.2. ábra), ezért ezeket már

síkhullámoknak tekinthetjük. A síkhullámokra érvényes, hogy a hangnyomás és a részecskesebesség hányadosa állandó:

$$p = \rho c v = 410 \dots, \quad (4.4)$$

ahol ρ a levegő sűrűsége.

4.2. ábra. A gömb- és a síkhullám

A hang jellemezhető az időegység alatt a felületegységen áthaladó energia nagyságával is. Ezt nevezzük *hangintenzitásnak*, értékét a hangnyomás és a részecskesebesség szorzataként számítjuk. Síkhullámoknál a (4.4) egyenletet is behelyettesíthetjük:

$$I = p v = \dots \quad (4.5)$$

Az intenzitást is gyakran viszonyzámként, dB-ben kifejezve adjuk meg. Ha a viszo/nyítási alap $I = 1 \text{ pW/m}^2$, ami az 1000 Hz-en éppen meghallható szinuszhang intenzitásértéke, akkor az *intenzitásszint*

$$L = 10 \lg \dots \quad (4.6)$$

4.2. Az emberi hallás fiziológiai tulajdonságai

Tapasztalatból tudjuk, hogy az emberi hallás mind a frekvencia, mind a hangnyomás tartományában korlátozott. Nagyszámú kísérleti alánnyal végzett mérések alapján megállapították, hogy milyen hangnyomásszinteket vagyunk képesek még éppen érzékelni. Ezen mérési eredményeket *hallásküszöbnek* szokás nevezni. A hallásküszöb erősen függ a frekvenciától. Eszerint a fül érzékenysége a néhány kHz-es tartományban a legnagyobb, kisebb és nagyobb frekvenciákon az érzékenység leromlik (4.3. ábra). Ezek alapján jól látszik, hogy a hallhatóság tartománya 20 Hz és 20 kHz közé esik. A nagyon erős hangok fájdalomérzetet keltenek. A fájdalomérzet kialakulásához tartozó határt *fájdalomküszöbnek* nevezzük. Ezen korlátokon belül találhatóak (általában) a zene és a beszéd tartományai. Jól látható, hogy a zene frekvencia- és dinamikahatárai lényegesen nagyobbak, mint a beszédé.

4.3. ábra. Az emberi hallás korlátai 4.4. ábra. Fletcher‐Munson-görbék

A szubjektív hangosságérzet számszerűsítésére vezették be a *hangerősség* fogalmát. Ennek alapján egy tetszőleges hang hangerőssége annyi *phon*, ahány dB a vele azonos hangosságérzetet keltő 1 kHz-es szinuszhang hangnyomásszintje. (Ebben a kísérletben a mérendő hangot és a megfigyelő által változtatható szintű referenciahangot felváltva kell meghallgatni.) Ha a frekvencia függvényében összekötjük az azonos hangerősségű pontokat, akkor megkapjuk az ún. Fletcher‐Munson-görbét (4.4. ábra). Egy adott frekvenciájú és adott hangnyomásszintű hang hangerősségét a görbékre írt phon érték alapján állapíthatjuk meg. Az így megállapított hangerősség jele *L*. Ezen az alapon eltérő frekvenciájú hangokat is össze tudunk hasonlítani a hangerősségük alapján.

√ Az egyidejűleg megszólaló hangok eredőjének meghatározására vezették be a *hangosságot*, amelynek jele *N* és mértékegysége a *son*. Kiszámításának módja, ha a *L* hangerősség meghaladja a 40 phont:

$$N = 2. (4.7)$$

Frekvenciában közeli hangoknál fellép a *hangelfedés* jelensége. Ennek lényege, hogy az egyik, a zavarónak tekintett hang megemeli a másik, a vizsgálandó hang hallásküszöbét. A hangelfedést megvizsgálták tiszta szinuszos hangokra, valamint keskeny- és szélessávú zajokra. A 4.5. ábrán különféle hangnyomásszintű, 1000 Hz-es, keskenysávú zajok által megnövelt hallásküszöböket adtunk meg. A hangelfedő hatás a magasabb frekvenciákon erősebben jelentkezik.

4.5. ábra. Hangelfedés

A hangjelenségek térben és időben játszódnak le, ezért igen fontos a térinformációk felismerése is. Ezek közül legjelentősebb a *hangforrás iránya*. A vízszintes síkban a két fülünkbe jutó hangnyomáseltérés alapján állapítjuk meg a hangforrás irányát. A szemből érkező hanghullámok szimmetriaokokból azonos hangnyomást keltenek mindkét fülünkben. Az oldalirányú hanghullámok útjai eltérőek. Kisfrekvencián az útkülönbség okozta fáziseltérést detektálja a fülünk, magasabb frekvenciákon pedig a fej árnyékoló hatása következtében fellépő intenzitáskülönbséget érzékeljük. A függőleges irányok érzékeléséhez a fej mozgására is szükség van.

4.3. A hangtér mesterséges előállítása

Természetes igény olyan mesterséges hangtér előállítása, amely tartalmaz minden lényeges információt a fül számára. Ezt az igényt a híradástechnika egyes területein különböző mértékben elégítik ki, hiszen a fül által érzékelhető egész frekvenciasávra, a mintegy 120 dB dinamikára, valamint a teljes térérzetre nincs mindig szükség.

A hangtér előállításának különféle lépései és eszközei vannak. Az eredeti hangtérben történik a *hangvétele*, amelynek eszköze a *mikrofon*. Esetenként több mikrofont kell használnunk. A mikrofonok a hangnyomással arányos jeleket állítanak elő, amelyeket a következő lépésben *jelfeldolgozásnak* vetünk alá. Ilyen feldolgozás pl. az egyes jelek megfelelő arányú összegzése, zengetése, szűrése stb. A feldolgozott jel az átviteli *csatornába* kerül, ami lehet vezetékes vagy vezeték nélküli összeköttetés. Egyszerűbb esetekben — pl. közvetlen távbeszélő-összeköttetésben — jelfeldolgozásra nincs szükség. A csatornán megérkező jelet a *vevő* fogadja és alakítja át oly módon, hogy alkalmas legyen a *hangszóró* vagy a *fejhallgató* táplálására. Ezek az átalakítók az elektromos jelből hangjelet állítanak elő. A fenti jelátvitel gyakorlatilag azonos időben történik, vagyis az eredeti hangtérhez képest a mesterséges tér csak igen kis késéssel jelenik meg.

A jelátvitel speciális esete az, amikor a feldolgozott jelet valamilyen *hangrögzítőn* tároljuk. Ekkor a hanghordozó (pl. hanglemezzel, kazetta stb.) jut el a fogyasztóhoz, aki tetszése szerinti időpontban hallgathatja meg a műsort.

Ha a hangtérből csak egy mikrofonnal vesszük a jelet, vagy több mikrofont használunk ugyan, de ezek jeleit összegezzük, akkor egycsatornás, másnéven *monoösszeköttetést*, ill. rögzítést valósítunk meg. Természetesen az egy jelből reprodukált hangtérben semmiféle irányfelismerésre nincs lehetőség. A visszahallgatott műsorban megszólaló összes hangforrás egyetlen irányból lesz hallható.

A térérzet kialakításához a hangtérből legalább két, független, jól megválasztott jelet kell venni, és azokat külön csatornákon továbbítani. Ezt az elvet követi a 60-as években bevezetett és azóta széles körben elterjedt *sztereorendszer*, amelyet az URH rádiózásra, valamint különféle hangrögzítő megoldásokra is kidolgoztak. A legjobb térérzet akkor alakul ki, ha a műsor lejátszásakor, ill. meghallgatásakor a két hangszóró és a lehallgató személy egy egyenlő oldalú háromszög csúcsait alkotják (4.6. középső ábra).

4.6. ábra. A hangtér előállításának módozatai

Ugyanezen ábrason tüntettük fel a legjobb térérzetet keltő négycsatornás, ún. *kvadrofonelrendezést* is. A legjobb térhatás a négyzet középpontjában jelentkezik. Ezt a rendszert a 70-es években dolgozták ki, de pénzügyi okok miatt széles körben nem terjedt el.

∨

4.4. Az átvitel fajtái, minőségi követelmények

Amint azt az előző pontban láttuk, a mesterséges hangterek különbözhetnek az átvitt független csatornák számában. Emellett nagy különbségek lehetnek az átvitt jel frekvenciatartományában, dinamikájában, jel–zaj-viszonyában és a torzítás mértékében is.

Egy rendszer *frekvenciatartományát* azon frekvenciák határolják, ahol 3 dB csökkenés lép fel a középfrekvenciás átvitelhez képest. A *jel–zaj-viszony* az átvitt hasznos jel és a zaj effektív értékeinek aránya dB-ben. *Dinamika* a továbbított műsor legerősebb és leghalkabb részleteinek aránya dB-ben. A fentiekből következik, hogy a dinamika a jel–zaj-viszony értékénél nagyobb nem lehet. *Harmonikus torzításon* a többszörös frekvenciák effektív értékének és az alaphang effektív értékének az arányát értjük %-ban kifejezve. Az átvitt és reprodukált hangtér minőségére vonatkozó igény más, ha csak beszédet továbbítunk, és más, ha zenét kell reprodukálni. A legszerényebb igényeket a *beszédátvitel* minőségével szemben támasztjuk. Az ún. *hifi*-minőség alkalmas zenei műsorok megfelelő színvonalú reprodukálására. Ezen minőségi jellemzőket először a német DIN 45 500 szabványban fogalmazták meg. A legmagasabb műszaki színvonalat az ún. *stúdióminőség* jelenti, amelyet azonban csak a rádió- és tv-stúdiók költséges berendezései, valamint a nemrégiben közszükségleti célokra is kifejlesztett digitális készülékek érnek el.

A *távbeszélőrendszerekben* a cél a beszéd érthető, ugyanakkor gazdaságos átvitele. A 4.3. ábra alapján látható, hogy a beszédjel komponensei néhány száz Hz-től 4...5 kHz-ig vannak jelen. A vizsgálatok szerint a jó beszédérthetőség már 3000 Hz felső határfrekvencia mellett megvalósítható. A beszélő személyének felismeréséhez ennél valamivel nagyobb frekvenciák is szükségesek, ezért a távbeszélő–technikában a 300 Hz-től 3400 Hz-ig terjedő sávot szabványosították. A kívánatos jel–zaj-viszony is igen szerény, kb. 20...25 dB, a megengedett torzítás pedig 5...10%.

A közép- és rövidhullámú *amplitúdómodulált* (AM) rádióadásokban már zenei műsorokat is továbbítunk. A továbbított jel paraméterei valamivel jobbak. A frekvenciasáv felső határa 4,5 kHz-ig terjedhet, a jel–zaj-viszony elérheti a 40 dB-t is. Egészen más a helyzet az ultrarövidhullámú frekvenciasávokban, ahol az adóállomások 300 kHz-enként helyezkednek el. Itt a jeltovábbításra a kevésbé zavarérzékeny *frekvenciamodulációt* (FM) használjuk. A rendszer paraméterei jó minőségű zenei anyag reprodukálását is lehetővé teszik. Az átvitel

frekvenciatartománya 50 Hz-től 15 kHz-ig terjed, a jel—zaj-viszony meghaladhatja a 60 dB-t, és a torzítás 1% alatt tartható.

Már a 60-as években kifejlesztették, és azóta általánosan elterjedt az FM adások *sztereováltozata*. Két, egymástól független jelet továbbítanak a monóhoz hasonló minőségben. A két jel közötti áthallási csillapítás mintegy 40 dB, amivel jó térhatás valósítható meg. A sztereorendszer hátránya a monóhoz képest a nagyobb zavarérzékenység.

A 70-es évek kísérleti *kvadrofon adásait* is az URH sávokon végezték. A meghallgatások eredményei azt mutatták, hogy a kvadrofon hangtérben a hangforrások lokalizálása minden irányban nagyon jó.

A földi tv-adások *kísérő hangjának* paraméterei hasonlóak a mono FM adások jellemzőihez.

A 80-as évek végétől egyre inkább elterjedőben vannak a *műholdas tv-adások* is. Ezek a műsorok rendszerint több kísérőhanggal együtt kerülnek kisugárzásra. A \vee kísérőhangok kombinációja többféle lehet. Ilyen lehetőség például a monohang, valamint ugyanezen hang két sztereocsatornája külön-külön, vagy a többnyelvű adások önálló csatornái. Ezek mellett a sávban a tv-től független sztereo-rádióadásokat is sugároznak.

Legújabban megjelentek a nagy hanghűségű, műholdas, *digitális rádióadások* (Digital Satellite Radio). A rendszer különlegessége az, hogy a digitális hanginformáció mellett hasznos kiegészítő adatokat is továbbít. A segédkódok alapján a hallgató a különböző műsorfajták (pl. hírek, tánczene stb.) szerint választhatja ki az adókat.

Az említett hangátviteli rendszerek után tekintsük át a hangrögzítési eljárások jellemzőit is. Ezek közül legrégebben ismert a mechanikai hangrögzítés, amely a kezdetektől nagy változásokon ment át, mindaddig, amíg kialakult a jelenlegi változata. A mostani *hanglemezek*en rögzített frekvenciasáv 40 Hz-től 16 kHz-ig terjed, a jel—zaj-viszony eléri az 50...60 dB-t, és a harmonikus torzítás 1% körüli. A rögzítés két csatornán történik, amelyek között az áthallási csillapítás 30...40 dB.

Az *analóg mágneses hangrögzítők* igen népes családot alkotnak: a csak beszéd rögzítésére alkalmas diktafonoktól kezdve egészen a sokcsatornás stúdióberendezésekig. Jelenleg a jó minőségű, közszükségleti kazettás magnók paraméterei megközelítik a lemezjátszókét. Az átlagos videomagnók kísérő hangja a kis szalagsebesség miatt nem éri el a kazettás készülékek minőségét, felső frekvenciahatáruk kb. 8 kHz. A hifi-hangú videomagnók két hangcsatornát képesek rögzíteni a 40 Hz...16 kHz-es sávban, 70 dB jel—zaj-viszony mellett.

A digitális *lézerlemezjátszó* (CD) 16 bites felbontásával, 44,1 kHz-es mintavételi frekvenciájával a 10 Hz...20 kHz-es sávban, 96 dB jel—zaj-viszony mellett képes két független hangcsatornát reprodukálni 0,005%-ot meg nem haladó harmonikus torzítás mellett. A lézerlemezjátszóval kiváló minőségű sztereohangteret lehet előállítani.

A közszükségleti *digitális hangmagnó* (R-DAT) 12 és 16 bites felbontással, valamint 32, 44,1 és 48 kHz mintavételi frekvenciákkal dolgozik. 40 kHz feletti mintavételezéssel a CD minőségét éri el.

Összefoglalva az eddigieket, megállapíthatjuk, hogy akusztikai jelek szempontjából a távbeszélő-összeköttetések csak beszédátvitelre alkalmasak. Az AM rádiók és a videomagnók már jobbak, de még nem alkalmasak jó minőségű zenei anyag reprodukálására. A hifi-minőségre az URH rádióadások, a tv-kísérőhangok, a hifi-
hangú videomagnók, a jó minőségű kazettás magnók és hanglemezek meghallgatásakor lehet számítani. A stúdióminőséget a professzionális berendezések és a közszükségleti digitális hangrögzítők (CD és R-DAT), valamint a digitális műholdas rádiók (DSR) érik el. A felosztást nem tekinthetjük véglegesnek, hiszen a készülékek rohamos fejlődésével a továbbiakban is számolnunk kell.

4.5. Elektroakusztikai átalakítók

V

V Az elektroakusztikai átalakítók olyan eszközök, amelyek az elektromos energiát V hangenergiává vagy a hangenergiát elektromos energiává alakítják át. Az átalakítás két lépésben megy végbe. Először az elektromos energiát alakítják mechanikai energiává valamilyen elektromos vagy mágneses erőhatáson alapuló *elektromechanikai átalakítóval*. Az átalakító szerves része egy mechanikai rezgőrendszer, amihez mereven kapcsolódik a nagy felületű *membrán*. A mechanikai mozgási energiát ez a V membrán továbbítja a légtérbe, oly módon, hogy a membrán mozgásba hozza a levegő részecskéit, és az akusztikus energia hanghullámok formájában tovaterjed. *Inverz* működés esetén a fenti folyamat fordítva zajlik le, vagyis a beérkező hanghullámok mozgásba hozzák az átalakító mechanikai rendszerét, majd a mozgással arányos jelet kapunk az átalakító elektromos oldalán. Egyes átalakítóknak a membrán és a mechanikai lengőrendszer nem különíthető el.

Az átalakítók egy része *vezérléses* elven működik. Ez annyit jelent, hogy pl. a mechanikai energiával egy külső energiaforrás által leadott energiát befolyásolnak. A vezérelt energia lényegesen nagyobb is lehet, mint a vezérlőjel energiája, ezért ezeket *aktív* átalakítóknak is szokás nevezni. Ilyen eszköz pl. a távbeszélők szénmikrofonja.

Az elektromechanikai átalakítók közül a legelterjedtebbek a következők:

Elektromágneses átalakító (4.7. ábra). Állandómágnesből, gerjesztőtekercsből, horgonyból és a feszítőrugóból áll. Nyugalmi helyzetben az állandómágnes keltette húzóerő és a rugóerő egyensúlyban vannak. A nyugalmi légrésméret $s/2$. Ha a tekercsen áram folyik át, a mágneskör fluxusa — és ezzel együtt a húzóerő — megnő, a légrés pedig lecsökken. Az ellentétes irányú áram csökkenti a húzóerőt, ezért a horgony eltávolodik. A jól méretezett átalakítóban a tekercs áramával arányos lesz a horgony nyugalmi helyzetéből való elmozdulása. Fordított működés esetén a hangnyomás keltette eredő erő elmozdítja a horgonyt. Az elmozdulás irányának megfelelően a fluxusváltozás feszültséget indukál a tekercsben.

Elektrodinamikus átalakító (4.8. ábra). A légrése állandó méretű. A légrésben mágnes tér van, amelyben egy áramvezető mozog.

4.7. ábra. Azelektromágneses 4.8. ábra. Azelektrodinamikus

átalakító felépítése átalakító felépítése

Az áramvezető végei között feszültség indukálódik, ami arányos a légrésindukcióval, az áramvezető hosszával és a sebességgel, ily módon a mozgási energia elektromos energiává alakul. Ha árammal tápláljuk ezt a vezetőt, akkor ugyancsak az indukcióval, az áramvezető hosszával és az árammal arányos erőhatás lép fel. A gyakorlati megvalósítás során nem egyetlen szál vezetőt, hanem egy ún. lengőtekerceset használunk, amelynek a teljes húzalhossza részt vesz az átalakításban.

Elektrosztatikus átalakító (4.9. ábra). Lényegében egy merev és egy mozgatható elektródájú kondenzátor. A mozgatható elektróda vékony fémfóliából készül, amely \vee egyúttal az átalakító membránja is. A másik vastag fémanyagból van, szokásos elnevezése ellenelektróda. Az átalakító lineáris működéséhez egy egyenfeszültségű telepre is szükség van, amely egy nagy értékű R ellenállással sorban kapcsolódik az elektródákra. Az elektrosztatikus erő a vékony membránt az ellenelektródához vonzza. Mivel a membrán szélei rögzítettek, a fólia deformálódik. A járulékos feszültség hatására a sztatikus vonzóerő az előjeltől függően nő vagy csökken ezáltal a membrán mozgásba jön, miközben jobban vagy kevésbé deformálódik. Ha hangnyomás éri a membránt, akkor az ismét jobban vagy kevésbé deformálódik. A méretváltozás eredményeképpen nő vagy csökken a kapacitás. Gyors változások közben a kondenzátor töltése nem tud megváltozni, ezért a feszültsége változik meg. A feszültségeltérés az ellenálláson jelenik meg.

4.9. ábra. Az elektrosztatikus átalakító elvi működése

Piezoelektromos átalakító. Egyes anyagok szerkezete olyan, hogy mechanikai deformáció hatására az anyag felületén elektromos töltések jelennek meg. Ezt a piezoelektromos hatást használják fel mechanikai rezgések elektromos rezgésekké való átalakítására. Fordított esetben az anyagra kapcsolt térerőtől függő deformáció jelentkezik.

4.6. Mikrofontípusok

Láttuk a 4.4. szakaszban, hogy a hangjelek milyen széles választékát kell továbbítani, ill. rögzíteni. Ennek megfelelően sokféle, különböző típusú és minőségű mikrofont használnak a hangvételekhez. A mikrofonok jellemzésére az érzékenységet, az érzékenység frekvenciamenetét és az iránykarakterisztikát szokás megadni. Az *érzékenység* az egységnyi hangnyomás hatására leadott feszültséget jelenti. A *frekvenciamenet* az érzékenység frekvenciafüggését jelenti. Az *iránykarakterisztika* a beérkező hanghullámok irányától való érzékenységfüggést (4.10. ábra) fejezi ki. A zárt mikrofon iránykarakterisztikája gömb. A gradiensmikrofon nyitott, membránja mindkét oldalára hat a hangnyomás, ezért oldalirányból teljesen érzéketlen, a főirányokból pedig maximális, de ellenkező előjelű az érzékenysége. Az ún. kardioid karakterisztika főirányban maximális, és ez folyamatosan zérusra csökken.

A távbeszélő-készülékekben nagy tömegben gyártott, olcsó *szénmikrofonokat* használnak, amelyek tulajdonképpen egy egyenáramú feszültségforrásra kapcsolt változó ellenállások. Az ellenállás-változás a membránra (4.11. ábra) jutó hangnyomás hatására lép fel. A középen elhelyezkedő laza szemcséjű szénpor két aranyozott elektródával érintkezik. Az alsó elektróda szigetelten a fémházhoz van erősítve, míg a felső a membránnal együtt mozog. A szén szemcsék közötti átmeneti ellenállás a mozgás ütemében változik. Az ellenállás a kitérés nemlineáris függvénye, ezért a mikrofon torzítása elég nagy. Széles körű elterjedését annak köszönheti, hogy aktív működésű és nagy jelet ad. Napjainkban az elektronikus készülékek megjelenésével jelentősége csökkenőben van.

V

4.10. ábra. Szokásos mikrofon-ránykarakterisztikák

4.11. ábra. A szénmikrofon felépítése 4.12. ábra. Dinamikus mikrofon

Stúdió- és közszükségleti célokra egyaránt gyakran készítenek *elektrodinamikus* átalakítóval működő mikrofonokat. Felépítésük a 4.12. ábrán látható. Az állandó mágneskör légrésébe helyezett lengőtekercs kivezetésein jelenik meg az indukált feszültség. A tekercs a membránnal együtt mozog a hangnyomásnak megfelelően. A mágneskör és a membrán a mikrofonházban helyezkedik el, amelyet előlről védőrács zár le. A zárt ház megnyitásával, a rácsméret alkalmas megválasztásával és járulékos akusztikus elemek beiktatásával szélessávú, tetszőleges iránykarakterisztikájú mikrofon alakítható ki.

A stúdió- és mérés technika eszköze a *kondenzátormikrofon* (4.13. ábra). Hengeres fémház belsejében helyezkedik el szigetelten a tárcsa alakú ellenelektroda. A fémház végén kifeszített fémmembrán és az ellenelektroda közötti távolság 0,01 mm nagyságrendű. A mikrofont igen nagy ellenálláson keresztül egyenfeszültségre kapcsoljuk. A mozgó, kifeszített membrán okozta kapacitásváltozással arányos váltakozófeszültség jelenik meg az ellenálláson, amelyet kis zajú, nagy bemeneti ellenállású előerősítőre vezetünk. A pontos és körültekintő elkészítéssel, a stabil előfeszültséggel elérhető, hogy a hitelesített érzékenység hosszú ideig állandó legyen.

Közszükségleti célokra használják a *kristálymikrofont* (4.14. ábra). A mikrofonházba rögzített kettős (bimorf) kristályt a másik végéhez kapcsolt membrán mozgása hajlítja meg. A bimorf elem tagjai ellentétes feszültséget produkálnak, amelyek egyszerűen összegeezhetőek. Mivel nagy a belső ellenállás, ezért a leadott jelet nagy bemeneti ellenállású erősítővel kell erősíteni.

V

4.13. ábra. Kondenzátormikrofon 4.14. ábra. Kristálymikrofon

4.7. Hangszórók

V

A mesterséges hangtér előállításának utolsó lépése az elektromos energia hangenergiává alakítása. Ennek legfontosabb eszköze a hangszóró. A mikrofonokhoz hasonlóan a hangszórók is különféle kivitelben készülnek.

Legelterjedtebb az ún. *dinamikus* hangszóró (4.15. ábra). Az állandó mágneskör légrésében található a lengőcséve, amely egy kúpos membránhoz csatlakozik. A membrán tengelyirányú mozgását a külső (rim) és a belső (pille) megfogások biztosítják. A mágneskörhöz rögzített kosár tartja a rimet, és a hajlékony tekercskivezetések is a kosáron végződnek. A kivezetéseken befolyó áram és a mágneses tér kölcsönhatásaként tengelyirányú erő keletkezik. Az erő mozgásba hozza a nagy felületű membránt és ezáltal hanghullámokat kelt. Kisebb minőségi igények esetén (pl. AM rádióvétel) elegendő egy hangszóró. A teljes hangfrekvenciás sávot több, &emdash; két vagy három &emdash; különböző frekvenciasávra tervezett hangszóróval lehet lesugározni.

A hangszugárzás határfokát akusztikus illesztéssel lehet javítani. Ilyen eszköz pl. az exponenciálisan növekvő keresztmetszetű *tölcsér*. Az átalakítót a tölcsér toroknyílásába helyezik. Hátránya, hogy a kisfrekvenciák átvitelére is alkalmas tölcsér igen nagy méretű, ezért csak kisebb igényű térhangosításra használják.

Érdekességként említjük meg, hogy viszonylag ritkán, de készítenek *kondenzátorhangszórót* is. A mély hangok lesugárzásához nagy felület, a nyugalmi térerő kialakításához külön nagyfeszültségű tápegység és speciális illesztőtranszformátor szükséges. Az ilyen felépítésű eszköz torzítása kicsi, frekvenciamenete egyenletes, ára miatt azonban nem versenyképes.

4.8. Fejhallgatók

A fejhallgatók különleges, csak a fülre korlátozódó hangteret állítanak elő. Nagy darabszámban jelennek meg a távbeszélő készülékekben a *mágneses* hallgatók. Forgásszimmetrikus változatukat mutatja a 4.16. ábra. A mágneskör légrése szándékosan nagy, ezért a mágneses erővonalak a mozgó horgonyon keresztül záródnak. A lágyvas horgony rugalmas membránhoz csatlakozik. A tekercs áramával gerjesztett tér növeli vagy csökkenti az állandó mágneses teret és így a horgony a nyugalmi helyzetéhez képest elmozdul. Ez a mozgás a fül zárt üregében nyomásváltozást okoz. Gyártáskor ügyelni kell a megfelelő légrésméret beállítására.

∨

4.15. ábra. Dinamikus hangszóró

4.16. ábra. Mágnesesfejhallgató

Közszükségleti célokra leggyakrabban *dinamikus* hallgatókat gyártanak. Felépi/ tése egy kicsinyített dinamikus hangszóróhoz hasonlítható. A kis méretekkkel széles sávú átvitel valósítható meg.

Ellenőrző kérdések

1. Hogyan jellemezzük a hangot fizikailag?
2. Melyek a hallás korlátai?
3. Melyek a hang pszichofizikai jellemzői?
4. Milyen mesterséges hangtereket hozunk létre?
5. Milyen fontosabb mikrofontípusokat ismer?
6. Melyek a hangvisszaadás legfontosabb eszközei?

∨

Feladatok

1. Számítsa ki, hogy az 1 Pa hangnyomás hány dB hangnyomásszint!

A (4.2) alapján 20 mPa -ra számítva $L = 20 \lg \dots = 20 \lg \dots = 94 \text{ dB}$.

2. Határozza meg a 110, 200 és 2000 Hz-es 60 dB intenzitásszintű szinuszhangok hangerősségeit!

A 4.4. ábra alapján: 40, 51 és 60 phon.

3. Számítsa ki az előző hangok eredő hangosságát!

A (4.7) alapján a hangosságértékek: $2 = 1$, $2 = 2,14$ és $2 = 4$ son, amelyek összege 7,14 son.

Irodalom

[1] Valkó I. Péter: Az elektroakusztika alapjai. Budapest, Akadémiai Kiadó, 1963.

[2] Ivar Veit: Műszaki akusztika. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1977.

[3] Tarnóczy Tamás: Teremakusztika I. Budapest, Akadémiai Kiadó, 1986.

[4] Ferenczy Pál: Hírközléstudomány. Budapest, Tankönyvkiadó, 1974.

Rövidítések

AM Amplitude Modulation — amplitudómoduláció

CD Compact Disc — lézerhanglemezt

DSR Digital Satellite Radio — digitális műholdas rádió

FM Frequency Modulation — frekvenciamoduláció

Hifi High Fidelity — nagy hanghűség

R-DAT Rotary Head Digital Audio Tape Recorder — forgófejes digitális hangmagnó

URH Ultrarövidhullám

5. FÉNYTECHNIKAI ALAPOK

5.1. Érzet-, fizikai és pszichofizikai jellemzők

Az alábbiakban röviden áttekintjük a látással és a színek érzékelésével kapcsolatos fontosabb fogalmakat és megadjuk az ezeknek megfelelő fotometriai, ill. színmérési (kolorimetriai) mennyiségeket.

A fénytechnikai mennyiségeket általában három különböző módon lehet megadni, ezeket az 5.1. ábra tünteti fel. Az ábrán talán a felső a legkézenfekvőbb leírási mód, az, ahogy ténylegesen látjuk és érzékeljük ezeket a mennyiségeket. Ezért ezt a csoportot a különböző

érzetjellemzők alkotják, ezek a fénytechnikai mennyiségek érzékelés szerinti megfelelői és így természetesen szubjektív jellegűek, számszerűleg nem adhatók meg.

5.1. ábra. A fénytechnikai mennyiségek leírási módjai

Az 5.1. ábrán feltüntetett második megadási mód tartalmazza az ún. pszichofizikai jellemzőket. Ez esetben a fényt optikai lencsén keresztül úgy vezetjük az optoelektronikai fényérzékelőkre, hogy közben alkalmasan megválasztott optikai szűrőt is használunk. Ezzel a módszerrel a különböző fénytechnikai mennyiségek mérése során figyelembe vesszük az emberi látószerv nemzetközileg is szabványosított karakterisztikáját. (A nemzetközi szerv neve magyarul Nemzetközi Világítástechnikai Bizottság, szokásos francianyelvű rövidítése: CIE — Commission International de l'Éclairage.) Más szavakkal, ez olyan objektív leírási mód, amely számításba veszi az egyébként szubjektív emberi látás korlátait, tulajdonságait is. Az elnevezés ezért utal mind a szubjektív (pszicho-), mind az objektív (-fizikai) tényre. Mivel azonban a szubjektív tényezőket szabványosított karakterisztikával vesszük figyelembe, az egész leírási mód természetesen objektív, számmal jellemezhető.

√ Végül, a harmadik lehetséges leírási mód, amely vázlatosan az 5.1. ábra alsó részén látható, a tisztán fizikai jellemzőket adja meg. Ez esetben nem vesszük tekintetbe az emberi látás korlátait, és úgy mérjük a fénytechnikai mennyiségeket, mint bármilyen más fizikai mennyiséget. Nyilvánvaló, hogy ez is objektív leírási mód.

5.2. Szem, látás, színvisszaadás

Emberi látáson azoknak a külvilágban lévő különbségeknek a felismerését értjük, amelyeket a szembe jutó (látható) sugárzás által keltett érzetekkel észlelünk.

A látószerv gyűjtőnév, beleértendő a szem, a látóidegek és az agy bizonyos részei, amelyek a fényingert ingerületekké alakítják át. Ennek szubjektív következménye a látásérzet. A külvilág optikai leképezésére és a kép ingerületekké való átalakítására szolgál a szem. Ennek hátsó felületén található az ideghártya (retina). Ez egy vékony, fényérzékeny hártya, ebben helyezkednek el a látóideg—végződés (csapok és pálcikák), az idegsejtek és a támasztószövet. A látásban nagy szerepe van a kétféle látóideg-végződésnek. Csapokon az ideghártya azon fényérzékeny elemeit értjük, amelyek — feltételezhetően — az erős fényhez hozzászokott szem érzékenységét biztosítják. Az ideghártya másikatípusú fényérzékeny elemei a pálcikák, amelyek nagy valószínűséggel a gyenge fényben való látáshoz szükségesek.

Nézzük ezután a látással kapcsolatos egyéb fogalmakat, tudnivalókat. A továbbiakban igen fontos szerepet fog játszani a következő három érzetjellemző: a világosság, a színezet és a telítettség. Vegyük ezeket sorba!

A világosság a látásérzet fontos jellemzője, amelynek értéke attól függ, hogy egy felület több, vagy kevesebb fényt bocsát-e ki vagy reflektál. Ez a meghatározás, mint látható, teljesen megfelel a szó hétköznapi életben szokásos jelentésének.

A színezet a látásérzetnek egy másik jellemzője. Végző soron ennek eredménye a színek — kék, zöld, sárga, vörös, bíbor stb. — elnevezése.

A harmadik látásérzet-jellemző a telítettség. Ennek alapján megbecsülhető, hogy valamilyen (érezkelt) szín — azonos világosságú és színezetű minták esetén — a fehér szín és az ugyanolyan színezetű spektrális szín között hol helyezkedik el. A telítettség fokát a szín mellé tett jelzőkkel szokták leírni, pl: világoszöld, pasztellkék, sötétvörös, halványsárga stb. Mindhárom érzetjellemzőnek létezik — a továbbiakban részletesen is bevezetésre kerülő — pszichofizikai (objektív) megfelelője.

5.3. Hőmérsékleti sugárzás, fotometria

A fénytechnikai mérésekhez gyakran van szükség reprodukálható, pontosan számítható jellemzőkkel rendelkező sugárforrásra. Ilyen tulajdonságú a fizikából ismert ún. feketesugárzó vagy feketetest. Ez definíció szerint olyan hőmérsékleti sugárzó, amely saját sugárzása mellett minden esetleges külső, ráeső sugárzást elnyel, függetlenül a hullámhossztól, a beesési iránytól vagy a polarizáció síkjától. A sugárzás törvényszerűségét a Planck-törvény írja le. E törvénynek számunkra legfontosabb mondanivalója az, hogy ha a feketetestet adott hőmérsékletre felhevítjük, akkor az pontosan kiszámítható sugáreloszlású, tehát etalonnak tekinthető fényforrássá válik, és e fényforrás tulajdonsága kizárólag a feketetest hőmérsékletétől függ. Így, aránylag egyszerű eszközökkel bármikor lehetséges adott fényforrásokat reprodukálni.

√ A sugárzások radiometriai mérésével szemben a fotometriai mérések során figyelembe veszik az emberi látószervnek azt az alapvető tulajdonságát, hogy a különböző hullámhosszúságú spektrális fényingerekre különböző érzékenységgel reagál. A fotometria mérőeszköze egy műszem, amely ugyanúgy érzékeli a fénysugárzást, mint az átlagos emberi szem, de természetesen a mérési eredményt műszeren mutatja. Mivel mindig van több-kevesebb különbség az egyes emberek szemének érzékenységi görbéi között, ezért a CIE-ben nemzetközi megállapodással még 1924-ben szabványosították ezt a jelleggörbét. Ezért elnevezése CIE láthatósági függvény, jelölése $V(\lambda)$. A görbét az 5.2. ábra szemlélteti. Az ordináta neve láthatósági tényező. A görbét úgy nyerték, hogy megkeresték azt a λ hullámhosszat, amely azonos sugárzott teljesítmény esetén a legnagyobb világosságérzetet kelti. Ez az érték $\lambda = 555$ nm. Ezután a látható hullámhossztartományon belül vettek egy másik λ hullámhosszúságú sugárzást, és annak úgy szabályozták a teljesítményét, hogy az azonos világosságérzetet keltsen a λ referenciasugárzással. Ekkor vették a λ és a λ hullámhosszúságú sugárzások teljesítményeinek arányát, ami a relatív láthatósági függvényt adta λ függvényében. Ezt ismételve adódott pontonként az 5.2. ábrán látható görbe.

5.2. ábra. $V(\lambda)$ láthatósági függvény

Természetesen számos személyen végeztek kísérletet, mielőtt a $V(\lambda)$ láthatósági függvényt szabványosították. A fentiek alapján egyszerűen belátható, hogy az olyan sugárzásérzékelő, amelynek spektrális érzékenységi görbéje megegyezik a $V(\lambda)$ láthatósági függvény görbéjével, alkalmas fotometriai mennyiségek mérésére. Ezeket CIE fénymérő észlelőnek nevezzük. A létező fotometriai mennyiségek közül csak a legfontosabbat, a fénysűrűséget definiáljuk. A fénysűrűség kissé egyszerűsített definíciója: az adott térszögbe kisugárzott fénysűrűség (sugárzott teljesítmény), valamint e térszögnek és a felület vetületének a hányadosa. A fénysűrűség a világosság fotometriai, azaz pszichofizikai megfelelője.

5.4. Színmérés

√

✓ Ebben a szakaszban olyan fizikailag meghatározott látható sugárzások, más szóval színíngerek jellemzőinek a leírásával, mérésével foglalkozunk, amelyek a szembe kerülve színérzetet keltenek. A leírás, mérés módja azonban pszichofizikai, azaz ✓ bár objektív, mégis figyelembe veszi a látószerv színérzetekkel kapcsolatos tulajdonságait.

Közelítsük meg a problémát szubjektív oldalról. Az 5.3. ábrán látható egy összehasonlító színmérő vázlatos elrendezése. Középen fehér, nem tükröző felületű fényvisszaverő ék van, amit jobbról ismeretlen, balról pedig ismert fényforrások világítanak meg (R—vörös, G—zöld, B—kék). Az ékkel szemben helyezkedik el az összehasonlításos mérést végző személy úgy, hogy az ék mindkét oldalát jól látja. Ez a megfigyelő személy egyben a színmérő "indikátora" is: az ő szubjektív megítélésére van bízva, hogy az ék két oldaláról a szemébe jutó két sugárzás egyforma, vagy különböző színérzetet kelt-e benne. A megfigyelőnek az ismert (hitelesített) fényforrások sugárerősségét változtatva kell megkeresnie azt a beállítást, amelynél az egyezés az ék két oldalán fennáll. Ekkor — leolvasva az ismert fényforrások sugárerősségét — a szint már objektíven lehet jellemezni.

5.3. ábra. Összehasonlító (szubjektív) színmérő

A tapasztalat azt mutatja, hogy még ilyen egyezés esetén sem azonos spektrális eloszlású a kétféle színínger, sőt a legkülönbözőbb spektrális eloszlások, azaz színíngerfüggvények esetében is létrejöhét azonos színérzet. Ez a tény rendkívül fontos bármilyen színes képreprodukciónál, mert csak így lehetséges technikailag, hogy a természetben előforduló színek végtelen sokaságát pl. három alkalmasan megválasztott, ún. alapszín segítségével "reprodukáljuk". Az olyan színíngereket, amelyek azonos észlelési körülmények között azonos színérzetet keltenek, izokrom színíngereknek nevezzük. Ahhoz, hogy az összehasonlító színmérővel mért adatok megismételhetők legyenek, a CIE 1951-ben szabványosította az 5.3. ábrán feltüntetett három ismert fényforrást. Egyszerűen előállítható spektrális színeket választottak, a spektrumvonalak hullámhossza:

$$\lambda_1 = 700 \text{ nm}, \lambda_2 = 564,1 \text{ nm}, \lambda_3 = 435,8 \text{ nm}.$$

Ugyancsak szabványosították e három CIE alapszín azon sugárerősségeinek arányát, amely azonos színérzetet kelt, mint az egyenlő energiájú, egyenletes spektrális eloszlású fehér fény. Ez lényegében egy relatív egység választását jelenti a három mérőfényforrás fénysűrűségére vonatkozóan.

Az így kialakított összehasonlító színmérővel ezután mérések sorozatát hajtották végre úgy, hogy az ismeretlen fényforrásokhoz megkeresték a nekik megfelelő (egyenlőnek látszó) három CIE alapszín keverési arányát. Sok-sok kísérlettel, méréssel, amelyek során természetesen gyakran cserélték a megfigyelő személyét is, kialakult egy adathalmaz, amely reprodukálhatóan megadta a természetben előforduló szinte valamennyi színínger leírásához szükséges értékhármassokat. Ahhoz, hogy ez a hatalmas mennyiségű adat a gyakorlatban is használható legyen, a CIE sajátos ábrázolási módot alakított ki. Ehhez felhasználtak matematikai koordinátatranszfor/mációt is, és mivel minden egyes színíngernek a megadásához három adatra van szükség, ami csak háromdimenziós térben ábrázolható, ezért úgy ügyeskedtek, hogy a matematikai műveletek során végül is csak két adat maradjon meg a színíngerek jellemzésére. Ezeket már lehet síkban is ábrázolni. Ennek az egyszerűsítésnek azonban ára van: a CIE által végül szabványosított színdiagram nem ad semmiféle információt az illető színínger fénysűrűségéről, az "csupán" a színességinformációt

tartalmazza. Ennek ellenére a CIE színdiagram roppant hasznos mindennemű színmérési feladat elvégzésére, különös előnye, hogy a felhasználónak nem szükséges ismernie a magasabb matematikai műveleteket is igénylő származtatási eljárásokat.

5.4. ábra. CIE színdiagram (színháromszög)

Az összes számítás, áttanszformálás, vetítés után az 5.4. ábrán látható CIE színdiagramot kapták eredményül. Ez az egyenes vonallal, az ún. bíboregyenessel lezárt patkó alakú görbe foglalja magába a természetben előforduló valamennyi elképzelhető színingerek megfelelő színpontot. A patkó alakú görbe mentén helyezkednek el a spektrálszínek: a görbe mellé írt háromjegyű számok paraméterként az illető ponthoz tartozó színingereknek a nm-ben kifejezett hullámhosszát jelentik. A diagram belseje felé haladva kapjuk a nemspektrálszíneket, a diagram középső részén a különböző fehérárnyalatok helyezkednek el. Az 5.4. ábrán az *E* pont az egyenlőenergiájú fehérnek felel meg. A diagramban folytonos görbével a feketesugárzó által képviselt színpontokat tüntettük fel, a színhőmérséklet függvényében 1000 K-tól a ∞ végtelenig. Minden pontot az *x* és *y* koordinátái határoznak meg, ezeket CIE színkoordinátáknak nevezzük, ellentétben a színérés *X*, *Y* és *Z* mennyiségeivel, ezek CIE színösszetevők, az eredeti háromdimenziós vektortér színvektorainak az összetevőit jelölik.

Ahhoz, hogy egy színingert egyértelműen meg tudjunk adni, nemcsak az *x* és *y* színkoordinátáira van szükség, hanem ezek mellett még egy további adat is kell. Ez lehet például az eredeti színinger *Y* színösszetevője (fényűrűsége).

Egyszerű összefüggés áll fenn a színkoordináták (*x* és *y*), valamint a színösszetevők (*X*, *Y* és *Z*) között:

$$x = \frac{X}{X+Y+Z}, y = \frac{Y}{X+Y+Z} \quad (5.1)$$

Terjedelmi okok miatt nincs mód a színek összegző keverési elvének részletes ismertetésére. Csak annyit jegyzünk meg, hogy két színpont eredője a színpontokat összekötő egyenesen van. Az eredő az összekötő egyenest a színösszetevők összegének fordított arányában osztja.

Most térjünk vissza az 5.4. ábra CIE színdiagramjára. A diagram alja nem spektrálszínekkel van "lezárva", hanem a kéket a vörössel összekötő egyenessel. Ez azt jelenti, hogy a diagramnak ezen határoló egyenese mentén olyan színek fekszenek, amelyek két spektrálszín, a kék és a vörös eredőjéből származtathatók. E színek érzetjellemezői a lila, a bíbor stb., ezért ezt az egyenest bíboregyenesnek is szokás nevezni.

Mivel mindazon színpontoknak, amelyek két színből összegzéssel nyerhetők, a két színpontot összekötő egyenes mentén kell feküdniük, megállapíthatjuk, hogy a színdiagram belsejében lévő legtöbb színinger "modellezhető", előállítható egy fehér és egy spektrálszín eredőjeként. Ugyanis, ha kiszemelünk a színdiagram közepén egy fehérnek megfelelő, pl. $x = 0,33$; $y = 0,33$ pontot (*E* pont), és ezt összekötjük a patkó alakú görbén egy spektrálszín színpontjával, akkor az *E* fehér és ezen spektrálszín keverési arányának változtatásával az eredő színpontot az összekötő egyenes bármelyik pontjára tehetjük. Továbbmenve, ha most megváltoztatjuk a spektrálszín hullámhosszát, λ -t, akkor az *E* pont körül tetszés szerinti irányú egyenes nyerhető, így a CIE színdiagram valamennyi pontjának megfelelő színinger előállítható a választott fehér és egy spektrálszín eredőjeként (pl. a *P* pont). Ez a megállapítás kiegészítésre szorul abban az esetben, ha az előállítandó színinger a színdiagram alsó részén, a

bíboregyenes közelében van. Ilyenkor értelemszerűen nem egy spektrálszint kell a fehérhez hozzáadni, hanem a kék és vörös megfelelően súlyozott eredőjét (pl. a Q pont).

A fentiekhez kapcsolódik még néhány fontos színmérési fogalom, vegyük most ezeket sorra. Az 5.5. ábra színdiagramján feltüntettünk egy C -vel jelölt általános helyzetű pontot. Ez olyan színíngert ad meg, amely előállítható az E fehér és a kerületen lévő C spektrális színínger eredőjeként. Mivel pedig a színínger színezetmeghatározásában domináló, jellemző szerepet játszik ez a C spektrálszín, ezért ennek hullámhossza, λ_C a CIE elnevezés szerint domináns hullámhossz, vagy jellemző hullámhossz. Bárhol is helyezkedik el a színpont az E fehér és a jellemző hullámhosszal megadott spektrálszín között az összekötő egyenesen, a keltett színezet érzete mindig ugyanaz marad, így belátható, hogy a színezet érzetjellemező pszichofizikai (színmérési) megfelelője a domináns hullámhossz.

√ Továbbra is megmaradva az 5.5. ábrán feltüntetett példánál, aránylag egyszerű/ en be tudjuk vezetni a telítettség érzetjellemező színmérési megfelelőjét. Ha ui. azt vizsgáljuk, hogy miként változik a színérzetünk, amikor a színpont az E fehértől indulva halad a diagramon kifelé a domináns hullámhosszú színpontig, megállapíthatjuk, hogy csak a fehér és a spektrálszín keverési aránya változik. Ez viszont más szavakkal azt jelenti, hogy sem a színezet, sem a világosságérzet nem változik, csak a telítettség, így szükségképpen a telítettségnek megfelelő pszichofizikai mennyiségnek az értékét az szabja meg, hogy hol helyezkedik el a színpont az E pont és a kerületi pont között. Így jött létre a színtartalom fogalma, ami a CIE definíciója szerint a következő:

$$\text{színtartalom: } p = a/b, \quad (5.2)$$

ahol a az E és C pontok távolsága, b az E és C pontok távolsága.

5.5. ábra. Domináns hullámhossz, színtartalom

5.5. A kép

Kép vagy képek hírközlő csatornán való továbbításához először a képet időfüggvényé kell alakítani. A továbbítandó képet — ha a színekre nem vagyunk tekintettel — a képmezőt kitöltő kisebb-nagyobb, különböző világos és sötét árnyalatú képrészecskék, elemi képmozaikok összessége alkotja. Ha a teljes képet nem is, de egyes, aránylag kis felületű részecskéinek fényességét már lehet számmal jellemezni: például úgy, hogy megadjuk a fényességét. Ha a kiválasztott képrészecske elegendően kicsiny, akkor a felületén belül a fényesség-ingadozásokat elhanyagolhatjuk, ezáltal a kép nem torzul. Ezek szerint a képből úgy alkothatunk időfüggvényt, hogy felosztjuk az egész képet nagyszámú, elegendően kicsi képelemre (idegen szóval pixelre), majd ezeket egymás után bizonyos rendszer szerint sorra véve megállapítjuk, hogy mekkora a fényességük, és az így kiadódó értékkel jellemezzük az illető képelemet. Ha ezeket az analóg értékeket folyamatosan egymás után vesszük, akkor eredményül időfüggvényt kapunk, amely már alkalmas a hírközlő rendszeren való továbbításra. Az adóoldalon olyan átalakítóra van szükség, amely az egyes képelemek √ fényességével arányos pl. elektromos feszültséget képez (képfelvevő kamera), míg a vevő oldalon a visszaalakító (tv-képcső) ezen jelfeszültség-változásokat visszaalakítja látható fényesség-ingadozásokká.

A célunk a továbbiakban az, hogy meghatározzuk egy állókép információtartalmát, valamint a mozgóképek átvitelére alkalmas csatorna kapacitását. Ezzel kapcsolatban először is azt kell

eldönteni, hogy hány képelemre bontjuk fel a képet. A "végső vevő" a szemünk. Az emberi szem felbontóképessége — fekete-fehér ábrát figyelembe véve — kb. $2'$, ennél kisebb látószög esetén már nem tudjuk megkülönböztetni egymástól a finom képrészleteket. Nincs értelme kisebb képelemek alkalmazásának, mint amekkorát ez a látószög — adott nézési távolságból — meghatároz. Kísérleti úton ugyancsak eldöntött tény az, hogy az optimális képnézőszög kb. $20'$, valamint az, hogy a fényképek esetében megszokott képméretarány kb. $4:3$, amit célszerű volt a képátvitelnél is megtartani. Mindezeket az adatokat az 5.6. ábrán tüntettük fel.

5.6. ábra. A képelemek számának meghatározása

Függőleges irányban $n = 600$, vízszintes irányban pedig $n = 800$ képelem van, tehát összesen: $n = 600 \cdot 800 = 4,8 \cdot 10^6$ képelemből áll egy teljes kép. A következő feladat annak az eldöntése, hogy mekkora legyen az egy-egy képelem által felvehető fénysűrűség szintek (árnyalatok) száma. Itt ismét szubjektív mérések eredményeire vagyunk utalva. Megállapították, hogy ha egy képen az árnyalati szintek számát kb. 100 -ra választjuk, akkor a szemünknek már nincs hiányérzete, a kép természetűnek tűnik. Ennél sokkal kevesebb szinttel dolgozva tónusszegény lesz a kép, ha ellenben többet használunk, akkor már alig észlelünk további javulást. (Az analóg tv-technika ennél részletesebb képet szolgáltat.)

Az előzőek alapján számszerűen is megadhatjuk egy továbbításra szánt fekete—fehér (nem színes) kép információtartalmát. Számítsuk ki először azt, hogy mennyi információt tartalmaz egy képelem! Mivel egy-egy képelem által egyforma valószínűséggel felvehető szintek száma, $s = 100$, egy képelem információtartalma:

$$I = \lg s = \lg (100) = 6,65 \text{ bit.}$$

Az egész kép által képviselt információ értékét úgy kapjuk meg, hogy egyetlen képelem információtartalmát megszorozzuk az összes képelem számával:

$$I = nI = 4,8 \cdot 10^6 \cdot 6,65 = 3,19 \cdot 10^7 \text{ bit. (5.3)}$$

Ez azt jelenti, hogy a kiindulási feltételeknek megfelelő kép továbbításakor kb. 3 millió bit információt kell átvinni a csatornán.

5.5.1. Mozgókép-továbbítás (fekete-fehér)

Mozgó, változó, "élő" kép továbbítása esetén — hasonlóan a filmvetítés elvéhez — kihasználhatjuk a szemünk, ill. az emberi látás tehetetlenségét és a folyamatos képátvitel helyett szakaszosan továbbíthatunk másodpercenként kb. $25 \dots 30$ állóképet. Ezek sorozata a folyamatosan változó kép benyomását kelti. Az egyes képeket természetesen ugyanúgy képelemekre bontjuk, mint az előzőekben az egyedi kép átvitelének tárgyalásakor.

Felvetődik az első kérdés: mekkora kapacitású csatornára van minimum szükség fekete-fehér mozgóképek továbbításához? Itt az az időtartam, amely alatt egy képet továbbítani kell ($1/25 \dots 1/30$ s), már kötött. Az információtovábbítás sebességét megkapjuk, ha egy fekete-fehér kép információtartalmát megszorozzuk a másodpercenként átvitt képek számával, N -el. Legyen $N = 25$, akkor:

$$\nu = NI = 3,19 \cdot 10^7 \cdot 25 \sim 80 \text{ Mbit/s. (5.4)}$$

Ezek szerint a fekete-fehér tv-képtovábbítás — feltételezve, hogy nem történt semmiféle redundanciacsökkentés — elvileg olyan csatormán lehetséges, amelynek kapacitása legalább 80 Mbit/s.

5.5.2. Színes mozgókép-továbbítás

Az eddigiekben fekete-fehér, azaz monokróm képek továbbításáról volt szó. Vizsgáljuk most azt a kérdést, hogy mennyiben változik meg a helyzet akkor, ha színes (mozgó-) képet akarunk továbbítani.

Mindenekelőtt azt kell tisztázni, hogy mennyivel több információt tartalmaz egy színes kép a fekete-fehérhez képest. Az nyilvánvaló, hogy a színes képek továbbításakor is hasonló módon járunk el, mint korábban: továbbra is olyan kis képelemekre bontjuk a képet, amelyek már elég kicsik ahhoz, hogy szemünk — kellő távolságból szemlélve a képet — ne különálló mozaikoknak, hanem egybefolyónak, folytonosnak lássa őket. Így ezúttal is járható út az, hogy megállapítjuk egyetlen képelem információtartalmát, majd ezt megszorozva a képelemek számával, nyerjük a teljes színes kép információtartalmát.

Ezen a ponton fel kell használnunk azt a megállapítást, hogy egy színes képelemet három egymástól független adat határoz meg egyértelműen.

Az első a fénysűrűség, a másik két adat együttesen szolgáltatja a kérdéses képelem színinformációját. Ez az adat lehet a színmérésben használt két színek koordináta: x és y , de lehet például a vörös és a kék színkülönbségi jel is. (A színkülönbségi jelek részletes értelmezését a 20. fejezet tartalmazza.)

Ezúttal is korlátot állapítunk meg és eleve lemondunk valamennyi elképzelhető színárnyalat átviteléről, csakúgy, mint ahogy maximum 100 világosságárnyalatot vittünk át monokróm kép továbbításakor. Kísérleti úton bebizonyított tény, hogy a színek "gazdagsága" a reprodukált képen már kielégítő, ha a két színkülönbség $\sqrt{}$ értéktartományát a végtelen sokról mintegy 20 értékre korlátozzuk. Ennek megfelelően minden képelem — egyforma valószínűséggel — 20 értéket vehet fel.

Ezen csökkentett értéktartományon kívül azonban még figyelembe kell vennünk a szemünk színekre vonatkozó csökkenő felbontóképességét. Azt a minimális látószöget tekintjük a szem színelbontó képességének, amellyel két különböző színű fénypontot nézve a fénypontok egymástól még éppen megkülönböztethetők. Kísérleti úton kimérhető, hogy különböző színpárosításokra nézve a szemünk színelbontó képessége ugyan más és más, de általában jóval gyengébb, mint a monokróm felbontóképesség. Középtértéket véve alapul megállapítható, hogy szemünk színekre vonatkoztatott felbontóképessége kb 10', szemben a monokróm eset 2'-ével. Ez azt jelenti, hogy a színinformációt illetően távolról sincs szükség annyi képelemre (olyan felbontásra), mint amennyi a monokróm esetben kellett.

Ebből viszont már egyszerűen adódik, hogy a szükséges színes képelemek mérete $5 \times 5 = 25$ -szöröse a monokróménak, ami más szavakkal annyit jelent, hogy egyetlen színes képelem színinformáció-tartalma elegendő ahhoz, hogy egy 5×5 -ös fekete—fehér, négyzet alakú, 25 monokróm képelemből álló képfelületet kiszínezzon. Tehát azt mondhatjuk, hogy látásunk megelégszik és jönak találja azt a színes képet is, amelyen a színinformáció

"mozaikszerű" struktúrája 25-ször durvább, mint a finom részleteket is kirajzoló fekete-fehér struktúra.

Ezen adatok ismeretében már könnyen meghatározhatjuk az egy képre vonatkozó átvindó színinformációt:

$I = 2nn \text{ --ld } 20 = 166 \text{ kbit. (5.5)}$ Érdekes megfigyelni, hogy százalékosan a szín alig növeli a képelem információtartalmát.

Ezek után számítsuk ki egy színes kép információtartalmát:

$$I = I + I = 3,19 \cdot 10^6 + 0,166 \cdot 10^6 \text{ bit} = 3,36 \text{ Mbit},$$

és így a szükséges adatátviteli sebesség:

$$v = NI = 25 \cdot 3,36 \cdot 10^6 \sim 84 \text{ Mbit/s.}$$

Ez utóbbi adat egyben megszabja a színes tv-kép átvitelére elvileg alkalmas csatorna minimális kapacitását is. A gyakorlatban ennél lényegesen nagyobb kapacitás kell, mert sem a csatornát, sem az időt nem lehet 100%-osan kihasználni jeltovábbításra.

Ellenőrző kérdések

1. Adja meg a fénytechnikai mennyiségek lehetséges osztályozását és az egyes osztályok jellemzőit!
2. Hogyan határozták meg a $V(1)$ láthatósági függvényt?
3. Adja meg a CIE pszichofizikai mennyiségek definícióját és értelmezze őket!
4. Értelmezze a fekete-fehér és a színes képpont (pixel) fogalmát!
5. Hogyan határozható meg egy színes és egy fekete-fehér kép információtartalma?

∨ Irodalom

[1] EBU Technical Review 22. Light and Colour Principles.

[2] Dr. Ferenczy Pál: Video- és hangrendszerek. Budapest, Műszaki könyvkiadó, 1986.

Rövidítés

CIE: Commission International de l'Éclairage — Nemzetközi Világítástechnikai Bizottság

6. HÍRKÖZLŐ CSATORNÁK

A hírközlés feladata minden esetben az, hogy alkalmas eszközök, berendezések segítségével valamilyen híryanagot eljuttasson egy (gyakran több) másik helyszínre. A híryanag adóját

forrásnak, vevőjét pedig nyelőnek szokták nevezni, köztük a híryanag átvitelét a hírközlő rendszer teszi lehetővé. Ha a hírközlés mindössze két pont között folyik, akkor pont-pont közötti összeköttetésről beszélünk. Léteznek többpontos összeköttetések is, amikor pl. egy forrás több nyelőt lát el híryanaggal. Ha két pont között a hírközlés csak egyik irányban lehetséges, akkor egyirányú összeköttetésről beszélünk. Váltakozó irányú az összeköttetés, ha a hírközlő rendszer mindkét irányban lehetővé teszi az átvitelt, csak nem ugyanabban az időben. Végül kétirányú az összeköttetés, ha időbeli megkötés nélkül mindkét irányban folyhat hírátvitel. Jelen fejezetben csak az egyirányú, pont-pont közötti összeköttetések tulajdonságaival, leírásával foglalkozunk, ezeket illetjük a hírközlő csatorna megjelöléssel.

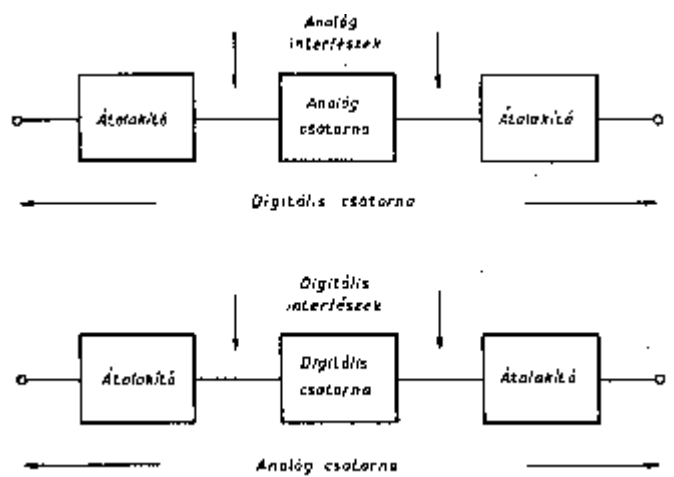
A legegyszerűbb hírközlő csatornák átviteli közegből és a híryanagot az átviteli közeghez illesztő átalakítókból állnak. E csatornák jellemzőit leginkább az átviteli közeg befolyásolja, és ebben az értelemben beszélhetünk vezetékes, ill. vezeték nélküli csatornákról. A felhasználó számára fontosabb kérdés, miként csatlakozhat a csatornához, milyen minőségű átvitelt várhat el, egyáltalán, miféle híryanag átvitelére van lehetősége. Ha a csatorna a csatlakozási felületein analóg jelek fogadására, ill. leadására képes, akkor analóg csatornáról beszélünk, szemben a digitális csatornákkal, amelyeknek a csatlakozási pontjain digitális jelek, ill. szimbólumsorozatok jelennek meg. E csatlakozási felületeket a csatorna interfészeinek nevezzük.

A forrás és a nyelő közötti hírátvitel gyakran több szakaszban történik, az átvitel több csatorna láncolatán valósul meg. Az is gyakori, ill. tipikus, hogy egy analóg csatornára megfelelő átalakítók segítségével egy digitális csatorna épül, vagy éppen megfordítva, digitális csatornából alakítunk ki analóg jelátvitelre alkalmas analóg csatornát (6.1. ábra).

A csatorna - ill. a csatorna által okozott hatások - jellemzésében alapvető különbség mutatkozik az analóg és a digitális csatornák között, ezért tárgyalásunk is e felosztáshoz igazodik.

6.1. Az analóg csatornák jellemzése

Az analóg csatornák végső soron a bemeneti interfészükön megjelenő analóg jeleket reprodukálják kimeneti interfészükön. A csatorna jellemzésén azt értjük, hogy megadjuk, e feladatot egyáltalán milyen tulajdonságú jelek esetén képesek a csatornák valamilyen, a felhasználó számára elfogadható szinten ellátni. Egy fokkal alaposabb jellemzést jelent, ha a csatorna által okozott hatásokat egyszerű modellekkel fogalmazzuk meg. Rendszerint ilyenkor sem mondhatunk le a megengedett bemenőjelek körülhatárolásáról, már csak azért sem, mert egyszerű modelljeink csak ekkor írják le híven a csatornák valódi viselkedését. A találó modellek kialakítását gátolja olykor, hogy a valódi csatorna viselkedését valamilyen paramétertartományban nem ismerjük elég mélyen. Ilyenkor azt mondjuk, hogy - az illető paraméter tekintetében - a csatorna viselkedése bizonytalan, specifikálatlan. Ez a meghatározatlanság nem jelenti azt, hogy a jó minőségű átvitel lehetetlen, csak korlátozást jelent magára a híryanagra nézve (érdektelen tehát az, hogy egy távközlési csatorna viselkedése specifikálatlan a 0...300 Hz frekvenciájú jelekre, ha az átvitt jel ilyen összetevőket nem tartalmaz). Másféle korlátozást jelent a híryanagra nézve, ha valamely jellemzőjének bizonyos értékei a csatorna működési zavarát okozzák, esetleg más csatornák működését befolyásolják.



6.1. ábra. Egymásra épült analóg és digitális csatornák

A gyakoribb csatornamodellek alapján három hatással számolnak, nevezetesen:

- a lineáris torzításokkal (időinvariáns és idővariáns lineáris torzítások)
- a nemlineáris torzításokkal (memóriás, ill. emlékezetmentes torzítások) és
- a zajokkal (ezen a bemenőjeltől nem függő, idegen hatásokat értjük).

6.1.1. Időinvariáns lineáris torzítások

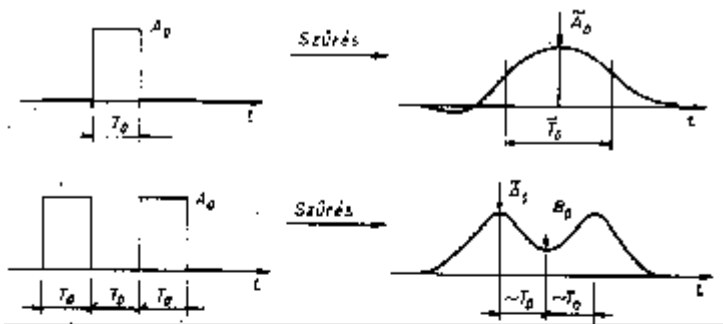
Az átviteli közeg és az illesztőeszközök szűrő hatásai egyaránt okozhatják. Legfeljebb megjelenési formájuk az átvitt jel csillapodása és késése. E két "torzítás" annyira közönséges, hogy kivételes esetektől eltekintve nem is tekintjük káros jelenségnek, hiszen a nem túl nagy mértékű késleltetés rendszerint nem okoz gondot, a csillapítás pedig megfelelő erősítéssel kompenzálható. A csatorna átvitele általában frekvenciafüggő, e függést a csatorna $H_c(f)$, $f \in (-\infty, \infty)$ átviteli függvényével adhatjuk meg. $H(\cdot)$ alapján gyakorlati csatornajellemzőket szokás definiálni, az ún. csillapítás- és fáziskarakterisztikát:

$$\begin{aligned} a(f) &= -20 \lg |H_c(f)|, \\ \phi(f) &= -\arg H_c(f). \end{aligned} \tag{6.1}$$

Könnyű belátni, hogy a jel a_0 dB-es csillapítása és T idővel való késleltetése olyan csatorna hatásának tulajdonítható, amelynek jellemzői a jel "sávjában" (minden olyan frekvencián, ahol a jelnek vannak spektrális összetevői):

$$a(f) = a_0, \quad \phi(f) = 2\pi fT. \quad (6.2)$$

A (6.2) egyenleteket az alakhú átvitel feltételeinek szokták nevezni. Azokon a frekvenciákon, ahol nincsenek jelösszetevők, a csatorna viselkedése érdektelen.



6.2. ábra. A vizsgálóimpulzusok "elkenődése" lineáris rendszeren

Gyakran előfordul, hogy a jel különféle frekvenciájú összetevői különböző mértékben csillapodnak, ill. késlekednek. Ilyenkor szóródásról, diszperzióról szokás beszélni. A diszperzió pontos leírását $H_c(\cdot)$ szolgáltatja. Felületesebb jellemzés adható a diszperzió mélységéről vizsgálóimpulzusok kiszélesedésének vizsgálatával (6.2. ábra).

Előfordul, hogy a csatornát csak az f frekvencia nem túl széles környezetében használjuk, ahol

$$|H_c(f)| = A_0 \quad \text{és} \quad \phi(f) = \phi(f_0) + 2\pi(f-f_0)\tau_0. \quad (6.3)$$

Ez a helyzet áll elő, ha a csatorna bemenőjele

$$x(t) = m(t) \exp(j2\pi f_0 t), \quad (6.4)$$

ahol $m(\cdot)$ egy kis sáv szélességű, lassan változó jel. Ha m Fourier-transzformáltja M , akkor

$$X(f) = M(f - f_0)$$

az f_0 körüli keskeny sávban, és így a csatorna kimenőjére

$$Y(f) = X(f) H_c(f) = M(f - f_0) H_c(f),$$

azaz

$$Y(f) = A_0 \exp(-j2\pi f \tau_0) M(f - f_0) \exp(-j2\pi(f - f_0)\tau_0).$$

Az inverz transzformációval adódik:

$$y(t) = A_0 m(t - \tau_0) \exp\left[j(2\pi f_0 t - \phi(f_0))\right]. \quad (6.5)$$

Jelünk A_0 mértékű erősödése és a harmonikus szorzótényező $\phi(f_0)$ értékű fáziseltolódása mellett eredményünk új eleme, hogy a jel $m(\cdot)$ burkolója lényegében torzítatlan maradt, de τ_0 mértékű késleltetést szenvedett.

(6.3)-ból következően látszik, hogy

$$\tau_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \phi(f)}{\partial f} \Big|_{f=f_0} = \tau(f) \Big|_{f=f_0}. \quad (6.6)$$

A $\tau(f)$, $f \in (-\infty, \infty)$ függvényt - a fáziskarakterisztika deriváltját - magyarul (csoport-) futásiidőnek (karakterisztikának) nevezzük, az angol terminológia gyakran burkolókésleltetést (envelope delay time) említ. $\tau(f)$ a fáziskarakterisztikánál általában szemléletesebb jellemző. Szélessávú jelek alaktorzulása jelentős lehet, ha a csatorna futásiidő-karakterisztikája frekvenciafüggő. Megjegyzésre érdemes, hogy sávszűrő jellegű csatornák a sáv szélei közelében, de még a kis csillapítású tartományban gyakran jelentős futásiidő-ingadozásokat mutatnak.

6.1.2. Visszhang, utánzengés

Keletkezési mechanizmusát tekintve is különleges fajtájú lineáris (időinvariáns) torzítás, amely akkor áll elő, ha a csatorna kimenőjele a bemenőjel különféle képpen késleltetett és csillapított változatainak összegeként keletkezik:

$$y(t) = \sum_i c_i x(t - T_i). \quad (6.7)$$

A jelenség gyakran a többutas terjedés, máskor az illetlen lezárások következtében fellépő reflexiók következménye. Legegyszerűbb formájában a (6.7) összegnek csak két tagja van, továbbá igaz, hogy $c_0 \gg c_1$. Az általánosság korlátozása nélkül feltehető, hogy $c_0 = 1$, és így

$$y(t) = x(t) + c_1 x(t-T_1) . \quad (6.8)$$

Felismerhető, hogy ez a lineáris torzítás leírható az

$$A(f) = 1 + c_1 \exp(-j2\pi f T_1) \quad (6.9)$$

átviteli függvénnyel, amely a frekvenciának $1/T_1$ szerint periodikus függvénye és mint ilyen, a jel spektrumának periodikus deformálódását, "hullámosodását" eredményezi. Beszédjelnél, $T_1 \gg 50$ ms esetén a később érkező jelet fülünk külön hangnak érzékeli, ez a visszhang. Kisebb késleltetésnél a két hang összeolvad, de jellegzetes, kongó hatást kelt. A képjelet ért "visszhanghatás" a képernyőn a kontúrok elmosódásában, ill. szellemkép formájában jelentkezik.

A visszhangok másik, gyakori formája, ha többszöri reflexió következtében a kimenőjel

$$y(t) = \sum_i c^i x(t-iT_1) , \quad |c| < 1 \quad (6.10)$$

alakú. Beszéd, zene esetén e torzítás a hangok zengését okozza.

6.1.3. Idővariáns lineáris torzítások

Gyakori jelenség, hogy a csatorna átviteli függvénye még rövid időn át sem tekinthető állandónak. A jelenség legegyszerűbb formája, ha a csatorna erősítése (csillapítása) ingadozik:

$$y(t) = A(t) x(t) . \quad (6.11)$$

Már ez az egyszerű modell is elég sok érdekes kérdés felvetését és megválaszolását teszi lehetővé. E multiplikatív zavar hatásainak tekintetében fontos jellemző az $A(\cdot)$ változásainak sebessége és mélysége. Ha A csak néhány dB-nyit változik, x változási üteméhez képest lassan, akkor ez viszonylag könnyen kompenzálható zavart jelent (automatikus erősítésszabályozás). Igazi gondot A nagymértékű (≥ 10 dB) és gyors változásai okoznak. Vezeték nélküli rendszerekben tipikus zavarforrás.

Különleges formájú idővariáns zavar az ún. fázisdzsitter, ill. a frekvenciaelcsúszás, amely tipikusan egyes átviteli berendezések (frekvenciamultiplex rendszerek) fogyatékoságai következtében jön létre. Jól modellezhető az

$$y(t) = x(t) \cos(\mu_t) - z(t) \sin(\mu_t) \quad (6.12)$$

összefüggéssel, ahol $y(\cdot)$ a csatorna kimenőjelét, $z(\cdot)$ pedig az $x(\cdot)$ bemenőjel Hilbert-transzformáltját jelöli (a Hilbert-transzformáció azt a lineáris torzítást jelenti, amely minden frekvencián $\pi/2$ radián fázistolást okoz). A (6.12) transzformáció idővarianciáját μ_t időfüggésének köszönheti. Hatása jól felmérhető, ha x egy f_0 frekvenciájú szinuszos jel. Ekkor

$$x(t) = \sin(2\pi f_0 t) \text{ és } z(t) = -\cos(2\pi f_0 t) ,$$

így

$$y(t) = \sin(2\pi f_0 t + \mu_1). \quad (6.13)$$

Fizikailag számos, esetenként szokatlan tulajdonságú μ függvény realizálódhat. Ha μ szokásos értelemben stacionárius folyamat, akkor a hatást fázisdzsitternek nevezzük. Másik jelentős eset, ha μ időben lineárisan változik:

$$\mu_1 = \mu_0 + \Delta t. \quad (6.14)$$

Ekkor

$$y(t) = \sin(2\pi(f_0 + \Delta)t + \mu_0). \quad (6.15)$$

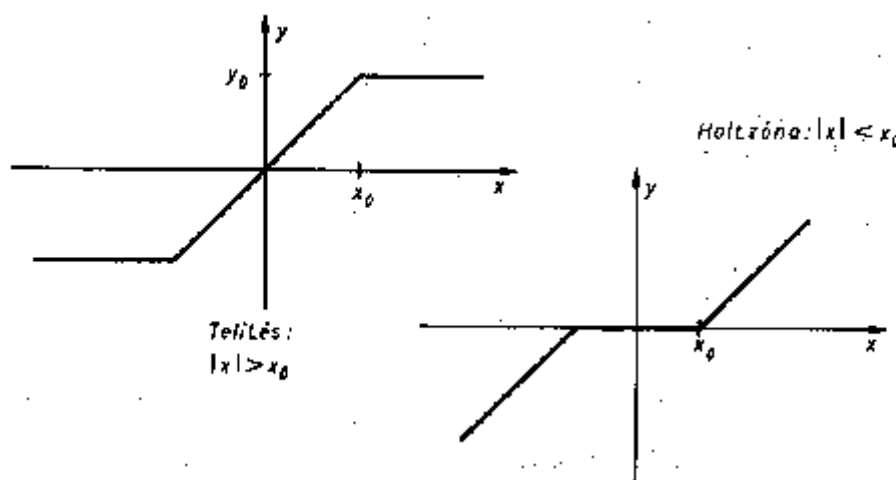
Figyelemre méltó, hogy összetett jel esetén annak valamennyi szinuszos komponense azonos frekvenciával (Δ -val) eltolódik. Ez az eltolódás a jel alakját gyökeresen megváltoztatja, és egyes adatjeleket felismerhetetlenné tesz. Zenejel esetén ez a torzítás sajátosan kellemetlen hatást okoz, hiszen már kicsiny Δ értékek esetén is sérül a zenei hangokat jellemző felharmonikusstruktúra. Beszédjeleken a zavaró hatás csekélyebb, néhány Hz frekvenciaoffset még nem okoz számottevő érthetőségromlást.

6.1.4. Nemlineáris torzítások

A valóságos rendszerek csak tökéletlenül modellezhetők lineáris transzformációkkal, pontosabb modellekben nem tekinthetünk el a nemlineáris hatások leírásától. A legegyszerűbb nemlineáris modellek emlékeztetnek, azaz a kimenőjel értéke tetszőleges t időpillanatban csak a bemenőjel t időpontban felvett értékétől függ (az esetleges késleltetéstől eltekintve):

$$y(t) = n(x(t)), \quad (6.16)$$

ahol $n(\cdot)$ egyváltozós, többnyire folytonos függvény. Különösen gyakori emlékeztető nemlinearitás a telítés és a holtzónahatás (6.3. ábra).



6.3. ábra. Telítéses és holtzónás nemlinearitás

A nemlineáris viselkedést leíró $n(\cdot)$ függvény gyakran Taylor-sorba fejthető, pontosabban, jól közelíthető Taylor-sorának első néhány tagjával, például így:

$$n(x) = b_0 + b_1x + b_2x^2 + b_3x^3 . \quad (6.17)$$

A jelre gyakorolt hatásról szemléletes képet kapunk, ha a rendszer kimenőjelét szinuszos bemenőjelre vizsgáljuk meg. Ha

$$x(t) = U \cos (2\pi f_0 t) ,$$

akkor a kimenőjel:

$$y(t) = b_0 + b_1 U \cos(2\pi f_0 t) + b_2 U^2 \cos^2(2\pi f_0 t) + b_3 U^3 \cos^3(2\pi f_0 t)$$

Trigonometrikus azonosságok felhasználásával:

$$y(t) = b_0 + \frac{1}{2}b_2 U^2 + (b_1 U + \frac{3}{4}b_3 U^3) \cos(2\pi f_0 t) + \frac{3}{4}b_2 U^2 \cos(2\pi \cdot 2f_0 t) + \frac{1}{4}b_3 U^3 \cos(2\pi \cdot 3f_0 t)$$

Ez az egyszerű példa néhány általánosabb érvényű megállapítás levonására is alkalmas. Nevezetesen megállapítható, hogy a nemlineáris torzítás következtében olyan szinuszos összetevők is keletkeznek, amelyek a bemenőjelben meg sem voltak (példánkban a $2f_0$ és a $3f_0$ frekvenciájú komponensek). A megmaradó alapharmonikus amplitúdója a bemenőjel amplitúdójának nemlineáris függvénye, a felharmonikusok amplitúdója hatványozottan függ a bemenőjel nagyságától. Ezek az egyszerű következmények módot adnak a nemlineáris hatás gyakorlati jellemzésére. Bevezethető az ún. második, harmadik, stb. harmonikus torzítási tényező fogalma, amelyen az illető felharmonikus és az alapharmonikus amplitúdójának arányát értjük.

Az erősítők nemlineáris viselkedését vizsgálva azt tapasztaljuk, hogy a bemenőjel amplitúdóját növelve, bizonyos értéktől kezdve a torzítási termékek teljesítménye rohamosan nő (nyilván ekkor kerül telítésbe az erősítő). Bonyolultabb rendszereknél ez a jelenség ad módot a túlvezérlési szint pontosabb értelmezésére.

6.1.5. Additív zajok

Az idegen eredetű hatások (áthallások, termikus, ipari zajok) általában bonyolult, memóriás, nemlineáris kapcsolatok útján befolyásolják az átviteli rendszerek kimenőjelét. Gyakori azonban, hogy ezen áttételes hatások zöme egyetlen, az átvitt jelet additív módon befolyásoló, attól független hatás formájában modellezhető. Ha valóban ez a helyzet, akkor azt mondjuk, hogy a jelhez additív zaj keveredett:

$$y(t) = x(t) + v_1 \quad (6.18)$$

A v zaj kézenfekvő modellje egy stacionárius sztochasztikus folyamat. Jellemzését ennek megfelelően tetszőleges dimenziós eloszlásainak megadása jelentené. Erről az igényről rendszerint le kell mondanunk. Előfordul, hogy v sok, azonos nagyságrendű, független hatás eredőjeként áll elő, ekkor jól közelíthető egy Gauss-folyamattal, és ekkor másodrendű jellemzői (várható érték, autokorrelációs függvény) meghatározzák a mélyebb jellemzőket is. Jellegzetes modellként zérus várható értékű, széles sávban állandó spektrális sűrűségű folyamatot használnak.

A nyelő szempontjából rendszerint jól használható jellemzést ad az additív zaj zavaró hatásáról x és v teljesítményének aránya, a jel - zaj-viszony (angolul Signal-to-Noise Ratio, SNR):

$$\frac{S}{N} = \frac{P_x}{M(v_1^2)} \quad (6.19)$$

A jel - zaj-viszony értékét logaritmikus léptékben, bellben (B), ill. annak tizedrészében (dB) szokás megadni:

$$SNR = 10 \lg \left[\frac{S}{N} \right], \text{ dB} \quad (6.20)$$

Itt említjük meg, hogy gyakorlati jellemzést adhat a csatornán előforduló jelek és zajok intenzitásáról a teljesítményük logaritmikus léptékű leírása. A S teljesítményű jel abszolút teljesítményszintjének nevezzük az

$$s_{\text{jel}} = 10 \lg \left[\frac{S}{S_0} \right], \text{ dB} \quad (6.21)$$

számot, ahol S valamely vonatkoztatási teljesítmény (gyakran 1 mW). A dB-ben megadott jel - zaj-viszony így:

$$SNR = s_{\text{jel}} - s_{\text{zaj}}, \text{ dB} \quad (6.22)$$

a jel és a zaj teljesítményszintjének különbsége.

6.2. A digitális csatornák jellemzése

6.2.1. Emlékeztetmentes csatornák

Digitális csatornán olyan rendszert értünk, amely bemenetén N_{be} -féle szimbólumot fogad el (a_1, a_2, \dots), kimenetén pedig az N_{ki} elemű szimbólumkészlet (b_1, b_2, \dots) elemeit képes szolgáltatni. A csatorna működése rendszerint valamilyen időbeli ütemezettséggel is jellemezhető, pl. azzal, hogy hosszabb idő átlagában hány bemeneti szimbólum fogadására, ill. hány kimeneti szimbólum szolgáltatására képes. E jellemzőt szimbólumsebességnek,

jelzési sebességnek nevezzük (v_{jel}), melynek egysége a baud. Tekintettel arra, hogy az N -féle szimbólumok $ld(N)$ hosszú bitsorozatokat megjelenítését teszik lehetővé, az ún. adatátviteli sebesség (időegység alatt átvitt bitek száma):

$$v_{adat} = v_{jel} \lg(N_{bc}), \text{ bit/s.} \quad (6.23)$$

Természetesen általában nincs biztosítva, hogy a csatorna kimeneti szimbólumai egyértelműen jellemeznék a bemeneten megjelenteket. Gyakran igaz azonban, hogy az aktuális kimeneti szimbólum, η értékét kizárólag az aktuális bemenet, ξ értéke és a csatorna pillanatnyi "szeszélye" határozza meg, nem befolyásolja, milyen szimbólumok használták korábban a csatornát és az sem, miként viselkedett a rendszer e bemenetek hatására. Ekkor azt mondjuk, hogy a csatorna emlékezetmentes. Az emlékezetmentes csatorna viselkedését teljes mértékben jellemzi a

$$p_{ij} = P(\eta = b_j | \xi = a_i), \quad i = 1, 2, \dots, N_{ki}, \quad j = 1, 2, \dots, N_{bc} \quad (6.24)$$

feltételes valószínűségek, ún. átmenet-valószínűségek rendszere.

Az emlékezetmentes csatorna jellegzetes példája a bináris szimmetrikus csatorna (BSC), amelynek bemeneti és kimeneti szimbólumai kétértékűek, pl. 0 és 1. Az átmenet-valószínűségeket egyetlen adat, p jellemzi:

$$p_{01} = p_{10} = p, \quad p_{11} = p_{00} = 1 - p.$$

Azon csatornák esetén, amelyek bemeneti és kimeneti szimbólumainak halmaza azonos ($N_{ki} = N_{bc} = N$, és $b_i = a_i$, $i = 1, 2, \dots, N$ -re), az átvitel helyessége jól megítélhető az ún. hiba-valószínűségből. A P_e (szimbólum-) hiba-valószínűség annak az eseménynek a valószínűségét adja meg, hogy a csatorna kimenetén megjelenő szimbólum nem azonos a bemenetre adottal:

$$P_e = P(\eta \neq \xi). \quad (6.25)$$

A hiba-valószínűség nyilván függ attól, hogy milyen valószínűséggel szolgáltatja a forrás az egyes bemeneti szimbólumokat. Ha p_i az i -edik szimbólum adásának valószínűsége, akkor

$$P_e = \sum_{i=1}^N p_i P(\eta \neq a_i | \xi = a_i) = \sum_{i=1}^N p_i (1 - p_{ii}). \quad (6.26)$$

Érdekes, hogy BSC esetén a forráseloszlástól függetlenül $P_e = p$.

Számos olyan gyakorlati helyzet van, amikor a hiba-valószínűség önmagában kielégítő jellemzést ad a csatorna használhatóságáról. Ez a helyzet akkor, ha a hibavalószínűség elég kicsi, és a csatornát pl. beszédjel kódolt átvitelére használjuk. Az esetenként elkövetett hibák ugyan járulékos zajt okoznak a visszaállított beszédjelben, de ennek hatása még elviselhető lehet, nem rontja feltétlenül a szolgáltatás minőségét.

Lényegesen eltérő helyzetet jelent, ha ugyanezt a csatornát pl. egy számítógépprogram átmásolására használjuk. Ha csak egyetlen hibás bit is keletkezik az átmásolt program kódjában, fennáll a lehetősége annak, hogy a program használhatatlan lesz. Ilyenkor tehát valahogyan gondoskodni kell a csatorna okozta hibák felismeréséről, ill. a hibás szimbólumok kijavításáról.

6.2.2. A hibák felismerésének alap gondolata

A hibafelismerés lehetőségét pl. úgy biztosíthatjuk, hogy a forrás üzeneteit véges, K hosszúságú blokkokba tördeljük és mindegyik blokkhoz - alkalmas szabály segítségével - egy $N - K$ hosszúságú függelékkel illesztünk (A hibafelismerés és -javítás egyes kérdéseivel részletesebben foglalkozik a 7. fejezet). A csatornán az így előállított N elemű blokkokat visszük át, a vevőben pedig ellenőrizzük, fennáll-e a vett N szimbólum első K és további $N - K$ eleme között az utóbbiak képzési szabályának megfelelő kapcsolat. Ha a "függelék" képzési szabályát megfelelően választottuk meg, a hiba tényének detektálása mellett nagy biztonsággal következtethetünk arra is, hogy melyek a szimbólumsorozat hibás elemei. Természetesen nem közömbös, hogy a hibadetektálás - és a hibás elemek pótlása - , ill. a hibajavítás mekkora áldozattal jár, azaz milyen mértékben csökken a hatékony átvitel sebessége, milyen K/N hányados realizálható egyes eljárással. E hatékonyságnak nyilván korlátot szab a csatorna átmenet-valószínűségeinek rendszere. E kérdés vizsgálata - csakúgy, mint a hatékony hibajavító kódok szerkesztésének feladata - az információelmélet tárgykörébe tartozik.

6.2.3. A bináris szimmetrikus csatorna kapacitása

Vizsgáljuk meg, hogy milyen hatékonysággal lehet hibamentes üzenetátvitelt megvalósítani p hibavalószínűségű BSC-n!

Nyilvánvaló, hogy egyetlen hibajavító eljárás hatékonysága sem lehet jobb, mint egy olyan eljárásé, amelyben kizárólag a hibás bitek pótlásáról - a hibás bitpozíciók azonosításáról - kell gondoskodnunk. A vizsgált modell tehát egy p hiba-valószínűségű BSC és egy ideális visszajelző csatorna, amely a forrás számára láthatóvá teszi, hogy milyen üzenet jutott el a nyelőhöz. (Bizonytalan billentyűzeten dolgozunk, de jól látjuk, mi került a képernyőre.)

Ha első lépésben elküldünk a nyelőhöz egy n_0 bites üzenetet, akkor ennek kb. pn bitje hibásan érkezik meg. A szükséges javítóüzenet olyan n_0 hosszú bitsorozat volna, amelynek elemei $1 - p$ valószínűséggel 0-t tartalmaznak (jelentésük: e pozíciókban a vett bit helyes volt) és csak p valószínűséggel tartalmaznak 1-et (jelentése: ez a bit hibás volt, invertálni kell). Ez olyan forrás n_0 hosszúságú üzenetét jelenti, amely forrásban a szimbólumok eloszlása:

$$P_0: p_0 = 1 - p \text{ és } p_1 = p.$$

A javítóüzenet összeállításakor alkalmazzunk forráskódolást! (L. a 3.2. szakaszt.) Ha a lehető legjobb forráskódolást alkalmazzuk, akkor a javítóüzenet hossza:

$$n_1 = n_0 H(P).$$

Természetesen ez az üzenet is meghibásodik néhány pozícióban, de hasonló módon újabb javítóüzenetet küldhetünk mindaddig, amíg valamennyi hibát ki nem küszöböltük. Összességében n_0 bit hibátlan átviteléhez

$$\sum_{i=0}^{\infty} n_i = n_0 + n_0 H(P) + n_0 H^2(P) + \dots = n_0 \frac{1}{1-H(P)}$$

számú bit átvitelével kellett próbálkozni. A hatékonyság (csatornkapacitás):

$$C = \frac{n_0}{\sum_{i=0}^{\infty} n_i} = 1 - H(P) . \quad (6.27)$$

Ez a hatékonyság nyilván csak romolhat, ha a forrásnak "előzetesen" kell beépítenie a javítóüzeneteit magába az eredeti üzenetbe. Meglepő viszont, hogy bizonyítható: $K/N < C$ esetén mindig létezik olyan kód, amelyre a blokkok hibás kiértékelésének valószínűsége zérushoz tart, ha $N \rightarrow \infty$.

Példánk általánosítható bonyolultabb csatornákra is: léteznek olyan kódok, melyeknek az alkalmazásával a blokkhibák valószínűsége tetszőlegesen kicsivé tehető, ha a kód K/N hatékonysága alatta marad egy, a csatorna tulajdonságaitól függő korlátnak, a csatornkapacitásnak.

Ellenőrző kérdések

1. Mi a különbség a torzítások és a zajok között?
2. Milyen feltételek mellett nem okoz a lineáris (időinvariáns) torzítás jelaktorzulást?
3. Mikor van értelme jel - zaj-viszonnyal jellemezni az átvitel minőségét?

4. Mit nevezünk bináris szimmetrikus csatornának?
5. Mi a csatornkapacitás és milyen értelemben jelent korlátozást az átvitel hatékonyságára?

Feladatok

1. Egy B sávszélességű aluláteresztő szűrőt a 6.2. ábra kettős impulzusával vizsgálunk. Határozza meg (egy becslés erejéig) az eltorzult jel "behorpadását", D -t, ha $B = 1/T$!
2. Bináris, eltörlődéses csatornáról akkor beszélünk, ha a csatornának három kimeneti szimbóluma van: a 0 és az 1 azt jelzi, hogy ezek voltak a bemeneti szimbólumok, az x viszont olvashatatlan szimbólumot jelent. Határozza meg e csatorna kapacitását!

Irodalom

[1] Csibi S. (szerk.): Információ közlése és feldolgozása. Budapest, Tankönyvkiadó, 1986.

[2] Györfi L., Vajda I.: A hibajavító kódolás és a nyilvános kulcsú titkosítás elemei. BME jegyzet, 1991.

[3] Gallager, R. G.: Information Theory and Reliable Communication. New York, Wiley, 1968.

7. HIBAKORLÁTOZÓ KÓDOLÁS

Az előző fejezetben a forráskódolás kapcsán azt láthattuk, hogy eltávolítva a redundáns információt, gyakran jelentősen csökkenthető a tárolandó, ill. az elküldendő információ mennyisége. Ebben a fejezetben olyan kódolás alapelveit mutatjuk be, amelynek ellentétes hatása van. Szándékosan redundáns információval bővítjük az eredeti információt, abból a célból, hogy annak tartalmát hibázó átviteli közegen történő továbbítása esetén is hibátlanul rekonstruálni lehessen.

Tekintsünk egy digitális hírközlési csatornát, amely a bemenetén megjelenő bináris (0—1 értékű) sorozatokat továbbítja. Ez a csatorna a modulátor, az átviteli közeg és a demodulátor együttese. A modulátor a bemenetén megjelenő 0, ill. 1 értékeket az átviteli közegen továbbítható jelpárba képezi le. Az átvitel során ezek a jelek torzulnak, zajjal terhelődnek. A demodulátor a vett jelek végtelen méretű halmazát — egy döntési szabály alkalmazásával — ismét 0, ill. 1 értékre képezi. Ezen döntés azonban nem hibamentes. Az átviteli hibavalószínűség megfelelő értékre csökkentésének általában nem járható útja az adási teljesítmény növelése. Továbbá, mivel az információforrásnak időegységenként adott számú bitet kell továbbítania, ezért a jelidőket sem növelhetjük meg. Szerencsére van egy módszer, amellyel hibázó csatorna esetén is elérhetjük a tervezett átviteli hiba-valószínűséget: ez a *hibakorlátozó kódolás*.

A *hibakorlátozó kódolás* két feladata a *hibajelzés* és a *hibajavítás*. A hibajelzés folyamata az, hogy a vevő a hibajelző kód segítségével detektálja a vételi hibát, majd értesíti az adót egy visszairányú csatornán a detektált vételi hibáról, amely erre legtöbbször újraadást kezdeményez. Hibajavításon azt értjük, hogy a hibajavító kódolás alapján a vevő alkalmassá válik bizonyos meghibásodási esetek javítására. Gyakorikak a hibrid kódolási eljárások, amelynél a vevő először hibajavítást végez, majd a javítást ellenőrzi hibadetektálással.

7.1. Kódolási alapfogalmak

Tekintsük az 7.1. ábra szerinti hírközlési rendszert!

7.1. ábra. Hibajavítás a hírközlési láncban

√ A forrás k hosszúságú

√

$$\mathbf{u} = (u, u, \dots, u)$$

bináris *üzenet* — melyet tekintsünk egyetlen *forrásszónak* — kíván eljuttatni hírközlési csatornán keresztül egy nyelőbe. A kódoló az üzenetet egy $n > k$ hosszúságú

$$\mathbf{c} = (c, c, \dots, c)$$

bináris *kódszóba* képezi le. A csatorna kimenetén egy n hosszúságú

$$\mathbf{v} = (v, v, \dots, v)$$

bináris *vett szó* jelenik meg.

Azt mondjuk, hogy a csatorna az m -edik pozícióban hibázott, ha $v \neq c$. Jelölje t az összes ilyen *hibázások számát* \mathbf{c} átvitelekor. Általában, tetszőleges \mathbf{c} és \mathbf{v} szavak *Hamming-távolsága* — $d(\mathbf{c}, \mathbf{v})$ — azon pozíciók száma, amelyben azok különböznek. Tehát

$$t = d(\mathbf{c}, \mathbf{v}).$$

Kódon (blokk-kódon) n hosszúságú vektorok C részhalmazát értjük, amelynek mérete k hosszúságú bináris üzenetek esetén 2^k . Gyakran $C(n, k)$ alakban jelöljük a kódot, ahol n és k a kód paraméterei. A kód elemei a *kódszavak*. A *kódolás* kölcsönösen egyértelmű leképezés, amely az egyes üzeneteket kódszavakra képezi le, tehát különböző üzenetek különböző kódszavakra képződnek le.

Dekódoláson ebben a fejezetben két lépés egymás utáni végrehajtását értjük. Először a \mathbf{v} vett szót egy *dekódolási döntési szabály* alapján a \mathbf{c}' dekódolt kódszóba képezzük le, majd a kódolás inverzének megfelelően ehhez a \mathbf{c}' kódszóhoz egy \mathbf{u}' üzenetet rendelünk.

A leggyakrabban alkalmazott dekódolási döntési szabály az, hogy a \mathbf{v} vett szóhoz Hamming-távolságban legközelebbi \mathbf{c}' kódszót kell választani, azaz

$$d(\mathbf{c}', \mathbf{v}) = \min d(\mathbf{c}, \mathbf{v}).$$

$$\mathbf{c} \in C$$

Ez a döntési szabály általános csatorna esetén szuboptimális a dekódolási hibavalószínűség minimalizálását illetően. Akkor optimális, ha a csatorna emlékezet nélküli, bináris és szimmetrikus, azaz, ha az egyes kódszóbitek meghibásodása függetlenül, azonos valószínűséggel történik.

Az eddigiekből következik, hogy két fő feladatot kell elvégezni a hibajavító kódolással kapcsolatban. Konstruálni kell olyan kódot, amelyben a kódszavak közötti Hamming-távolság a lehető legnagyobb. Ha adott egy kód, olyan dekódolási döntési szabályt kell konstruálni, hogy a vett szóhoz minimális távolságra levő kódszó megtalálásához ne kelljen végigvizsgálni az összes kódszót. Kisméretű kódok esetén a végigvizsgálás még lehetséges. Ha a kódszóhossz, azaz a kód n paramétere viszonylag kicsi (pl. $n < 10$), akkor ún. *táblázatos dekódolást* végezhetünk. A táblázatban az összes lehetséges vett szóhoz megadjuk a dekódolt kódszót, valamint az ahhoz tartozó üzenetet. (Gyakorlati alkalmazásokban természetesen csak a dekódolt üzenetet adjuk meg.) Az eljárás szemléltetéséül tekintsük az 7.1. példát.

∨ 7.1. példa. Tekintsük az alábbi kódolás szerinti $C(5,2)$ kódot:

A 32 soros dekódolási táblázat első tíz sora a következő:

P

Általában azonban a tárkapacitás nem elég nagy a táblázatos dekódoláshoz. Ha viszont k kicsi értékű (k, n), akkor még nagy kódszóhossz esetén is csak kevés kódszó van, és ekkor kódszavanként külön-külön ki lehet számítani a távolságot — gyakorlatilag megvalósítható dekódolóval. Tipikus kódparaméterek esetén azonban egyik út sem járható. Gondoljunk arra, hogy pl. $k = 50$ bit üzenethosszúság esetén $2 \sim 10$ méretű a kód! A megoldás megértéséhez további alapfogalmakat kell megismernünk.

Egy kód kódszavai közötti minimális Hamming-távolság a kód igen fontos jellemzője, amelyet *kódtávolságnak* nevezünk és d -nel jelölünk. Tehát formálisan:

$$d = \min(d(\mathbf{c}, \mathbf{c}')).$$

Könnyen ellenőrizhető, hogy a 7.1. példában $d = 3$.

Hibajelzés során a feladat annak megállapítása, hogy a vett szó kódszó-e vagy sem. Az átküldött kódszó bitjei a hibák helyén invertálva jelennek meg a vett szóban. Ha a hibák száma legfeljebb t lehet egy kódszó vétele során, továbbá, ha

$$d > t,$$

akkor biztosak lehetünk abban, hogy hiba esetén nem keletkezik téves kódszó. Ha ugyanis olyan meghibásodás állna elő, amivel a vett szó éppen téves kódszó lenne, ezt a meghibásodást vételi oldalon nem tudnánk jelezni, azaz *detektálási hiba* keletkezne.

Következésképpen

7.1. tétel: Egy d kódtávolságú C kód minden, legfeljebb $d-1$ számú hibát jelezni tud.

∨ Ha egy kód minden, legfeljebb t számú hibát jelezni (ill. javítani) tud, de ∨ van legalább egy olyan $t+1$ számú hibát tartalmazó hibaminta, amire ez nem áll fenn, akkor röviden azt mondjuk, hogy a kód hibajelző (ill. hibajavító) képessége t . Például a 7.1. példabeli kód hibajelző képessége a 7.1. tétel alapján 2.

Hibajavítás esetén azt kérdezzük, hogy ha t a hibák száma, akkor mi biztosítja azt, hogy a \mathbf{v} vett szóból a \mathbf{c} küldött kódszó egyértelműen visszaállítható legyen. Ennek a formális feltétele az, hogy minden más \mathbf{c}' kódszóra fennálljon a

$$d(\mathbf{v}, \mathbf{c}') > d(\mathbf{v}, \mathbf{c}) \quad (7.1)$$

egyenlőtlenség, azaz egyértelműen \mathbf{c} legyen legközelebb a vett szóhoz. Mivel a Hamming-távolság valóban távolság (nemnegatív, szimmetrikus és teljesíti a háromszög-egyenlőtlenséget), ezért a háromszög-egyenlőtlenség alapján

$$d(\mathbf{v}, \mathbf{c}') > d(\mathbf{c}, \mathbf{c}') \text{ \— } d(\mathbf{v}, \mathbf{c}), \quad (7.2)$$

így a (7.1) cél elérhető, ha a (7.2) jobb oldala nagyobb, mint $d(\mathbf{v}, \mathbf{c})$, azaz

$$d(\mathbf{c}, \mathbf{c}') \text{ \— } d(\mathbf{v}, \mathbf{c}) > d(\mathbf{v}, \mathbf{c}).$$

Innen a $d(\mathbf{c}, \mathbf{c}') > 2d(\mathbf{v}, \mathbf{c})$ átrendezett alakot kapjuk. Ez az egyenlőtlenség biztosan teljesül, ha a kódtávolságból adódó $d(\mathbf{c}, \mathbf{c}') > d$, $\mathbf{c} \neq \mathbf{c}'$ összefüggést is figyelembe véve a

$$d/2 > d(\mathbf{v}, \mathbf{c})$$

egyenlőtlenség fennáll. Összefoglalva:

7.2. tétel: Egy d kódtávolságú C kód hibajavító képessége $\text{int}(d/2)$.

A 7.1. példabeli kód hibajavító képessége 1, vagyis ha egyetlen bithiba van, legyen az bármelyik kódszópozíción, a kód azt javítani tudja. A 7.2. tételből következik, hogy ha egy kód minden, legfeljebb t hibát javítani képes, akkor $d > 2t+1$ áll fenn a kódtávolságára.

Felvetődik ezek után a kérdés: hogyan konstruálhatunk elegendően nagy kódtávolságú kódokat? Ezzel kapcsolatosan a következő pontban egy fontos kódosztály, a lineáris kódok alapfogalmait tekintjük át. A lineáris kódok előnye, hogy matematikai leírás módjuk egyszerűbb, számos kódkonstrukció és hatékony dekódolási eljárás létezik erre a kódosztályra, továbbá implementálásuk is egyszerűbb, mint az általános nemlineáris kódoké.

7.2. Lineáris kódok

∨

∨ A lineáris kódolás alap gondolatát egy egyszerű példán szemléltetjük.

7.2. példa. Tekintsük a 7.1. példa kódját. Észrevehetjük, hogy a kódolást elvégezhetjük egy $\mathbf{c} = \mathbf{uG}$ mátrixszorzással, ahol \mathbf{G} egy

$$\mathbf{G} =$$

alakú, 2×5 méretű bináris mátrix. Ebben az egyszerű esetben ez azt jelenti, hogy a kódszavak halmazát a csupa zérus vektor, a \mathbf{G} mátrix első, ill. második sora, ∨ valamint két sorának koordinátánkénti modulo 2 (XOR) összege adja. Tehát a \mathbf{G} sorainak lineáris kombinációi

képezik a C kód elemeit. A C kód mint bináris vektorok halmaza tehát algebrai struktúrát, lineáris teret alkot. Ezt az észrevételt általánosítva jutunk el a lineáris kódok fogalmához. \square

Egy C bináris kódot *lineáris kódnak* nevezünk, ha a C halmaz *lineáris tér*, azaz ha minden $\mathbf{c}, \mathbf{c}' \in C$ esetén $\mathbf{c} + \mathbf{c}' \in C$ is fennáll. Innen következik, hogy a csupa zérus $\mathbf{0}$ szó is eleme kell, hogy legyen a lineáris kódnak, hiszen tetszőleges \mathbf{c} bináris szó esetén fennáll a $\mathbf{c} + \mathbf{c} = \mathbf{0}$ egyenlőség. A lineáris kódok jelentőségét az adja, hogy az egyes üzenetekhez tartozó kódszavak viszonylag egyszerűen generálhatók, valamint egyszerűbb a hibadetektálás és a hibajavítás.

A valós vektortérben megszokott fogalmak a bináris vektorok terében is érvényesek. Ennek megfelelően alkossák a $\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_k$ C -beli vektorok a 2 elemet tartalmazó C lineáris tér egy bázisát, azaz ezen vektorok segítségével egyértelműen előállíthatunk tetszőleges $\mathbf{c} \in C$ elemet a

$$\mathbf{c} = \sum u_i \mathbf{g}_i$$

alakban, u_i bináris együtthatókkal, $i = 1, 2, \dots, k$. Képezzünk egy \mathbf{G} $k \times n$ méretű mátrixot, amelynek a $\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_k$ vektorok a sorai. A kódolás ezek után a

$$\mathbf{c} = \mathbf{uG} \quad (7.3)$$

művelettel elvégezhető. A \mathbf{G} mátrixot *generátormátrixnak* nevezzük.

A C kódot tehát tömören megadhatjuk *generátormátrix* \mathbf{G} k megfelelően kiválasztott kódszavával, és nem szükséges felsorolni valamennyi, azaz 2 kódszavát. Továbbá a kódolás is egyszerű szabály szerint történik. Vegyük észre, hogy egy kódhoz számtalan generátormátrix tartozik, azaz ahány különböző bázisa lehet egy lineáris térnek. Viszont egy adott kódoláshoz, azaz üzenet-kódszó összerendeléshez csak egy adott generátormátrix tartozik.

Ha megnézzük a 7.1. példabeli kódunkat, észrevehetjük, hogy a kódolást úgy választottuk, hogy a kódszavak első két bitje azonos legyen a megfelelő üzenet két bitjével. Ez előnyös, mivel a dekódolás második lépése, az üzenet-hozzárendelés a dekódolt kódszóhoz triviális, hiszen ez egyszerűen a dekódolt kódszó első k bitjének leválasztását jelenti. Ezt a kódolást más esetben is megtehetjük.

Egy $C(n, k)$ kód *szisztematikus*, ha kódszavának első k bitje megfelel az üzenetnek. Szisztematikus kód esetén már egyértelmű a generátormátrix, és a mátrix-szorzás szabályai alapján nyilvánvalóan a következő alakú:

$$\mathbf{G} = (\mathbf{I}, \mathbf{B}), \quad (7.4)$$

ahol \mathbf{I} egy $k \times k$ méretű egységmátrix, \mathbf{B} pedig egy $k \times (n - k)$ méretű mátrix. Az \mathbf{u} üzenethez tartozó kódszó felépítése tehát a következő:

$$\mathbf{c} = (u_1, u_2, \dots, u_k, c_1, c_2, \dots, c_{n-k}).$$

A \mathbf{c} első k koordinátájából álló szegmensét *üzenetszegmensnek*, az utolsó $n - k$ koordinátájából álló szegmensét pedig *paritászegmensnek* nevezzük.

∨ Egy C lineáris kódhoz hozzárendelhetjük a \mathbf{H} , $(n-k) \times n$ méretű bináris mátrixot, ∨ amelynek az a tulajdonsága, hogy detektálni tudja az n hosszúságú bináris vektorok ∨ 2^{n-k} méretű halmazában a C kódszavait. A detektálás alapja az, hogy a

$$\mathbf{Hc} = \mathbf{0} \quad (7.5)$$

összefüggés akkor és csak akkor áll fenn, ha $\mathbf{c} \in C$ (∖ a transzponálás jele). Az ilyen tulajdonságú \mathbf{H} mátrixot *paritás-ellenőrző mátrixnak* nevezzük. Szisztematikus generálású kódok esetén egyszerűen megkaphatjuk a \mathbf{H} mátrixot:

$$\mathbf{H} = (\mathbf{A}, \mathbf{I}), \quad (7.6)$$

ahol

$$\mathbf{A} = \mathbf{G} \mathbf{B}^{-1}, \quad (7.7)$$

továbbá \mathbf{I} $(n-k) \times (n-k)$ méretű egységmátrix. A (7.6), (7.7) állítások egyszerűen igazolhatók: (7.3) és (7.5)-ből a tetszőleges összetartozó \mathbf{c}, \mathbf{u} párra a

$$\mathbf{Hc} = \mathbf{H}(\mathbf{uG}) = \mathbf{HG}\mathbf{u} = \mathbf{0}$$

egyenlőtláncot kapjuk, ahonnan

$$\mathbf{HG} = \mathbf{0} \quad (7.8)$$

összefüggés adódik. A (7.8) egyenlőségbe behelyettesítve a (7.4) valamint a (7.6) összefüggéseket:

$$\mathbf{HG} = (\mathbf{A}, \mathbf{I})(\mathbf{I}, \mathbf{B}) = \mathbf{A} + \mathbf{B} = \mathbf{0}$$

alapján (7.7) igazolására jutottunk.

7.3. *példa.* Tekintsük a 7.1. példa C kódját, és annak 7.2. példabeli generátormátrixát. A bevezetett jelöléseket használva:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

ahonnan $\mathbf{B}^{-1} = \mathbf{B}$ (modulo 2) figyelembevételével

$$\mathbf{A} = \mathbf{G} \mathbf{B}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

adódik. Tehát a keresett \mathbf{H} paritásmátrix:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

P

A következőkben azt mutatjuk meg, hogyan használható a \mathbf{H} mátrix a dekódolásnál.

Legyen az átküldött kódszó \mathbf{c} , a vett szó \mathbf{v} . Az $\mathbf{e} = \mathbf{v} - \mathbf{c}$ vektort *hibavektornak* nevezzük.

Például, ha $\mathbf{c} = (10110)$, a vett szó pedig $\mathbf{v} = (11110)$, akkor a hibavektor $\mathbf{e} = (01000)$, azaz a 2. koordináta hibásodott meg.

Vegyük észre, hogy (7.5) felhasználásával

∇

$$\mathbf{Hv} = \mathbf{H}(\mathbf{c} + \mathbf{e}) = \mathbf{Hc} + \mathbf{He} = \mathbf{He},$$

vagyis \mathbf{Hv} értéke csak a hibavektortól függ, az adott kódszótól nem. Az

$$\mathbf{s} = \mathbf{eH}$$

mennyiséget az \mathbf{e} hibavektor *szindrómájának* nevezzük. A kódszavak szindrómája $\mathbf{0}$. (A \mathbf{He} oszlopvektornak megfelelő sorvektor \mathbf{eH} .) Az $\mathbf{s} = \mathbf{eH}$ szorzás szemléltetését láthatjuk az 7.2. ábrán.

7.2. ábra. A szindrómaszámítás dimenzionális szemléltetése

Például a 7.3. példabeli \mathbf{H} mátrix esetén az $\mathbf{e} = (01000)$ hibavektor szindrómája $\mathbf{s} = (101)$. A szindrómavektor hossza $n - k$, azaz esetünkben $5 - 2 = 3$.

A szindróma felhasználásával a lineáris kódok egy táblázatos dekódolása adható meg. A dekódolási táblázat felépítése a következő:

szindrómamin. hibaszámú hibavektor

$$\mathbf{s} = \mathbf{0e} = \mathbf{0}$$

\mathbf{se}

..

..

..

$$\mathbf{s}_{n-k} \mathbf{e}_{n-k}$$

A dekódolási táblázat két oszlopa közül az elsőben a szindrómák, a másodikban a szindrómáknak megfelelő, minimális hibaszámú hibavektorok állnak. A nulladik sorban a zérus szindróma és a neki megfelelő zérus hibaminta áll, ami a hibamentes esetnek felel meg. A szindrómavektorok hossza $n - k$, így a különböző szindrómák száma 2.

Ezek után a *szindrómadekódolás* lépései a következők:

1. A \mathbf{v} vett szónak megfelelő \mathbf{s} szindróma kiszámítása.

2. A dekódolási táblázat \mathbf{s} -nek megfelelő sorából a becsült \mathbf{e} hibavektor kiolvasása.
3. A $\mathbf{c}' = \mathbf{v} \oplus \mathbf{e}$ dekódolási lépés elvégzése.
4. Az \mathbf{u}' dekódolt üzenet \mathbf{c}' -hez rendelése.

Tekintsük a következő példát!

7.4. példa. Az 7.3. példabeli \mathbf{H} paritásmátrix felhasználásával a $C(5, 2)$ kódunk esetén a szindrómadekódolási táblázat a következő alakú:

∨ 01000010

A táblázatra tekintve észrevehetjük, hogy a kód az 5 különböző egyes hibát, valamint egyetlen kettős hibát képes javítani. \mathbb{P}

A következő pontban egyszerű és közismert lineáris kódok alapvető tulajdonságait tekintjük át.

7.3. Egyszerű lineáris kódok

∨

∨ 7.3.1. Ismétléses kód

A legegyszerűbb hibajavító kód az ismétléses kód. Ekkor az üzenet $k = 1$ méretű, és ezt ismétljük meg n -szer. Így egy $C(n, 1)$ kódot kapunk. A két különböző (0, ill. 1) üzenetnek megfelelően ez az egyszerű kód két kódszót tartalmaz a (000...0) és az (111...1) kódszavakat. A kódtávolság nyilván n , így a kód hibajavító képessége, ha n -et célszerűen páratlan értékre választjuk, $(n \oplus 1)/2$.

7.5. példa. A (000) és (111) szavakat tartalmazó kód a legegyszerűbb 1 hibát javító kód. Így pl. ha a vett szó (110), akkor a (111) kódszót dekódoljuk, és az 1 üzenetre döntünk. \mathbb{P}

7.3.2. Egyszerű paritáskód

A legegyszerűbb hibadetektáló kód az egyszerű paritáskód. Egy \mathbf{u} üzenethez az üzenet biteinek megfelelő páros vagy páratlan paritásbitet illesztve kapjuk a kódszót (a páros paritás az elemek modulo 2 összege, a páratlan annak inverze). Így a paritáskód $C(n, n \oplus 1)$ paraméterű. Könnyen belátható, hogy a kódtávolság 2. Ugyanis, ha tetszőleges kódban egy bitet tetszőleges koordinátán megváltoztatunk, megváltozik a paritás. Két bitet változtatva visszkapjuk az eredeti (páros vagy páratlan) paritást, tehát újra egy érvényes kódszóra jutunk, amely az eredeti kódszótól két koordinátában különbözik. Mivel a kódtávolság 2, ezért a 7.1. tétel szerint egy hiba detektálására alkalmas az egyszerű paritáskód.

7.3.3. Kétdimenziós paritáskód

Rendezzük a k üzenetbitet egy \mathbf{U} $p \times q$ méretű mátrixba, azaz $k = pq$. Képezzünk soronként, ill. oszloponként paritást, és az így adódó paritásbiteket írjuk a sor következő elemeként a sor végére, ill. az oszlop alá (7.3. ábra). Ekkor egy \mathbf{C} $(p+1) \times (q+1)$ méretű mátrixot kaphatunk, ha

a mátrix még nem definiált jobb alsó sarokelemét is megadjuk. Legyen ez a sarokelem a "paritások paritása", azaz a \mathbf{C} mátrix utolsó sorában vagy utolsó oszlopában álló paritásbitek paritása (könnyen látható, hogy mindegyik úton azonos érték kerül a jobb alsó sarokba).

\forall A kódtávolság 4, amit a következőképp láthatunk be. Tekintsük a páros paritású \forall esetet. Tartalmazzon az \mathbf{U} üzenetmátrix egyetlen 1-et. Ekkor az 1-nek megfelelő sorban, ill. oszlopban a paritásbit 1, továbbá a jobb alsó sarokba kerülő paritásbit is 1. Tehát ezen kódszóban 4 db. 1 lesz, azaz a csupa zérus kódszótól való távolsága 4 (a Hamming-távolságot a mátrixok megfelelő koordinátáinak egybevetésével nyerjük). Tetszőleges kód esetén két tetszőleges kódszó Hamming-távolsága nyilván azonos a különbségükben található nemzérus elemek számával. Továbbá lineáris kódok esetén a kódszavak különbsége is kódszó. Következésképpen a kódszópárok közötti minimális távolság azonos a legkevesebb 1-et tartalmazó nemzérus kódszó 1-eseinek a számával. Az esetek végigpróbálásával könnyen belátható, hogy a kétdimenziós paritáskód esetén 4-nél kevesebb 1-et tartalmazó nemzérus kódszó nincsen, így a kódtávolság valóban 4.

7.3. ábra. Kétdimenziós paritáskód

7.3.4. Hamming-kód

A szindrómaszámítás $\mathbf{s} = \mathbf{eH}$ definíciójára tekintve láthatjuk (7.2. ábra), hogy azon \mathbf{e} vektorhoz, amely $(000\dots 1\dots 0)$ alakú, azaz egyetlen 1-et tartalmaz az i -edik koordinátáján, a \mathbf{H} mátrix i -edik oszlopa rendelődik szindrómaként. Következésképpen, ha azt szeretnénk, hogy az n különböző ilyen alakú hibavektorhoz különböző szindrómák tartozzanak, a \mathbf{H} oszlopait egymástól és nullától különbözőknek kell választani. Ez a választás tehát garantálja, hogy a \mathbf{H} mátrixnak megfelelő kód minden 1 hibát tartalmazó meghibásodást javítani tudjon. A \mathbf{H} mátrixnak megfelelő kódot, ill. \mathbf{G} generátormátrixot úgy kaphatjuk meg egyszerűen, hogy a \mathbf{H} mátrixot szisztematikus (7.6) alakban építjük fel, majd a (7.7) összefüggést használjuk.

7.6. példa. Ezen konstrukciónak megfelelően egy 1 hibát javító $C(7, 4)$ kód \mathbf{H} mátrixa lehet a következő:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Ennek a kódnak a hossza $n = 7$, így \mathbf{H} oszlopaiként a 7 különböző $n - k = 7 - 4 = 3$ kódszóhosszú bináris nemzérus vektort választottuk. A \mathbf{H} mátrixnak megfelelő \mathbf{G} generátormátrix a következő:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

P

A megkonstruált kód egy $(7, 4)$ paraméterű Hamming-kód. Észrevehetjük, hogy ez a kódkonstrukció egyféle értelemben optimális. Nevezetesen, ha a feladat $n = 7$ \forall hosszúság mellett 1 hibát javító kódok konstruálása, akkor ezen kódok között nincsen olyan kód, amely $2 = 16$ -nál nagyobb méretű. Természetesen a konstrukció \forall általánosítható $(n = 2^m - 1, k = 2^m - 1 - r)$ paraméterek esetére, ahol $r > 3$ egész szám.

Feladatok

1. Egy lineáris kód generátormátrixa az alábbi

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Adjuk meg a kód

- a) kódszavait,
- b) szisztematikus generátormárixát,
- c) hibajavító képességét,
- d) szindrómadekódolási táblázatát!

2. Tekintsük a (7,4) paraméterű Hamming-kódot. Igaz-e, hogy ha két hiba keletkezett egy kódszó átvitele során, akkor mindig létezik olyan kódszó, amelytől a vett szó pontosan egy bitben különbözik? Indokolja meg!

3. Számítsa ki a dekódolási hibavalószínűséget, ha (7, 4) paraméterű Hamming-kódot használunk olyan csatornára, amelyben a bemenő bitek egymástól függetlenül p valószínűséggel hibásodnak meg!

Ellenőrző kérdések

1. Milyen módokon lehet a vételi bithibaarányt javítani zajos digitális hírközlési csatornán való információátvitel esetén?
2. Hogyan alkalmazhatjuk az átviteli minőség javítására a hibadetektálást?
3. Milyen algebrai struktúrának felel meg egy lineáris kód?
4. Egy lineáris kódhoz hányféle generátormátrix rendelhető?
5. Milyen dekódolási módszereket ismer? Hogyan függ az alkalmazhatóságuk a kód méreteitől?
6. Hogyan végezné el a hibajavítást a kétdimenziós paritáskód esetén?
7. Hogyan készíthetünk egy hibát javító kódot paritásmátrixa megkonstruálásával?

Irodalom

- [1] Györfi L., — Vajda I.: A hibajavító kódolás és a nyilvános kulcsú titkosítás elemei. Jegyzet, BME, 1991.
- [2] Vajda I.: Hibajavító kódolás műszaki alkalmazásai. Jegyzet, Mérnöki Továbbképző Intézet, BME, 1982.
- [3] Fritz J., — Csiszár I.: Információelmélet. Budapest, Tankönyvkiadó, 1983.

CIKLIKUS KÓDOK

(Az alábbiak feltételezik a "Hiradástechnika" c. könyv "7. Hibakorlátozó kódolás" fejezetének és a modulo-2 algebra alapjainak ismeretét.)

1. Alapfogalmak

Definíció: egy lineáris kód ciklikus, ha bármely kódszavának bármely ciklikus eltolása kódszót eredményez.

A ciklikus eltolást a balra két lépéssel történő eltolás példáján szemléltetjük.

Tekintsük a $c_i, i = 0, \dots, n-1$ elemek általános, n elemből álló (n hosszúságú) sorozatát:

$$c = (c_{n-1}, c_{n-2}, c_{n-3}, \dots, c_3, c_2, c_1, c_0).$$

Ennek két lépéssel balra történő ciklikus eltolása az alábbi.

$$\bar{c} = (c_{n-3}, c_{n-4}, \dots, c_3, c_2, c_1, c_0, c_{n-1}, c_{n-2})$$

Vizsgálatainkat a továbbiakban bináris (elemekből (jegyekből) álló) kódokra korlátozzuk: $c_i \in \{0, 1\}$. A fenti példa egy 9 elemű bináris sorozatra:

- eredeti: (100111000)

- két lépéssel balra ciklikusan eltolt: (011100010)

A ciklikus kódok használatának motivációi közül megemlítyük az alábbiakat:

- egy n elemi tárolóból álló visszahurkolt shift-regiszter n darab n elemű kódszó tárolására alkalmas

- belátható, hogy a kódolás és a szindróma képzése megfelelően visszacsatolt shift-regiszterekkel végezhető

- a ciklikus kódok matematikailag is jól kezelhetők.

A ciklikus kód definíciójával kapcsolatban fontos megjegyezni, hogy egy kódszó ciklikus eltolásai általában nem állítják elő az összes kódszót.

2. A ciklikus eltolás algebrai leírása

A ciklikus eltolás algebrai leírásához rendeljük a

$c = (c_{n-1}, c_{n-2}, \dots, c_2, c_1, c_0)$ sorozathoz a

$$c(x) = (c_{n-1}x^{n-1} + c_{n-2}x^{n-2} + \dots + c_2x^2 + c_1x + c_0) \quad (1)$$

polinomot. Ez az összerendelés a polinomon belüli fokszámon keresztül tükrözi, őrzí a sorozaton belüli pozíciót: az x^j együtthatója (c_j) a sorozat jobbról számított

($j+1$)-ik eleme. Egy n elemű sorozathoz ($n-1$)-ed fokú polinom tartozik. Például az 5-öd fokú, bináris együtthatójú polinomok körében a

$$c(x)=x^5+x \quad \text{polinom a (100010) sorozatot}$$

míg a

$$c(x)=x^4+x^3+1 \quad \text{polinom a (011001) sorozatot írja le. Látjuk, hogy a polinom}$$

(lehetséges legmagasabb) fokszámának ismerete fontos, mert nélküle nem ismerhetők fel a legbaloldalibb pozíció(k)ban lévő "zérus" elem(ek). Be fogjuk látni, hogy egy $c(x)$ polinommal leírt n elemű sorozat k lépéssel balra történő ciklikus eltolásával kapott sorozatot leíró polinom az alábbiak szerint határozható meg:

$$\bar{c}(x)=(x^k c(x))\text{-mod-}(x^n+1) \quad (2)$$

(Olvasd: $x^k c(x)$ modulo (x^n+1)). A modulo-polinom-algebra szabályai szerint a fenti kifejezés az $(x^k c(x))$ polinomnak az (x^n+1) polinommal való negatív kitevőt nem tartalmazó eredményű osztása utáni maradék, miközben a bináris együtthatókra a modulo-2 algebra szabályait kell alkalmazni.

Példa az egy lépéses ciklikus balra tolásra 4 elemű sorozatnál:

$$\text{legyen } c=(1100), \text{ ekkor } c(x)=x^3+x^2; \text{ és}$$

$$xc(x)=x^1 c(x)=x^4+x^3$$

Az elvégzendő polinom osztáshoz célszerű feltüntetni a zérus együtthatójú polinom-tagokat is:

$$\begin{array}{r} (1x^4 + 1x^3 + 0x^2 + 0x^1 + 0x^0) : (x^4 + 1) = 1 \\ \underline{1x^4 \qquad \qquad \qquad 1x^0} \\ 0x^4 + 1x^3 + 0x^2 + 0x^1 + 1x^0 \end{array}$$

(N.B.: az együtthatóknál alkalmazandó mod-2 algebra miatt (0-1) eredménye +1). Az osztás nem negatív kitevővel tovább nem végezhető, a maradék tehát :

$$\bar{c}(x)=1x^3+0x^2+0x^1+1x^0=x^3+1,$$

Az ennek megfelelő $\bar{c}=(1001)$ sorozat valóban a kiindulási $c=(1100)$ sorozat ciklikusan eggyel balra történő léptetéséből származik.

A (2)-vel kapcsolatos szabályt először általánosan látjuk be ($k=1$)-re. Ha

$$c(x)=c_{n-1}x^{n-1} + c_{n-2}x^{n-2} + \dots + c_0 \quad (3)$$

akkor

$$xc(x) = (c_{n-1}x^n + c_{n-2}x^{n-2} + \dots + c_0x). \quad (4)$$

Ha ezt osztjuk $(x^n + 1)$ -gyel, akkor a polinom-osztás eredménye c_{n-1} , és a maradék:

$$\bar{c}(x) = xc(x) + c_{n-1}(x^n + 1).$$

(Közönséges polinom osztásnál a maradék: $xc(x) - c_{n-1}(x^n + 1)$, de most az együtthatókat a mod-2 algebra szerint kell kezelni, ezért "-" helyett "+" írható, és ezt a továbbiakban is mindig így fogjuk tenni).

Írjuk fel a $\bar{c}(x)$ -et részletezve és célszerűen csoportosítva:

$$\bar{c}(x) = (c_{n-1} + c_{n-1})x^n + c_{n-2}x^{n-1} + \dots + c_0x + c_{n-1}$$

Ebben a kifejezésben az x^n együtthatója zérus (mod-2!), tehát

$$\bar{c}(x) = c_{n-2}x^{n-1} + \dots + c_0x + c_{n-1} \quad (6)$$

és a hozzátartozó

$$\bar{c} = (c_{n-2}, \dots, c_0, c_{n-1}) \quad (7)$$

sorozat valóban a kiindulási (3) szerinti sorozat ciklikusan egyel balra való eltolása. A (2) szerinti szabályt $k=1$ esetre általánosan beláttuk. Az eljárást kellő számban ismételve a szabály tetszőleges k -ra belátható!

A ciklikus eltolást leíró (2) kifejezést sokszor írják az alábbi módon:

$$\bar{c}(x) = \text{rem} \frac{x^k \cdot c(x)}{x^n + 1} \quad (8)$$

ahol a "rem" a "remainder" (=maradék) szóra utal, és jelentése ugyanaz, mint a (2) egyenlettel kapcsolatban elmondottaké.

3. A ciklikus kódok alaptétele

Tétel: minden ciklikus (n, k) kódot egyértelműen leír egy $(n-k)$ -ad fokú, az

(x^{n+1}) -et maradék nélkül osztó $g(x)$ u.n. generátor-polinom. (Megjegyzés: mivel (x^{n+1}) -et általában egynél több $(n-k)$ -ad fokú polinom osztja maradék nélkül, ezért adott (n,k) számpárhoz is több ciklikus kód rendelhető.)

Mivel a kód a kódszavak összessége, e tétel azt jelenti, hogy a generátor-polinom az összes (2^k) darab) kódszót meghatározza. Ennek belátásához kihasználjuk, hogy a ciklikus kód a lineáris kódok egy alosztálya. A lineáris kódot egyértelműen leírja a generátor-mátrixa. Emlékeztetünk arra, hogy a generátor-mátrix sorai egymástól lineárisan független kódszavak, melyek lineáris kombinációi eredményezik a kódot (=a kódszavak összességét).

Lássuk be, hogy egy $g(x)$ polinomból felépíthető egy G generátor -mátrix.

Tekintsük először a nem-szisztematikus esetet. Mivel G sorai n eleműek, azokat legfeljebb $(n-1)$ -ed fokú polinomok írják le.

Legyen a legelső sort leíró polinom $g_k(x)=g(x)$, majd felfelé haladva

$g_{k-1}(x)=xg(x)$, $g_{k-2}(x)=x^2g(x)$ $g_1(x)=x^{k-1}g(x)$. (Vegyük észre, hogy ezzel a választással a generátor-mátrix sorai egymás ciklikus eltolásai). Mivel $g(x)$ pontosan $(n-k)$ -ad fokú, a fenti választással keletkező generátor-mátrix az alábbi alakú:

$$G = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 1 & g_{n-k-1} & \dots & g_0 & 0 & & & \\ 0 & & & & 1 & & & 0 \\ 0 & & & & 0 & 1 & & g_0 \\ 0 & & & & 0 & 0 & 1 & g_{n-k-1} \\ & & & & 0 & 0 & 0 & 1 \\ & & & & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right]$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_k$
 $\underbrace{\hspace{15em}}_{n-k}$

(Itt $g_i \in (0,1)$, a generátor-polinom x^{i+1} tagjának együtthatója.)

Látható, hogy a sorok lineárisan függetlenek, tehát valóban generátor-mátrixról van szó! Olyanról, amelynek (polinom alakban felírt) minden sora osztható $g(x)$ -szel. Következésképpen a generátor-mátrix sorainak minden lineáris kombinációja is osztható $g(x)$ -szel. Másképpen fogalmazva minden kódszó (pontosabban az azt leíró kódpolinom) felírható

$$c(x)=g(x) q(x) \tag{9}$$

alakban. Mivel $c(x)$ legfeljebb $(n-1)$ -ed fokú, $g(x)$ pedig pontosan $(n-k)$ -ad fokú, $q(x)$ legfeljebb $(k-1)$ -ed fokú lehet. Bináris együtthatókkal éppen 2^k darab különböző $q(x)$ létezik, melyek $g(x)$ -szel szorozva éppen 2^k darab különböző $c(x)$ -et szolgáltatnak, azaz valóban kiadják az összes kód-polinomot. $g(x)$ tehát meghatározza a kódot.

$$\text{rem} \frac{x \cdot c}{x^n + 1} = x \cdot c + c_{n-1} x^{n-1} + \dots + c_1 x + c_0 \quad (10)$$

továbbá $c(x)$ (és ezzel $xc(x)$ is) osztható $g(x)$ -szel. (10) akkor osztható $g(x)$ -szel, ha (x^n+1) is osztható vele. Ezzel beláttuk, hogy a ciklikussághoz (x^n+1) -nek oszthatónak kell lenni $g(x)$ -szel.

4. Ciklikus kódok kódolása

Legyen adva az $u(x)$ polinommal meghatározott k hosszúságú (max $(k-1)$ -ed fokú polinommal leírt) üzenet, és a $g(x)$ generátor-polinom. Keressük a $c(x)$ kódpolinomot.

A nem szisztematikus esetben (9)-ből triviális, hogy

$$c(x) = g(x)u(x).$$

Szisztematikus kód esetén a kódszó első k helyén az üzenet, azaz $x^{n-k}u(x)$ áll, és ezt követi a paritás rész:

$$c(x) = x^{n-k}u(x) + p(x) \quad (11)$$

Mivel a kódpolinomnak oszthatónak kell lenni $g(x)$ -szel, fennáll, hogy

$$\text{rem} \frac{x^{n-k} \cdot u(x) + p(x)}{g} = 0.$$

Tekintve, hogy $p(x)$ max. $(n-k-1)$ -ed fokú, és $g(x)$ $(n-k)$ -ad fokú, fennáll, hogy

$$p(x) = \text{rem} \frac{x^{n-k} \cdot u(x)}{g} \quad (12)$$

Ezzel egy igen egyszerű szabályt nyertünk a paritás-rész meghatározására. A teljes kódszó pedig:

$$c(x) = x^{n-k} \cdot u(x) + \text{rem} \frac{x^{n-k} \cdot u(x)}{g} \quad (13)$$

5. Szindroma meghatározása ciklikus kódoknál

Szorítkozzunk a szisztematikus ciklikus kódokra. Célszerű a vett n elemű polinomot k -elemű feltételezett üzenet-részre és $(n-k)$ elemű feltételezett paritás részre bontani:

$$v \approx \tilde{u} + p(x) \quad (14)$$

(A "feltételezett" szó azt jelenti, hogy az elküldött $c(x)$ kódpolinomnak akár az $x^{n-k}u(x)$ üzenet-része, akár a $p(x)$ paritás része, akár mindkettő meghibásodhatott.) A (14) szerinti felbontásban \tilde{p} fokszáma max. $(n-k-1)$, $\tilde{u}(x)$ pedig max. $(n-1)$ és min. $(n-k)$ -ad fokú tagokat tartalmaz. A lineáris kódoknál megismertek szerint a vételnél képezni kell a megérkezett vett üzenetből a "vételi" paritást, \tilde{p} -et, és ezt kell összehasonlítani a "megérkezett" paritással, azaz \tilde{p} -szel. A szindrómát e kettő összehasonlítása adja:

$$s \approx \tilde{p} + p \quad (15)$$

A vételi paritást ugyanúgy kell képezni, mint a kódolásnál:

$$\tilde{p} \approx \text{rem} \frac{\tilde{u}}{g} \quad (16)$$

(Itt \tilde{u} már az $(n-1)$ -edik hatványnál kezdődik, hisz a vett sorozat n elemű. Ezért nem kell x^{n-k} -val szorozni, mint azt (11)-nél még kellett.)

Mivel \tilde{p} $(n-k-1)$ -nél nem nagyobb fokszámú, ezért írható, hogy

$$\tilde{p} \approx \text{rem} \frac{\tilde{p}}{g}$$

A szindróma (15) alapján:

$$s \approx \tilde{p} + p \approx \text{rem} \frac{\tilde{u}}{g} + \text{rem} \frac{p}{g}$$

Kihasználva a fokszámok diszjunktitását:

$$s \approx \text{rem} \frac{\tilde{u} + p}{g} \approx \text{rem} \frac{v}{g}$$

A szindrómát tehát egyszerűen a vett n-es sorozathoz tartozó polinom és $g(x)$ osztásának maradéka szolgáltatja.

6. Elméleti összefoglalás

Legyen az (n,k) ciklikus kódot meghatározó generátor-polinom $g(x)$. Tudjuk, hogy $g(x)$ az (x^n+1) -et maradék nélkül osztja.

Szisztematikus kódokat tekintünk.

Az $u(x)$ $(k-1)$ -ed fokú üzenet hatására a

$$c(x) = u(x) \cdot x^{n-k} + \text{rem} \frac{u(x) \cdot x^{n-k}}{g(x)}$$

kódpolinom küldendő a csatornára. Az átvitel során $c(x)$ meghibásodhat, és $v(x)$ -é változhat.

A vett $v(x)$ -ből a szindrómát az

$$s(x) = \text{rem} \frac{v(x)}{g(x)}$$

összefüggéssel határozhatjuk meg.

7. Ciklikus kód a gyakorlatban

A ITU (International Telecommunication Union) hibajelzésre az alábbi kódot ajánlja

első 4 bit: szolgálati bit,

következő 240 vagy 480 vagy 960 bit:

üzenet bit,

következő 16 bit: az előzőeket "védő" bitek, melyeket a

$$g(x) = x^{15} + x^{12} + x^5 + 1$$

generátor-polinommal képeznek.

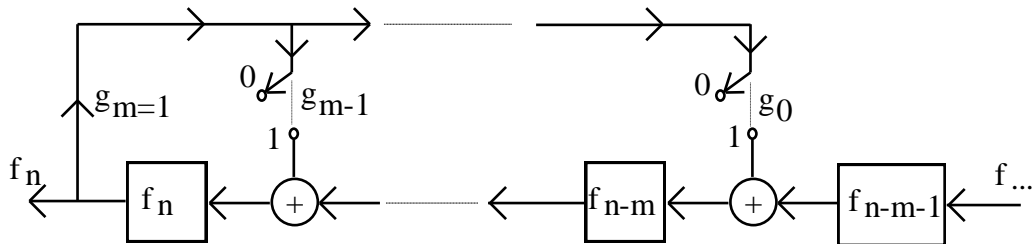
A kódot hibajelzésre ($s(x) \neq 0$) használják.

A kód garantáltan jelez minden páratlan számú hibát és minden 16-nál nem hosszabb hibacsomót (és nem garantáltan még sok más hibaalakzatot).

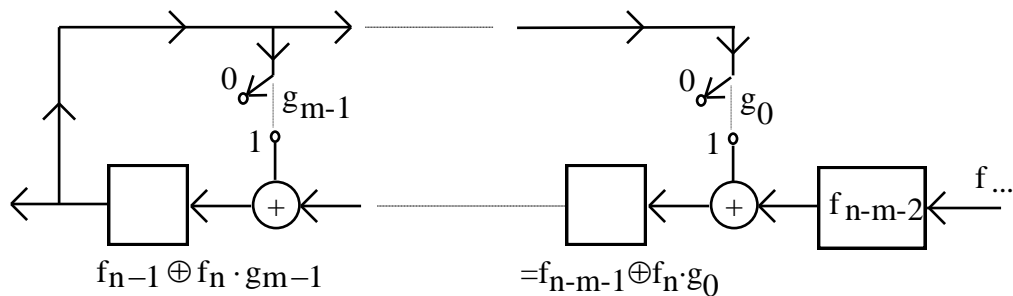
8. A visszacsatolt shift-register

A $g(x)=1 \cdot x^m + g_{m-1} \cdot x^{m-1} + \dots + g_0 x^0$ osztó polinomnak megfelelően visszacsatolt shift-regiszter (bináris együtthatójú polinomok esetén) polinom-osztást végez, ahol is a léptetési ütem előtt az aktuális osztandó van a shift-regiszterben, a léptetéskor az osztás eredménye kilép a shift-regiszterből és az aktuális "maradék" lesz a shift-regiszter új tartalma (1. ábra)

Ütem előtt:



Ütem után



1. ábra

8. VEZETETT HULLÁMÚ ÖSSZEKÖTTETÉSEK

8.1. Célkitűzés

A vezetett hullámú összeköttetések a híradástechnika alapvető elemét képezik. A vezeték nélküli összeköttetések frekvenciasávjainak túlterheltsége következtében ugyanis csak indokolt esetben lehetséges a rádiócsatornákat híradástechnikai célokra alkalmazni, pl. mobil igények esetén.

A híradástechnikai vezetékek behálózják az egész Földet. Ilyen kiterjedésű műszaki alkotást csak egységes műszaki specifikációk megtartásával lehet üzemeltetni, amelyeknek a CCITT

angol nyelvű ajánlásgyűjteménye ad keretet. Ennek a fejezetnek az a célkitűzése, hogy bemutasson néhány alapvető vezetékes átviteli eljárást és követelményt a CCITT ajánlásgyűjteményéből. A bemutatott eljárások jól szemléltetik, hogy a vezetékes híradástechnika mint alkalmazott elektromágneses hullámtan az elektromágneses térelméletre épül. A témakör részletesebb tanulmányozásához az irodalomjegyzék ad útmutatást.

8.2. Jelátviteli feladatok a híradástechnikában

Az átvinni kívánt jel tulajdonságai nagymértékben befolyásolják az átviteltechnikai megoldást. A mai híradástechnika feladata az emberek és/vagy gépek kapcsolatában előforduló jelek (beszéd, zene, állókép, mozgókép, táviró, adat, valamint a kapcsolóközpontok vezérlésére szolgáló jelzés (pl. tárcsázás) és a távtáplálást megvalósító tápáram (pl. mikrofonáram)) átvitelének biztosítása. A különféle jelek átvitelére általában elkülönülő hálózatok épültek ki. Az utóbbi évtizedekben megindult ezek különféle szintű integrációja.

A beszédátvitelt megvalósító távbeszélő-szolgálat jelentősége a legnagyobb. A beszédátvitel specifikálásakor abból kell kiindulni, hogy a kommunikáció két emberi agy között megy végbe, miközben a mikrofon a szájától és a hallgató a fültől néhány cm-re helyezkedik el. A beszédátvitel alapvető célkitűzése szerint a mondat érthetőség 95...97%, de a beszélő hangjának felismerése nem követelmény. A jelátviteli követelményeket (8.1. táblázat) e célkitűzésből szubjektív vizsgálatokkal származtatták.

Az átviteltechnika feladatkörébe tartozik a felsorolt jeleken kívül a vezetékek többszörös kihasználása céljából nyalábolással (multiplexing) képzett jelek átvitele is. A nyalábolási eljárásokról (FDM, TDM, CDM) a 13. fejezetben lesz szó. Az átvendő frekvenciasáv szélessége a nyalábolás arányában megnő. Nyalábolás nélküli beszédátvitel esetén hangfrekvenciás (HF) átvitelről beszélünk.

8.1. táblázat. A fő beszédátviteli paraméterek

Paraméterek		Adatok
Ekvivalens akusztikus csillapítás,	dB	30...40
Jel-zaj-viszony,	dB	10...20
Jel/érthető áthallás vagy visszhang,	dB	25...35
Átvendő frekvenciasáv,	Hz	300...3400
Csillapításingadozás a frekvencia függvényében,	dB	2...15
Késleltetés (duplexösszeköttetésben),	ms	250
Késleltetés ingadozása az idő függvényében,	ms	30
Futásiidő-ingadozás a frekvencia függvényében,	ms	30...60

8.3. Átvitel TEM hullámvezetővel

8.3.1. Duplex hangfrekvenciás távbeszélő-összeköttetés

A duplex (kétirányú) hangfrekvenciás távbeszélő-összeköttetés átviteltechnikai vázlatát a 8.1. ábrán mutatjuk be. Az összeköttetés két végén kéthuzalos erősített áramkörszakaszokat, a közepén pedig négyhuzalos erősített áramkörszakaszokat alkalmazunk. Ennek műszaki és gazdasági okai vannak, amelyek a 8.3. szakasz végére válnak érthetővé.

8.1. ábra. Duplex hangfrekvenciás összeköttetés hibridekkel

A kettő-négy huzalos átalakításokat hibrid áramkörök (a továbbiakban: hibrid) valósítják meg. A hibrid olyan négykapu, amely az egyik kapujára adott jelteljesítményt megfelelően a két szomszédos kapu között, és a szemben lévő kapura nem jut jel, ha a két szomszédos kaput azonos impedanciával zárjuk le (8.2 a ábra). Minden kettő-négy huzalos átalakítás tehát a jelteljesítmény felének elvesztésével, azaz 3 dB csillapítással jár. A hibrid elvileg ideális transzformátor, ill. ideális csatolt vezetékcsakasz építőelemekkel realizálható. A veszteséges építőelemek következtében a koncentrált paraméterű hibrid tényleges csillapítása kb. 3,5 dB.

8.2. ábra. Hibrid átvitele *a)* ideális, *b)* gyakorlati megvalósítás esetén

Egy-egy hibridet lezáró erősítőpár bemeneti és kimeneti ellenállása azonosan $Z(p)$ értékű, a vonalutánsz $Z_1(p)$ impedanciája azonban csak közelíti a vezeték $Z_1(p)$ frekvenciafüggő és komplex értékű hullámimpedanciáját. Ennek következtében egyrészt megváltozik a beiktatási csillapítás, de a gyakorlatban továbbra is számolhatunk 3,5 dB-lel, másrészt a szemközti kapura is jut jel, amely többek között visszhangot okoz (8.1. ábra). A szemközti kapura jutó jel relatív nagyságát az α_z záróirányú csillapítással jellemezzük:

$$\alpha_z(\omega) = 20 \lg |U_3(j\omega) / U_4(j\omega)| = 7 - 20 \lg |\rho_2(j\omega) - \rho_1(j\omega)| \quad (8.1)$$

ahol ρ_1 és ρ_2 az 1-es és 2-es kapu reflexiók tényezője:

$$\rho_i(p) = [Z_i(p) - Z(p)] / [Z_i(p) + Z(p)], \quad i = 1, 2, \quad |\rho_i(p)| \leq 1 \quad (8.2)$$

A gyakorlatban $\alpha_z = 20 \dots 25$ dB szokásos érték.

8.3.2. A TEM hullámvezetők felépítése

A TEM hullámvezetők alapvetően két fémvezetőből és közöttük dielektromos szigetelőből állnak. A vezetők közötti távolság a jel hullámhosszához képest kicsi. Az ilyen hullámvezetőknél csak a TEM (transzverzális elektromos mágneses) alapl módus terjed. A TEM hullámvezetőket összefoglalóan vezetéknek nevezzük.

A légvezeték oszlopokra szerelt bronzhuzalokból áll. Viszonylag nyílt elektromágneses tere miatt a hosszúhullámú (HH) rádió-műsorszórással áthallás léphet fel, ezért 150 kHz felett nem használható (8.3. ábra). A légvezetékek közötti áthallás a huzalok rendszeres keresztezésével és földszimmetrikus vonali transzformátorok alkalmazásával csökkenthető.

A szimmetrikus kábel lényegében szigetelőanyaggal elválasztott réz vezetőpárból vagy vezetőnégyesből áll. A szalagkábel - csakúgy, mint a légvezeték - főleg előfizetői áramkörszakaszokon fordul elő. Az érpár a kéthuzalos, a csillagénégyes a négyhuzalos HF és FDM, esetleg TDM vezetékszakaszok építőeleme. A szimmetrikus kábel elektromágneses tere már zártabb, de ha több kábel van egymás mellett, közöttük elektromágneses csatolás révén áthallás keletkezik. Az áthallás megfelelő kompenzációval 600 kHz-ig tűrhető. Ha a szimmetrikus kábel önmagában helyezkedik el a kábelköpenyben, akkor az áthallási probléma nem jelentkezik, és a felső frekvenciahatár a csillapítás miatt 5 MHz-nél van (8.3. ábra).

A koaxiális kábel szigetelőgyűrűvel elválasztott belső rézvezetőből és külső vezetőköpenyből áll. A koaxiális kábel 60 kHz alatt áthallás miatt nem alkalmazható, ekkor ugyanis a koaxiális kábel belsejében terjedő elektromágneses hullám behatolási mélysége eléri a gazdaságosan gyártható köpenyvastagságot. A felső frekvenciahatárt a csillapítás szabja meg 60 MHz-nél (8.3. ábra). A koaxiális kábel az FDM és a TDM összeköttetések építőeleme.

8.3. ábra. A távközlésben alkalmazott hullámvezetők átviteli sávja

A szimmetrikus és koaxiális kábelekből a gyakorlatban kábelköteget készítenek és fém, műanyag, bitumen anyagkombinációkból köpennyel látják el. A lég-, közműalagútba behúzható, föld-, folyami vagy tengeri kábeleket kb. 1 km-es gyártási hosszban szállítják újra tekerve.

8.3.3. A TEM hullámvezetők átviteli modellje

A TEM hullámvezetők a távvezetékmodell segítségével jól leírhatók. A $Z_0(p)$ hullámimpedanciával és $\gamma(p)$ hullámterjedési állandóval rendelkező vezetékszakasz két kapuját $Z_1(p)$ belső impedanciájú generátorral, ill. $Z_2(p)$ impedanciával zárjuk le. Ezzel a (8.2) szerint $\rho_i(p)$ számítható $Z(p) = Z_0(p)$ helyettesítéssel. A továbbiakban $Z_i(p) = Z_0(p)$ választással élünk, így $\rho_i(p) = 0$, és az $U_i(p)$ kapocspári feszültségek reflexiómentes átvitelével számolhatunk:

$$U_2(j\omega) = U_1(j\omega) \exp(-\gamma(j\omega)l) = U_1(j\omega) \exp(-[\alpha(\omega) + j\beta(\omega)]l) \quad (8.3)$$

ahol az $\alpha(\omega)$ hullámcsillapítás és a $\beta(\omega)$ hullám- fázisforgatás állandó. Az $a(\omega)$ szakaszcsillapítás és a $b(\omega)$ szakasz-fázisforgatás a (8.3) alapján adódik:

$$a(\omega) = l \alpha(\omega) , \quad b(\omega) = l \beta(\omega) \quad (8.4)$$

A jelátvitel szempontjából alapvető paraméter még a késleltetés. Tételezzük fel, hogy a vezetékszakaszon modulált jelet (l. a 11. és 12. fejezeteket) viszünk át ω_1 vivőfrekvenciával úgy, hogy a jel $\omega_1 \dots \omega_2$ frekvenciasávjában a $b(\omega)$ karakterisztika egyenesnek tekinthető. A modulációs tartam (pl. burkoló) azonban torzítatlan marad és T_c csoport késleltetést, míg a vivő T_f fáziskésleltetést szenved:

$$T_c = \tau_c(\omega_0), \quad \tau_c(\omega) = db(\omega) / d\omega = l d\beta(\omega) / d\omega = l / v_c(\omega) \quad (8.5)$$

$$T_f = \tau_f(\omega_0), \quad \tau_f(\omega) = b(\omega) / \omega = l \beta(\omega) / \omega = l / v_f(\omega) \quad (8.6)$$

ahol $\tau_c(\omega)$ és $\tau_f(\omega)$ a csoport-, ill. fázis- futásiidő, míg $v_c(\omega)$ és $v_f(\omega)$ a csoport- ill. fázissebesség. A 8.1. táblázatból következik, hogy a fentiek szerinti $b(\omega)$ alkalmas HF beszédátvitelre, ha $\omega_1 < 300$ Hz és $\omega_2 > 3400$ Hz.

$Z_0(p)$ és $\gamma(p)$ a TEM hullámvezetők egység hosszra vonatkoztatott R , Ω/km , G , S/km , L , H/km és C , F/km paramétereiből származtathatók. Extrém frekvenciákon az alábbi közelítés érvényes:

$$\alpha(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \approx \sqrt{RG}, \quad \alpha(\omega)|_{\omega \rightarrow \infty} \approx Q\sqrt{RG} \quad (8.7)$$

$$\beta(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \approx \omega Q\sqrt{LC}, \quad \beta(\omega)|_{\omega \rightarrow \infty} \approx \omega\sqrt{LC} \quad (8.8)$$

$$Q = \frac{1}{2} \left[\sqrt{\frac{RC}{GL}} + \sqrt{\frac{GL}{RC}} \right] \geq 1, \quad Z_0(\omega)|_{\omega \rightarrow \infty} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (8.9)$$

ahol a jósági tényező TEM vezetékek esetén $Q = 8 \dots 30$ -ra adódik.

0 frekvenciától ∞ frekvenciáig a csillapítás Q arányában nő, a késleltetés Q arányában csökken. A 8.1. táblázat értelmében ez kedvező jelenség, mert a késleltetési előírást hosszú összeköttetés esetén is teljesíteni kell, míg a csillapítás ellensúlyozására erősítőket használhatunk. A különböző TEM vezetékekre $\alpha = 0,03 \dots 4$ dB/km adódik.

8.3.4. Erősített hangfrekvenciás átvitel

A vezetékkel áthidalandó távolságot erősítés szempontjából szakaszokra osztjuk. Egy erősített szakasz hosszát elsősorban a közelvégi áthallás korlátozza. A távolvégi vagy közelvégi áthallást aszerint értelmezzük, hogy a jel terjedési iránya a két szomszédos vezetéken egymással megegyező-e avagy ellentétes (8.4. ábra).

Távolvégi áthallás Közelvégi áthallás

8.4. ábra. Áthallás erősített szakaszok között

Az ábrán P_h és P_z a hasznos, ill. a zavaró jelteljesítményt, α_t és α_k a távolvégi, ill. a közlővégi áthallási csillapítást, K pedig az áthallási védettséget jelöli. Adott α_k , α és K esetén l értéke meghatározható.

A 8.1. ábra négyhuzalos áramkörének α_1 , ill. α_2 csillapítását balról jobbra, ill. jobbról balra mérjük a két hibrid kéthuzalos végződése között. Így a két négyhuzalos ág csillapítása $\alpha_1 - 7$ dB, ill. $\alpha_2 - 7$ dB. Ha azonban a hibrideket lezáró kapcsolóközpontok működése közben időlegesen szakadás zárja le a két hibridet, zárócsillapításuk a (8.1) és (8.2) értelmében egyenként 7 dB. Jelölje a a szakadásokkal lezárt négyhuzalos áramkör hurokcsillapítását dB-ben kifejezve. A stabilitás elégséges feltétele: $\alpha_h > 0$ dB. E feltétel az $\alpha_h/2 > 0$ dB formában is megfogalmazható, amely az α_i csillapításokhoz közeli érték:

$$\frac{\alpha_h}{2} = \frac{\alpha_1 - 7 + 7 + \alpha_2 - 7 + 7}{2} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}, \text{ dB} \quad (8.10)$$

vagyis $\alpha_1 = \alpha_2 = a$ esetén $\alpha_h/2 = a$ adódik. Új áramkört $\alpha_h/2 = 7$ dB-re méretezünk. Az ágak csillapítása ilyenkor 0 dB, vagyis az erősítők éppen kompenzálják a vezetékek csillapítását, és így a négyhuzalos erősített áramkörrel tetszőlegesen hosszú távolság áthidalható.

Bár a négyhuzalos áramkör drágább, mint a kéthuzalos, mégis gazdaságos, mert a kapcsolóközpontok között sok előfizetőt szolgál ki. Az összeköttetés két szélén ez a hatás kevésbé érvényesül, ezért indokolt a kéthuzalos erősített áramkörök alkalmazása. A kéthuzalos áramkörrel áthidalható távolság viszont erősen korlátozott, mert a kéthuzalos erősítők újabb hurkokat hoznak a rendszerbe, amelyek egymásra is hatnak és ezen keresztül rontják az eredő stabilitást. A hurkok számát ezért nem célszerű 3 fölé növelni a teljes rendszerben.

A hibrid véges értékű zárócsillapítása nemcsak hurok-visszacsatolást, de a jel visszafordulása révén visszhangot is okoz. A visszhang annál zavaróbb, minél nagyobb a késleltetése. Mivel a négyhuzalos ág csillapítása hosszú összeköttetés esetén is zérus, a négyhuzalos áramkör visszhangja a meghatározó. Igen hosszú összeköttetésnél a négyhuzalos ágra emiatt mégis csak csillapítást kell beiktatni, vagy más megoldással kell a visszhangot lecsökkenteni.

8.4. Átvitel dielektromos hullámvezetővel

8.4.1. A dielektromos hullámvezetés alapelve

Nagy tisztaságú üvegszálaban $\alpha = 1,55 \mu\text{m}$ szabadtéri hullámhosszon $a = 0,2$ dB/km értékű csillapításminimum adódik az infravörös és a látható fény tartománya között (8.5. ábra). Az $1,3 \mu\text{m}$ és $1,7 \mu\text{m}$ közötti 54 THz szélességű sávban $\alpha < 0,5$ dB/km értékkel számolhatunk. Kisebb, ill. nagyobb hullámhosszokon a fény kölcsönhatásba lép az üveg elektronjaival, ill. atomjaival, ami csillapításnövekedést okoz. Kismértékű vízszennyezés esetén az $1,3 \mu\text{m}$ és

1,7 μ m közötti sávban csillapításcsúcsok jelennek meg a hullámhossz függvényében, ugyanakkor 0,85 μ m és 1,3 μ m hullámhosszokon további csillapításminimumok adódnak 2,5 dB/km és 0,6 dB/km csillapításértékkel. Az üvegszál átvitel jelentősége igen nagy, mert TEM vezeték alkalmazása esetén a vezetékes távközlés rézigénye meghaladná a Föld rézkészletét.

8.5. ábra. SI (Step Index) fényvezető szál

Homogén törésmutatójú üvegszál a szóródás miatt nem alkalmas fényvezetőnek. Kisebb törésmutatójú köpeny (8.5. ábra) alkalmazásával elérhető azonban, hogy $\sin \eta_{\min} = n_2 / n_1$ esetén teljes visszaverődés fordítsa vissza a szóródó sugarakat. A határértékhez tartozó δ segítségével bevezethető az NA numerikus apertúra, amely a teljes visszaverődés határán lévő maximális beesési szögre jellemző:

$$NA = \sin \delta_{\max} = n_1 \sin \varepsilon_{\max} = n_1 \cos \eta_{\min} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (8.11)$$

8.4.2. Fényadók és -vevők

A fényadók és fényvevők a foton-elektron kölcsönhatáson alapulnak. A működéshez szükséges körülményeket pl. félvezető diódákban lehet beállítani. A főbb rendszerparamétereket a 8.2. és a 8.3. táblázatban foglaljuk össze. Az LD lézerdiodát, a LED fényemittáló diódát, az APD lavina-fotodiódát jelöl.

A megfelelő eszközöket a rendszerspecifikáció ismeretében lehet kiválasztani. A fényadó diódák erősen nemlineárisak, ezért a távközlésben főleg impulzus-fényvezetős átvitelt (TDM) alkalmaznak.

8.4.3. A dielektromos hullámvezetők átviteli modellje

Az SI fényvezető szálban terjedő elektromágneses tér karakterisztikus egyenletének megoldását a 8.6. ábrán mutatjuk be, ahol β a hullám fázisforgatás jól ismert állandója, c a szabadtéri fénysebesség és a törésmutatók függetlenek a frekvenciától. A dielektromos hullámvezetőn csak hibrid módusok terjednek, TEM módusok nem. Az alaplómódus minden frekvencián, a többi módus a saját határfrekvenciája felett terjed. $\lambda_{üzemi}$ szabadtéri hullámhossz esetén M számú módus határfrekvenciája kisebb az $f = c / \lambda_{üzemi}$ frekvenciánál:

$$M \approx (\pi NA d / \lambda)^2, \quad \text{ha } M \gg 1 \quad (8.12)$$

8.2. táblázat. Fényadók főbb paraméterei

Paraméter		LED	LD
Kisugárzott teljesítmény,	mW	2...5	15...20

Belépési veszteség,	dB	15...25	3
Sávközép,	μ_m	0,85 1,3 1,55	1,3 1,55
	THz	350 230 200	230 200
Modulálatlan sávszélesség,	nm	30...100	0,5...5
	THz	10...30	0,15...1,5
Max. modulálófrequencia,	MHz	50...100	3000...20000
Élettartam,	h	100000000	1000000

8.3. táblázat. Az APD fényvevők főbb paraméterei

Paraméter		Si	Ge	InGaAs	
Sávközép,	μ_m	0,85	1,3	1,3	1,5
Max. modulálófrequencia,	GHz	0,15...1,5	0,5...2,5	0,5...4	0,5...2

8.6. ábra. A terjedő módusok karakterisztikái

Az SI szálak esetén mintegy 1000 módus terjed. Az egyes módusok csoportfutási ideje az üzemi frekvencián eltérő (8.6. ábra), ami a vett jelben a (8.5) egyenlet szerint $\Delta\tau_m = l(1/v_{c\min} - 1/v_{c\max})$ futásiidő-különbségű módusdiszperziót okoz. Ha $\Delta\tau$ szélességű, Gauss-impulzus alakú vett eredő jelalakot feltételezünk, akkor az átvitt impulzusok között legalább $\Delta\tau$ időközot kell hagyni, és a megfelelő B átvihető sávszélesség a

$$B = 0,44 / \Delta\tau \quad (8.13)$$

összefüggéssel számítható. Így a módusdiszperzió a $B_m l$ szorzattal jellemezhető:

$$B_m l = 0,44 \left[\frac{1}{v_{c\min}} - \frac{1}{v_{c\max}} \right] = K \quad (8.14)$$

ahol K a szálra jellemző konstans. A szál inhomogenitásai azonban móduscitolást okoznak, így a

$$B_m l^\zeta = K \quad (8.15)$$

tapasztalati összefüggéshez jutunk, ahol $\zeta = 0,5...1$.

A módusdiszperzió a geometriai optika modellezési szintjén úgy írható le, hogy a tengelyirányú és a visszaverődéssel terjedő sugarak által befutott úthossz eltérő. A módusdiszperzió jelentősen csökkenthető a GI (Graded Index) szál alkalmazásával, amelynek a mag széle felé csökkenő a törésmutatója. Így a mag széle felé megnő a hullám sebessége, és

az eltérő pályájú sugarak futási ideje kiegyenlítődik. A módusdiszperzió teljesen kiküszöbölhető, ha az üzemi frekvencián, ill. hullámhosszon csak az alaplómódus terjedhet, azaz, ha $\pi NA d / \lambda < 2,4$. Az ilyen SM (Single Mode) szál előállításához kis d ($5 \dots 10 \mu\text{m}$) és $n_1 - n_2$ ($0,003 \dots 0,008$) értékekre van szükség.

Az ún. kromatikus diszperzió azonban SM szálban is fellép. Ez abból adódik, hogy a 8.2. táblázat szerint a fényadók $\Delta\lambda$, ill. $\Delta\omega$ modulálatlan sáv szélessége olyan nagy érték, hogy ebben a sávban az alaplómódus $\beta(\omega)$ karakterisztikája nem tekinthető egyenesnek. A görbület az inflexiós pontban zérus (8.6. ábra). A görbület szempontjából jelentős tényező, hogy az $n(\lambda)$ az anyagrészecskék és a fény kölcsönhatásának eredményeként nem állandó. Így a 8.6. ábra értelmében akkor is görbült $\beta(\omega)$ adódna, ha a szál mindenütt n_1 törésmutatójú lenne. A kromatikus diszperzió figyelembevételével a $\beta(\omega)$ inflexiós pontja $1,3 \mu\text{m}$ körül található. Az analízis kedvéért a fényadó dióda spektrumát diszkrét vivők sokaságával modellezzük. A két szélső vivő futásiidő-különbsége adja a $\Delta\tau_c = \Delta\lambda d\tau(\lambda) / d\lambda = \Delta\lambda / D_c(\lambda)$ kromatikus diszperziót, ahol a kromatikus diszperziós tényező:

$$D_c(\lambda) = \frac{1}{l} \frac{d\tau(\lambda)}{d\lambda} = \frac{1}{l} \frac{d\omega}{d\lambda} \frac{d\tau(\omega)}{d\omega} = -\frac{\omega^2}{2\pi c} \frac{d^2\beta(\omega)}{d(\omega)^2} \quad (8.16)$$

amely valóban eltűnik a $\beta(\omega)$ inflexiós pontjában. Így a kromatikus diszperzió a módusdiszperzió (8.14)-es kifejezéséhez hasonlóan jellemezhető:

$$B_c l = \frac{0,44}{\Delta\lambda |D_c(\lambda)|} \quad (8.17)$$

Végül az átvihető eredő sáv szélességet a

$$B^{-2} = B_m^{-2} + B_c^{-2} + B_a^{-2} + B_v^{-2} \quad (8.18)$$

összefüggés határozza meg, ahol B_a és B_v a fényadó és -vevő maximális modulációs frekvenciája. A csillapítás és a diszperzió által együttesen meghatározott vonalszakasz hossz után impulzusfrissítő egységet, ún. regenerátort iktatunk be.

8.4.4. A dielektromos hullámvezetők felépítése

A fényvezető szál magját és köpenyét ötvözőkkel adalékolt üvegszálból húzzák és rögtön lágy műanyag burkolattal látják el. A következő réteg szilárd műanyag burkolat vagy zselével töltött műanyag cső. A fényvezető kábel fényvezető szálakból, kevlárszálakból (nagy szilárdságú stratégiai műanyag) és további műanyag burkolatból áll. A kábel csak akkor tartalmaz réz vezetőpárt, ha a regenerátorokat távtáplálással működtetjük. A lég-, behúzó-, föld-, folyami vagy tengeri kábeleket $1 \dots 5$ km-es gyártási hosszban szállítják dobra tekercselve.

A gyártási hosszakat ragasztással ($a = 0,2$ dB) vagy inkább hegesztéssel ($a = 0 \dots 0,5$ dB) kötik össze és a kötést védő muffal látják el. Az adó- és vevőegységhez csatlakozóval kötik be a szálát ($a = 0,2 \dots 1$ dB). A csatlakozót néhány m-es száldarabra szerelve szállítják, amelyet szereléskor hegesztéssel kötnek az első gyártási hosszhoz.

Feladatok:

1. Milyen hosszú lehet egy szimmetrikus kábel erősített szakasza, ha $R = 54,3 \Omega/\text{km}$, $G = 1 \mu\text{S}/\text{km}$, $L = 0,7 \text{ mH}/\text{km}$, $C = 38,5 \text{ nF}/\text{km}$, $K = 65 \text{ dB}$, $\alpha_k = 91 \text{ dB}$?

$$(l = 14,9 \text{ km})$$

2. Hány N gyártási hosszából állhat az alábbi fényvezetős regenerátor szakasz ?

Fényadó: LD, $E_a = 1 \text{ GHz}$, $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$, $D_1 = 5 \text{ nm}$.

Fényvezető: GI, $B_m(l = 1 \text{ km}) = 4,8 \text{ GHz}$, $l_{\text{gyártási}} = 1 \text{ km}$, $\zeta = 0,8$, $D = 5 \text{ ps}/(\text{km}\cdot\text{nm})$, $\alpha = 0,8 \text{ dB}/\text{km}$, $\alpha_{\text{csatlakozó}} = 0,9 \text{ dB}$, $\alpha_{\text{hegesztés}} = 0,15 \text{ dB}$.

Fényvevő: Ge APD, $E_v = 1 \text{ GHz}$.

Átvitel: $B = 0,2 \text{ GHz}$, $a = 45 \text{ dB}$.

$$(N = 42)$$

Ellenőrző kérdések:

1. Milyen mértékegység adódik α , β , γ -ra a (8.3)-ból?
2. Mi határozza meg a csillapítás értékét rövid, ill. hosszú négyhuzalos összeköttetés esetén?
3. Melyik diszperzió lép fel SI fényvezető szálban?
4. Tartalmaz-e fémet a fényvezető kábel?

Irodalom

- [1] Simonyi K.: Elméleti villamosságtan. Budapest, Tankönyvkiadó, 1976.
 [2] Izsák M. főszerk.: Távközléstechnikai kézikönyv. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1979.
 [3] Cebe L.: Fénytávközlés I. Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola, Kézirat, 1106 KKVMF, Budapest, 1990.

Jelölések

B sáv szélesség

a csillapítás

α csillapítási állandó

C kapacitás/km	b fázisforgatás	β fázisforgatási állandó
D diszperziós tényező	c fénysebesség	γ terjedési állandó
G vezetés/km	f frekvencia	δ szög
K áthallási védettség	j képzetes egység	ε szög
L induktivitás/km	l vonalszakasz hossza	ζ diszperziós kitevő
M módusok száma	p komplex frekvencia	η szög
Q jósági tényező	n törésmutató	$\Delta\lambda$ spektrális szélesség
R ellenállás/km	v hullámsebesség	ρ reflexiós tényező
T késleltetés		λ hullámhossz
U feszültség		τ futási idő
Z impedancia		ω körfrekvencia

Rövidítések

CCITT Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique - Nemzetközi Távíró és Telefon Tanácsadó Bizottság

FDM frequency division multiplex - frekvenciaosztású nyalábolás

TDM time division multiplex - időosztású nyalábolás

CDM code division multiplex - kódosztású nyalábolás

TEM transzverzális elektromos mágneses

HH hosszúhullám

KH középhullám

RH rövidhullám

URH ultrarövidhullám

LED light emitting diode - fényemittáló dióda, LED

LD laser diode - lézerdíóda

APD avalanche photo diode - lavina-fotodíóda

SI step index - lépcsős törésmutató

GI graded index - folytonos törésmutató

SM single mode - egymódusú

9. A RÁDIÓCSATORNA

A híradástechnikai alkalmazások és a rádiózás fejlődésével egyrészt növekszik az üzemelő rádióberendezések száma, másrészt újabb területeken alkalmazzák a rádiótechnikát. Mindez azzal jár, hogy a rádiórendszereknek a minőségileg új és fokozott követelményeket egyre bonyolultabb elektromágneses környezetben kell kielégíteniük. Emiatt egyre fontosabbá válik, hogy a rádió-összeköttetések paramétereit pontosabban tudjuk becsülni az optimális frekvenciagazdálkodás érdekében.

A következőkben bemutatjuk a rádió-összeköttetéseket modellező rádiócsatornát, és áttekintjük a rádiócsatorna jellemzésére használt modelleket.

9.1. Az elektromágneses spektrum felosztása és felhasználása

A híradástechnika fejlődésével a rádiózásban felhasznált elektromágneses spektrum egyre szélesedett, és már a rádiózás korai szakaszától frekvenciasávokra osztották a hullámterjedési tulajdonságok és az alkalmazási területek szerint. Ez a felosztás állandóan változott, és a nagyobb frekvenciák felhasználásával új frekvenciasávokkal bővült. A 9.1. táblázatban bemutatjuk a rádiótechnikában felhasznált elektromágneses spektrum jelenlegi felosztását és az egyes frekvenciasávok jellegzetes alkalmazási területeit.

9.1. táblázat. Az elektromágneses spektrum és tipikus alkalmazásai

√ Frekvenciasáv Alkalmazási terület

3...300 kHz Navigáció, szonár, irányadók

√ 300...3000 kHz AM-műsorszórás, tengerirádiózás, iránymérés

√ 3...30 MHz Rövidhullámú műsorszórás, amatőrrádiózás

√ 30...300 MHz Televíziós és FM-műsorszórás,

√ légi közlekedés-irányítás, mobilrádió

√ 300...3000 MHz Tv-műsorszórás, műholdas összeköttetések

√ 3...30 GHz Légiradar, mikrohullámú összeköttetések,

√ mobilrádió, műholdas összeköttetések

√ 30...300 GHz Radar, kísérleti célok

√

A jellemző hullámterjedési módok és az őket leíró modellek az egyes frekvenciasávokban mások, ezért a továbbiakban a hullámterjedési módok bemutatásakor a jellemző frekvenciasávot is ismertetjük.

√

9.2. A rádiócsatorna definíciója

√

√ A rádiócsatorna definíciójához előbb határozzuk meg az antennát: az antenna elektromágneses hullámok kisugárzására és vételére alkalmas eszköz.

Az antenna rendszertechnikailag a tápvonal és a szabad tér közötti transzformátor, amely a tápvonalon hozzávezetett energiát kisugárzott elektromágneses hullámmá (adóantenna), az antennára beeső elektromágneses hullámot pedig vezetett hullámmá alakítja (vevőantenna).

A rádiócsatorna alapvetően az a közeg, amely az adó- és a vevőantenna között terjedő rádióhullámok fontosabb tulajdonságait (amplitudó, fázis, polarizáció, spektrum) meghatározza. Rendszertechnikai szempontból a rádiócsatorna az adóantenna bemenete és a vevőantenna kimenete közötti kétkapu (9.1. ábra).

9.1. ábra. Rádiócsatorna

E kétkapu csillapítása a szakaszcsillapítás, amelyet a következőképpen határozunk meg:

$$a = 10 \lg \frac{P}{P_0}, \text{ dB} \quad (9.1)$$

ahol P az adóantennába betáplált teljesítmény, P_0 a vevőantennából kivehető maximális hatásos teljesítmény.

A szakaszcsillapítást elsősorban az adó- és vevőantenna közötti közeg tulajdonságai határozzák meg. A pontos összefüggések megállapításához a későbbiekben a hullámterjedési módokat kell megvizsgáljunk.

9.3. Fontosabb antennajellemzők

√

√ 9.3.1. Az antenna mint térbeli szűrő

Az antenna fontos jellegzetessége, hogy sugárzása a tér különböző irányába, ill. érzékenysége ezen irányokból nem egyenletes, hanem irányított. Az antenna ezen tulajdonságát az antenna iránykarakterisztikája határozza meg.

Az adóantenna a betáplált teljesítményt az iránykarakterisztikával súlyozva sugározza ki, a vevőantenna pedig a beeső hullámot ezzel súlyozva veszi. Az antennát tehát térbeli szűrőnek tekinthetjük.

9.3.2. Az antenna iránykarakterisztikái

A gyakorlatban rendszerint az antenna távoltere érdekes, ezért az iránykarakterisztikával az antenna távolterének irányfüggését adjuk meg. Az antenna távolteréni-tererőssége y és v irányú, lineárisan polarizált komponensekkel felírva egy adott $\mathbf{r}=(r,y,v)$ helyen a következő:

√

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}(r,y,v) = E(\mathbf{r}) \mathbf{p}(\mathbf{r}) = \exp(-j\beta r) U(y,v) \mathbf{p}(y,v) \quad (9.2)$$

ahol E a térerősség skalár amplitúdója, $\mathbf{p} = p_e + p_h$ a polarizációs vektor.

Az antenna által létrehozott teljesítménysűrűséget írjuk fel a (9.2) képlet segítségével, és emeljük ki a maximális teljesítménysűrűséget, vagyis vezessük be a $P_{(y,v)}$ normalizált teljesítménykarakterisztikát:

$$S(r,y,v) = \frac{P_{(y,v)}}{P_{(y,v)_{max}}} = S(r) P_{(y,v)}. \quad (9.3)$$

Az $F_{(y,v)} = P_{(y,v)}$ valós függvénnyel definiáljuk a normalizált feszültség-iránykarakterisztikát, vagy más néven az amplitúdó-iránykarakterisztikát.

A gyakorlatban az antennák három dimenziós iránykarakterisztikái helyett annak síkmetszeteit ábrázolják. A két leginkább használt metszet a $v = 0$ és 90 -hoz tartozó, és ezeket E és H síkú iránydiagramoknak nevezzük (9.2. ábra).

9.2. ábra. Antenna-iránykarakterisztikák 9.3. ábra. Antenna-iránykarakterisztikák térbensíkban

Az antenna irányítottságát egyes esetekben elegendő a főnyaláb fokokban mért szélességével jellemezni. Erre szolgál φ , a 3 dB-es vagy félteljesítményű irányélességi szög, valamint θ , főleg mikrohullámú antennák esetében θ , a 10 dB-es irányélességi szög és α , a főnyaláb kúpszöge, amelyeket a főnyalábot határoló nullirányok között mérünk (9.3. ábra).

A gyakorlatban használt antennák iránykarakterisztikája igen változatos képet mutat. Ezek közül az izotrop antennát emelnénk ki. Ilyent valójában nem lehet készíteni, de referenciaantennaként használatos, és iránykarakterisztikája $F_{(y,v)} = 1$.

9.3.3. Irányhatás és nyereség

Az antenna irányítottságát az irányhatással jellemezhetjük, amely a főirányban ψ kisugárzott teljesítménysűrűség és az azonos P teljesítményt kisugárzó izotrop antenna teljesítménysűrűségének a hányadosa:

ψ

$$D = S/S, \quad (9.4)$$

ahol $S = P/(4\pi r^2)$.

Az antennanyereség a főirányban kisugárzott teljesítménysűrűség és az azonos P bemenő teljesítményű izotrop antenna teljesítménysűrűségének hányadosa:

$$G = S/S, \quad (9.5)$$

ahol $S = P/(4\pi r^2)$.

A nyereség tehát transzfer jellemző, vagyis függ az antenna veszteségétől. A (9.5) definícióból következik, hogy az antenna veszteségeit kifejező hatásfok a következő:

$$\eta = \frac{G}{D} = \dots \quad (9.6)$$

A gyakorlatban alkalmazzák még az irányfüggő nyereséget és az irányhatást is, amely $G_{(y,v)} = G F_{(y,v)}$, és $D_{(y,v)} = D F_{(y,v)}$.

9.3.4. A vevőantenna hatásos felülete

A vevőantenna Z belső impedanciájú, U üresjárású feszültségű aktív egykapu, amelyből maximálisan P hatásos teljesítmény vehető ki. A vevőantennát azok a konverziós tényezők jellemzik, amelyek a beeső hullám és a tápvonalon terjedő hullám között létesítenek kapcsolatot. A vevőantenna egyik konverziós jellemzője a hatásos felület, amely definíciószerűen:

$$A = P/S, \quad (9.7)$$

ahol S a beeső teljesítménysűrűség.

A (9.7) definíciónál feltételezzük, hogy a vevőantenna és a beeső hullám között polarizációillesztés van. A reciprocitási tétellel bizonyítható, hogy egy antenna nyeresége és hatásos felülete között az alábbi összefüggés áll fenn:

$$G_{(y,v)} = 4\pi S_{(y,v)} A_{(y,v)} \quad (9.8)$$

A (9.8) képlet ismeretében egy (reciprok) antennát elegendő az egyik paraméterrel leírni, ami rendszerint az antennanyereség.

9.4. Hullámterjedési módok

Mint ahogy a 9.2. szakaszban rámutattunk, a rádiócsatorna határozza meg az adó- és a vevőantenna között terjedő rádióhullámok fontosabb tulajdonságait. A következőkben megvizsgáljuk, hogy milyen mechanizmusok útján valósulhat meg a hullámok terjedése. A 9.4. ábrán összefoglaljuk a főbb hullámterjedési módokat, amelyek a következők: közvetlen vagy direkt, reflektált, felületi, diffrakciós, troposzférikus szórással megvalósuló és ionoszférikus hullámterjedés.

∇

9.4. ábra. A főbb hullámterjedési módok

9.4.1. Közvetlen hullám és szabadtéri csillapítás

Az akadálymentes, szabad térben terjedő hullám leírásához a hullámvezető közeget áram- és töltésmentes, homogén, ideális dielektrikumként, első közelítésben vákuumként modellezzük.

A Maxwell-egyenletekből felírható hullámegyenlet általános megoldásaként síkhullámot kapunk. A teljesítménysűrűség az adóantennától r távolságban kifejezhető az adóantennába táplált teljesítménnyel az (9.5) képletből:

$$S_{(y,v)} = G F_{(y,v)} / (4\pi r^2) \quad (9.9)$$

A szabadtéri csillapítás a rádiócsatorna csillapítása közvetlen hullámterjedés esetén. Ezen szakaszcsillapítás levezetéséhez a (9.9) képlet alapján írjuk fel a teljesítménysűrűséget a

vevőantenna helyén, az adóantennától r távolságban feltételezve, hogy a vevőantenna az adóantenna fő sugárzási irányában van.

A (9.2) és (9.9) képlet alapján a szabadtéri térerősség:

$$E = \dots \dots \dots (9.10)$$

A vevőantenna a beeső hullám teljesítménysűrűségét a (9.7) definíció alapján teljesítménnyé alakítja, és így a vevőantennából maximálisan kivehető hatásos teljesítmény:

$$P = P \dots \dots \dots (9.11)$$

Az antennák hatásos felülete és nyeresége között fennálló (9.8) kapcsolatot felhasználva, az adó- és vevőantenna A és A hatásos felületével kifejezve a szabadtéri csillapítás:

\forall

$$a = \dots \dots \dots = \dots \dots \dots ,$$

vagy logaritmikus formában

$$a = 20 \lg (\dots) \text{ dB} \quad (G + G), \text{ dB} \quad (9.12)$$

$G = 0$ és $G = 0$ esetén a (9.12) összefüggést izotrop antennák között értelmezett szabadtéri csillapításnak nevezzük.

9.4.2. A refrakció

A közvetlen hullám terjedésének számításakor még egy fontos hatást, a refrakciót (elhajlást) kell figyelembe venni. A vákuumban létrejövő egyenes vonalú hullámterjedéssel szemben a légkörben a rádió- és optikai hullámok a levegő változó törésmutatója miatt elhajlanak. Ezt a jelenséget nevezzük refrakciónak.

A levegő törésmutatója 1-nél nagyobb és a magassággal csökken, a tengerszinten, mérsékelt égövön $n = 1,0003$. A könnyebb kezelhetőség érdekében vezessük be az N törésmutató-indexet az $n = 1 + 10N$ definícióval.

A levegő törésmutató-indexét megadhatjuk empirikusan, a meteorológiai tényezőkkel kifejezve:

$$N = 77,6p/T + 3,73w10e/T, \quad (9.13)$$

ahol p a légnyomás, mbar; e a vízgőz parciális nyomása, mbar; T a levegő hőmérséklete, K.

Nagyszámú mérés alapján a mérsékelt égövön (standard atmoszféra) a törésmutató-indexet a következő exponenciális kifejezés írja le a tengerszint feletti magasság (h) függvényében:

$$N(h) = 315w \exp (-0,136h). \quad (9.14)$$

A légkör törésmutatójának változása miatt a rádióhullámok standard atmoszférában a 9.5. ábrán látható módon a Föld felé hajlanak.

9.5. ábra. A rádióhullámok elhajlása

A gyakorlatban a hullámterjedési számításokat nem görbült hullámútra végezzük, hanem az R tényleges fűdsugár helyett egy effektív fűdsugarat definiálunk, és az $R = kR$ sugarúnak tekintett Fűd fölűtt a hullámutat egyenesnek tekintjűk.

A k fűdsugártényezű értéke a légkűr törésmutatójának gradiensével és az $R = 6370$ km tényleges fűdsugárral kifejezve:

$$k = \dots \dots \dots \quad (9.15)$$

A (9.14) képlettel leűrt standard atmoszfűra mellett a fűdsugártényezű $k = 4/3$, és $\sqrt{}$ így az effektív fűdsugár $R = 8500$ km.

9.4.3. Talajreflexiű

A rádiűhullámok talajrűl való visszaverűdését a vesztesűes dielektrikumrűl reflektálűdű sűkhullámok tűrvűnyei alapján vizsgáljuk. A sűkhullámnak az ϵ permittivitásű és s vezetűkűességű, vűgtelen kiterjedűsű fűltűrrűl való visszaverűdésekor a reflektált (E) és a beesű (E) tűrerűssűg kűzűttű kapcsolatot a kűvetkezű definűciű szerinti fűdreflexiűs tényezű adja meg:

$$G = \dots \dots \dots \quad (9.16)$$

Az 9.6. ábrán a horizontális és vertikális polarizációra vonatkozű reflexiűs tényezűt mutatjuk be.

9.6. ábra. Fűdreflexiűs tényezű

A gűrbűkűrűl leolvashatű legfontosabb tulajdonság az, hogy kis beesűsi szűgekre ($\gamma < 5$), a polarizációtűl fűggetlenül, tetszűleges frekvencián a reflexiűs tényezű ≈ 1 értékű.

A mäsik fontos tulajdonság az, hogy vertikális polarizáció esetén a fűdreflexiűs tényezűnek minimuma van az ún. pszeudo-Brewster-szűgnél, ill. ideális dielektrikumon való reflexiű esetén a Brewster-szűgnél $G_1=0$.

9.4.4. Sűk fűd feletti kűtutas hullámterjedűs

A 9.7. ábrán láthatű a kűtutas hullámterjedűs modellje, amely elsűsorban URH és mikrohullámű, látűhatáron belűli összekűttetűsek, valamint mobilrendszerek vizsgálatánál használhatű. A vevűantenna jele a kűzvetlen és a reflektált hullám eredűjének hatására keletkezik.

$\sqrt{}$ Az E kűzvetlen és az E reflektált tűrerűssűg-komponensek összegezűsűvel kiszámíthatű a vevűantenna helyén lűtrejűvű tűrerűssűg, E . A kűt hullám úthosszkűlűnbűsűgűvel, D -val kifejezve:

$$E = E + E = E + E_G \exp(jbD). \quad (9.17)$$

Lapos beesés esetén a $G = 1$ közelítés alkalmazható, és ekkor

$$E = E + E = E(1 + \exp(jbD)). \quad (9.18)$$

9.7. ábra. Kétutas hullámterjedés

A D úthosszkülönbséget az összeköttetés paramétereivel írhatjuk fel:

$$D = R - R = \dots \quad (9.19)$$

A (9.18) és (9.19) képlet alapján a vevőantenna helyén a térerősség abszolút értéke:

$$|E| = 2 |E_1| \sin b \dots \quad (9.20)$$

Így a kétutas hullámterjedés szakaszcsillapítása a következő:

$$a = 20 \lg \dots - G \dots G. \quad (9.21)$$

9.4.5. Diffrakciós terjedés

Ha a szabad térben terjedő hullám útjában akadály van, akkor a geometriai optika szerint az "árnyékban lévő antenna" helyére nem jut energia. A valóság azonban ezt nem igazolja. A helyes fizikai modell a hullámoptikán alapul, és eszerint az adóantennából kiinduló hullámfrontot másodlagos Huygens-forrásnak kell tekinteni, és minden egyes elemének a sugárzását a vevőantenna felé fázishelyesen kell összegezni.

A terepakadályokat általában parabolikus henger- és kúpszerű modellel veszik számításba. Késél diffrakciós modellnél a vételi térerősség a késél relatív magasságának függvényében a 9.8. ábrán látható.

9.4.6. Felületi hullámú terjedés

A felületi hullámok a jól vezető föld és a levegő határfelülete mentén alakulnak ki a hullámhosszhoz képest kis antennamagasságok esetén, mivel ekkor a közvetlen és a reflektált hullám kioltja egymást. A talaj általában néhány kHz-től néhány MHz-ig jó vezetőképeségű közegnek tekinthető, így ebben a frekvenciasávban az elsődleges terjedési módnak a felületi hullámú terjedés tekinthető. A rádiócsatorna csillapítása ekkor közelítőleg arányos a szakasztávolság negyedik hatványával. A gyakorlatban használt szakasztávolság néhány száz km.

9.8. ábra. A térerősség változása késéldiffrakció esetén

A talaj és a levegő határfelületén haladó felületi hullám elektromos erővonalai vertikális polarizációra - a talaj véges vezetőképesége miatt - a haladás irányában megdőlnek.

A talajhullámok térerőssége s vezetőképeségű sík talaj és vertikális polarizáció esetén a következő képlettel adható meg:

$$E = E A(p), \quad (9.22)$$

ahol $A(p) = \dots$ a felületi hullám csillapítási tényezője; $p = \dots$ a numerikus távolság.

A szakaszcsillapítás a (9.22) képlet felhasználásával

$$a = 10 \lg \dots \quad \&emdash; G - G, \text{ dB.} \quad (9.23)$$

Nagy távolságokra $A(p) \sim 1/(2p)$, és ekkor a szakaszcsillapítás közelítőleg arányos a szakasztávolság negyedik hatványával.

A felületi hullámok csillapítása horizontális polarizációra lényegesen nagyobb, mint vertikális polarizációra, ezért a gyakorlatban csak az utóbbi polarizáció terjedt el.

A felületi hullámok nagy előnye, hogy a talaj és a levegő átmenetén terjedve, a talaj görbületét követve, nagy távolságokba, látóhatáron túlra is képesek eljutni.

√ 9.4.7. Troposzférikus szórás

A földi légkör törésmutatója (ahogy a refrakció jelenségénél bemutatottuk) hosszú idő átlagában jól leírható módon, szabályosan változik. Emellett a levegő törésmutatójában mindig előfordulnak diszkontinuitások is, amelyeknek az oka a levegő páratartalmának, hőmérsékletének és nyomásának hely szerinti gyors változása. Ezek a változások csekélyek, de nagy adóteljesítmény mellett jelentős szórt teljesítményt hoznak létre.

A troposzférikus összeköttetések 200 MHz-től 10 GHz-ig működnek. A frekvencia csökkentésének a szükséges nagy nyereségű antennák jelentős mérete szab határt, nagyobb frekvenciákon pedig a szakaszcsillapítás válik túl nagygyá. A troposzférikus összeköttetések jellegzetessége a vételi térerősség jelentős ingadozása. Az összeköttetések tipikus távolsága néhány száz km, rendszerint nem több, mint 800 km. Többnyire a troposzféra 10 km alatti rétegében alakul ki az összeköttetések megvalósulásához szükséges nagyságú szórás.

A troposzférikus szórással létrejövő összeköttetés megvalósulásának feltétele, hogy az adó- és vevőantenna nyalábja ún. közös szórótérfogatot hozzon létre.

9.4.8. Az ionoszférikus hullámterjedés

Az ionoszféra a légkör azon rétege, amely a 40...100 km-es földfelszín feletti magasságban helyezkedik el. Az ionoszférában nagyszámú ionizált gázcsepscse van. Az ionizáció fő forrása a Nap ibolyántúli és részecskesugárzása, ill. a légkörbe jutó meteoritok ionizáló hatása. Mivel az ionizációt főképpen a Nap okozza, ezért az ionoszféra állapota szorosan összefügg a naptevékenységgel. Az ionoszférikus rétegeket a térfogategységre eső szabad elektronok számával jellemzik.

Az elektronsűrűség helyi maximumai alapján D, E és F rétegeket különböztetünk meg. Az F réteg napközben két rétegre, az F és F-re szakad, éjszaka viszont csak a D és az F rétegek jelentkeznek.

A rádióhullámok a közeg törésmutatójának változása miatt az ionoszférikus rétegről reflektálódnak.

Minden réteghez tartozik egy maximális frekvencia, amely a rétegről még éppen visszaverődik, és ezt az adott réteg kritikus frekvenciájának nevezzük. A réteg határfrekvenciájának annak a rádióhullámnak a frekvenciáját nevezzük, amely az ionoszférikus rétegről 0,5 valószínűséggel verődik vissza. Az adott réteg határfrekvenciája az a frekvencia, amelynél az ionoszférikus rétegről a rádióhullámok 50% valószínűséggel verődnek vissza. Ferde szögű beesésnél az f kritikus frekvenciánál nagyobb frekvenciájú jelek is visszaverődnek, és ekkor a maximális használható frekvencia (MUF) és a kritikus frekvencia közti kapcsolatot a j beesési szöggel az $MUF = f/\sin j$ összefüggés adja meg.

Ellenőrző kérdések

1. Mi a rádiócsatorna?
2. Írja fel a szakaszcsillapítás definícióját!
3. Mit jelent az antenna térbeli szűrő jellege?
4. Mi a normalizált teljesítmény-iránykarakterisztika?
5. Mi a normalizált feszültség-iránykarakterisztika?
6. Mit nevezünk iránydiagramnak?
7. Mi a nyereség és az irányhatás definíciója?
- √ 8. Mi az antenna hatásos felületének definíciója?
9. Sorolja fel a hullámterjedési módokat!
10. Írja fel a kétutas hullámterjedés szakaszcsillapítását!

Feladatok

1. Számítsa ki az $r = 10$ km szakasztávolságú, $f = 450$ MHz frekvencián üzemelő rádió-összeköttetés szabadtéri csillapítását! Az adó- és a vevőantenna nyeresége egyaránt 20 dB.
2. Számítsa ki — kétutas hullámterjedést feltételezve — a vételi helyen a térerősséget $P = 10$ W adóteljesítmény, $f = 145$ MHz üzemi frekvencia és $r = 5$ km szakasztávolság mellett! A földreflexió tényező értéke legyen $G = \text{—1}$, az adó- és a vevőantenna magassága egyaránt $h = h = 10$ m, és az adóantenna nyeresége $G = 10$ dB.

Irodalom

- [1] Collin, R.: Antennas and radiowave propagation. New York, McGraw-Hill, 1985.
- [2] Stutzman, W.— G. Thiele: Antenna theory and design. New York, John Wiley, 1981.

Jelölésjegyzék

aszabadtéri csillapítás

aszakaszcsillapítás

A, A_a vevő-, ill. adóantenna hatásos felülete

D_{az} antenna irányhatása

D_(y,v)irányfüggő irányhatás

ea vízgőz parciális nyomása

E_{az} antenna által szabad térben létrehozott térerősség

F_(y,v)normalizált feszültség-iránykarakterisztika

G_(y,v)az antenna irányfüggő nyeresége

kföldsugártényező

n_a levegő törésmutatója

N_a levegő törésmutató-indexe

p_{légnyomás}

P_{az} adóantennába betáplált teljesítmény

P_a vevőantennából maximálisan kivehető hatásos teljesítmény

P_(y,v)normalizált teljesítmény-iránykarakterisztika

P_{az} antenna által kisugárzott teljesítmény

R₆₃₇₀ km, a Föld sugara

R_{effektív föld}sugár

S_tteljesítménysűrűség

S_{az} izotrop antenna által szabad térben létrehozott teljesítménysűrűség

T_a levegő hőmérséklete

U_{az} antenna üresjárású feszültsége, vevőantennaként alkalmazva

Z_{az} antenna bemeneti impedanciája

$b=2p/1$ fázistényező

G földreflexiós tényező

G, G földreflexiós tényező horizontális, ill. vertikális polarizációra

λ üzemi hullámhossz

10. ZAJ

Általános értelemben a híradástechnikai rendszer elektromágneses környezetének tekinthetjük a természetes forrásokból származó zajokat és a mesterséges források által keltett zavarokat. A híradástechnikai feladatok megoldását nagymértékben megnehezíti, hogy a jelfeldolgozás során zaj és zavar rakódik rá a hasznos jelre.

A következőkben megadjuk a zajjelenségekkel kapcsolatos alapvető fogalmakat és a legfontosabb törvényszerűségeket. Vizsgálatainkat szinte kizárólag a termikus zajra korlátozzuk, egyéb zajfajtákra vonatkozó megfontolásainkban csupán a jelenségek fogalmi bevezetésére szorítkozunk.

10.1. Termikus zaj

A zajjelenségeket több szempontból is lehet osztályozni. Felosztásunk alapját képezheti a zaj mint sztohasztikus folyamat amplitudóeloszlása, a teljesítménysűrűség-spektrumának a frekvenciától való függése, a zajforrás fizikai természete stb.

A zajforrások egyik fontos osztályát jelentik azok a zajforrások, amelyekben a zaj a hőmérsékleti egyensúly körül létrejövő véletlenszerű fluktuációk következtében jön létre. A fluktuációk pontos leírásával a statisztikus fizika foglalkozik. Mi az elméleti fizikai vizsgálatok végeredményéből indulunk ki, amely szerint egy T abszolút hőmérsékletű (tetszőleges felépítésű) passzív hálózat kapocspárjából kivehető zajteljesítmény-sűrűség a következő egyenlettel jellemezhető (Planck-törvény):

$$S(f) = \frac{2hf^3}{c^3} \frac{1}{e^{hf/kT} - 1}, \quad (10.1)$$

ahol S az egyoldalas teljesítménysűrűség-függvény, f a frekvencia, h a Planck állandó, k a Boltzmann-állandó, T az abszolút hőmérséklet. Az egyenlet megadja a fizikai rendszerből kivehető maximális teljesítményt a frekvencia függvényében.

Kis frekvencián az összefüggés nevezőjében szereplő exponenciális kifejezés változója kicsi, így a függvény Taylor-sorának első két tagjával közelíthető:

$$S(f) = \frac{2hf^3}{c^3} \frac{1}{1 + hf/kT} \approx \frac{2hf^3}{c^3} \frac{1}{1 + hf/kT} \sim kT. \quad (10.2)$$

A közelítés annál pontosabb, minél kisebb a frekvencia, és minél nagyobb a hőmérséklet. Pl. 30 GHz-es frekvencián (hullámhossz 1 cm), 30 K hőmérsékleten a kT értéktől való eltérés közelítően 0,1 dB.

Merőben mások a numerikus viszonyok az optikai tartományban, pl. 200 THz-en λ (hullámhossz 1,5 μ m) a zaj nagysága még 1000 K hőmérsékleten is kisebb, mint a kT λ érték ezredrésze. Az előbbieket szerint, a zaj frekvenciafüggése alapján elkülönül a "rádió-" és az "optikai tartomány", a "rádiótartományban" a zaj teljesítménysűrűsége gyakorlatilag állandó (kT), az "optikai tartományban" pedig a termikus zaj elhanyagolható.

A zajteljesítmény általános esetben:

$$P = \int G(f) S(f) df, \quad (10.3)$$

ahol $G(f)$ a vizsgált rendszer elem teljesítményerősítése.

A gyakorlatban az átviteli sávon belül állandónak tekinthető a zaj teljesítménysűrűsége a frekvencia függvényében (fehérzaj):

$$S(f) = N. \quad (10.4)$$

A konstans kiemelhető az integrálból, így a zaj teljesítményére a

$$P = NG \int G(f) df \quad (10.5)$$

kifejezés adódik, ahol G a sávközépen mért erősítés. A kifejezésből kiolvasható, hogy ha definiáljuk az ún. zajsáv szélességet

$$B = \int G(f) df, \quad (10.6)$$

akkor a zajteljesítmény szempontjából úgy számolhatunk, mintha az erősítés állandó lenne az egész átviteli sávban.

10.2. Az átviteli rendszer jellemzése a zaj szempontjából

Mivel az átviteli rendszer a saját zaját is hozzáadja az általa feldolgozott jelhez, a kimeneten megjelenik a hasznos jel, a bemeneti forrásból származó zaj, valamint az átviteli rendszer saját zaja. Célszerű és rendszertechnikai számításoknál szokás a jel leírásakor olyan normalizálást alkalmazni, hogy a teljesítményt közvetlenül négyzetre emeléssel lehessen meghatározni. Pl., ha u feszültség mérhető R ellenálláson, akkor a normalizált jel az

$$s = \frac{u}{\sqrt{R}} \quad (10.7)$$

kifejezéssel definiálható. A kimeneti időfüggvény, ha az átviteli sávban a rendszer frekvenciafüggésétől eltekinthetünk:

$$s = A s_i + A n_i + n_o, \quad (10.8)$$

ahol A a rendszer átviteli tényezője; s_i a bemenőjel időfüggvénye; n_i a bemenőzaj időfüggvénye; n_o az átviteli rendszer által keltett zaj időfüggvénye. A kimenő átlagteljesítmény:

$$P = \overline{s^2} = A^2 \overline{s_i^2} + A^2 \overline{n_i^2} + \overline{n_o^2}. \quad (10.9)$$

Az egyes komponensek között függetlenséget tételezhetünk fel, ezért az egyes összetevők szorzatának várható értéke nulla, tehát elhagyható:

$$P = A_n + A_n + n \cdot (10.10)$$

Figyelembe véve, hogy az átviteli tényező négyzete a G teljesítményerősítéssel azonos, a

$$P = GP + GP + P \quad (10.11)$$

alakot kapjuk, ahol P a bemenőjel teljesítménye, P a bemenőzaj teljesítménye és P az átviteli rendszer által termelt zaj teljesítménye. A kifejezés látszólag magától értetődő állítást tartalmaz, nevezetesen azt, hogy a kimenő teljesítmény a felerősített bemenő P jel- és P zajteljesítményből, valamint az átviteli rendszer saját P zajteljesítményéből tevődik össze. Az előbbi levezetés azonban világosan mutatja, hogy a teljesítmények összegzése csak független források feltételezése mellett érvényes, általános esetben viszont a források közötti kapcsolatot is figyelembe kell venni.

Kifejezhetjük a bemenő zajteljesítményt a forrás zajhőmérsékletével is:

$$P = GP + GBkT + P, \quad (10.12)$$

ahol B a zajsáv szélesség. Átrendezve a következőt kapjuk:

$$P = GP + GBkT + P \quad (10.13)$$

Láthatóan, átviteli rendszerünk hatása úgy vehető figyelembe, mintha megnövekedett volna a bemeneti zajhőmérséklet az ún. bemenetre redukált zajhőmérséklettel:

$$P = GP + GBkT + P = GP + GP + GBkT \quad (10.14)$$

Az átviteli rendszer bemenetre redukált zajhőmérséklete az átviteli blokk fontos paramétere, és egyértelműen jellemzi az átviteli blokkot a zajhozzájárulás szempontjából.

A bemenetre redukált zajhőmérsékleten kívül a zajtényező megadásával is jellemezhetők az átviteli blokkok. Zajtényezőnek nevezzük a kimenő zajteljesítmény és a bemenő zajteljesítmény felerősített értékének az arányát abban az esetben, ha a bemeneti zajforrás hőmérséklete a $T = 290$ K referencia-hőmérséklettel egyenlő. A zajtényező matematikai alakja:

$$F = \frac{P_{\text{out}}}{G P_{\text{in}}} \quad (10.15)$$

Mivel a kimenő hasznos jel teljesítménye a bemenő teljesítmény G -szerese, a F zajtényező azt is kifejezi, hogy mekkora a jel-zaj-viszony romlása abban az esetben, ha a bemeneten a zaj egy 290 K zajhőmérsékletű forrásból származik. A zajtényezőt a gyakorlatban dB-ben adjuk meg ($10 \lg F$).

Hangsúlyozni kell, hogy a zajtényező meghatározásában szereplő feltétel $T = 290$ K-es referencia-hőmérséklet a definíció igen lényeges része, nélküle a zajtényező számértéke nem lenne egyértelmű.

Zaj szempontjából a bemenetre redukált zajhőmérséklet is, a zajtényező is egyértelműen jellemzi az átviteli blokkot. A közöttük lévő átszámítást közvetlenül a (10.15) definícióból határozhatjuk meg:

$$F = \frac{1}{1 - F} = 1 + F, \quad (10.16)$$

ill. átrendezve:

$$T = (F-1)T. \quad (10.17)$$

10.3. Az eredő zajtényező

Gyakran felvetődik az a kérdés, hogy mekkora több egymás után kapcsolt blokk eredő zajtényezője (és redukált zajhőmérséklete) (10.1. ábra).

10.1. ábra. Összetett rendszer paraméterei

Az eredő erősítés a blokkok erősítésének a szorzata:

$$G = GGG...G. \quad (10.18)$$

Az eredő bemenetre redukált zajhőmérséklet kiszámításához meg kell határozni a kimenő zajteljesítményt. Az áttekinthetőség érdekében először csak két fokozatot tételezünk fel ($n = 2$). Az 1. blokk kimenetén megjelenő zajteljesítmény a (10.14) alapján:

$$P = GP + GBkT. \quad (10.19)$$

A második fokozat szempontjából az első fokozat kimenő teljesítménye számít bemenő teljesítménynek, így (10.14) ismételt alkalmazásával a kimenő teljesítményre a

$$P = GP + GBkT. \quad (10.20)$$

összefüggés adódik. Behelyettesítés és átrendezés után:

∇

$$P = GG P + Bk\theta/T + \dots, \quad (10.21)$$

amelyből a (10.14) összefüggés felhasználásával kiolvasható a két fokozatra vonatkozó eredő redukált zajhőmérséklet:

$$T = T + \dots. \quad (10.22)$$

Több fokozat esetén a két fokozatra érvényes szabályt kell többször alkalmazni:

$$T = T + \dots + \dots + \dots, \quad (10.23)$$

amelyből a zajtényező a (10.16) és a (10.17) átszámítási szabályok alapján adódik:

$$F = F + \dots + \dots + \dots. \quad (10.24)$$

Az eredő redukált zajhőmérséklet és a zajtényező képletéből néhány fontos következtetést közvetlenül levonhatunk. Ha az erősítés kellően nagy, zaj szempontjából az első fokozat dominál, tehát egy rendszer zajra való optimalizálásának a kritikus paramétere az előerősítő zajtényezője.

A bemeneti erősítőfokozat teljesítőképességét nagymértékben leronthatja, ha a jelforrás (pl. antenna) és a bemeneti kábel közé csillapítóblokk (pl. el nem hanyagolható veszteségű összekötő kábel) ékelődik, ahogy a 10.2. ábra mutatja.

10.2. ábra. A csillapító és az erősítő kapcsolódása

Ebben az esetben a két fokozatra érvényes G és F összefüggéseket alkalmazhatjuk, de a csillapító paramétereinek meghatározásához némi meggondolás szükséges. A csillapító, mint rendszerünk első blokkjának az "erősítése":

$$G = \dots \quad (10.25)$$

A csillapítóhoz tartozó zajtényezőt (redukált zajhőmérsékletet) a következő megfontolással határozhatjuk meg.

Egészítsük ki képzeletben a csillapítót egy ugyanolyan hőmérsékletű lezárással (10.3. ábra). Az így kapott rendszer hőmérséklete mindenhol T , így alaptételünk szerint a kivehető zajteljesítmény a rádiótartományban kTB . Másrészt erre a rendszerre is alkalmazhatjuk a (10.14) kifejezéssel megadott általános szabályt:

$$kTB = -Bk(T + T). \quad (10.26)$$

10.3. ábra. Csillapító kiegészítése zajforrássá

Az egyenletet átrendezve a redukált hőmérsékletre vonatkozó kifejezés adódik:

$$T = T(L \dots; 1), \quad (10.27)$$

ill. a csillapító zajtényezőjére a (10.16) alkalmazásával a

$$F = 1 + \dots(L \dots; 1) \quad (10.28)$$

egyenlet. Különösen könnyen áttekinthető eredményeket kapunk, ha a csillapító hőmérséklete a referencia-hőmérséklettel közelíthető. Erre az esetre egyszerű behelyettesítéssel kapjuk, hogy

$$F = L, \quad (10.29)$$

tehát a csillapító (kábel) zajtényezője megegyezik a csillapítással (feltéve, hogy a hőmérséklet azonosnak vehető a 290 K referencia-hőmérséklettel), továbbá az eredő zajtényező (10.24) alkalmazásával

$$F = LF. \quad (10.30)$$

Mivel a szorzás a dB-ben kifejezett jellemzők összeadásával azonos, megállapíthatjuk, hogy a jel csillapítása erősítés előtt annyi dB-lel növeli a zajtényezőt, ahány dB a csillapítás.

Mint láttuk, ha a jelforrás (pl. antenna) zajhőmérséklete megegyezik a referencia-hőmérséklettel, akkor a csillapítás közvetlenül megadja a jel-‐ zaj-viszony romlását. Ha a forrás zajhőmérséklete kicsi, lényegesen nagyobb romlás is bekövetkezhet a jel-‐ zaj-viszonyban (l. a 2. feladatot a fejezet végén).

10.4. Összetett zajforrás ekvivalens zajhőmérséklete

Az eddigiek alapján meg tudjuk határozni egy összetett zajforrás ekvivalens zajhőmérsékletét. A következőkben levezetjük egy zajforrásból és két csillapítóból álló rendszer eredő zajhőmérsékletét abban az általános esetben, ha mindegyik építőelem más hőmérsékletű. A vizsgált elrendezést a 10.4. ábra mutatja.

Első lépésként határozzuk meg az első két elemből álló rendszer eredő zajhőmérsékletét (10.5. ábra).

A csillapító bemenetre redukált hőmérséklete a (10.27) összefüggés alapján $T(L \text{‐ } 1)$, a hozzá tartozó "erősítés" pedig $1/L$, így a kimenő zajteljesítmény:

$$P = -k T + T(L \text{‐ } 1)B. \quad (10.31)$$

10.4. ábra. Összetett zajforrás két csillapítóval

10.5. ábra. Összetett zajforrás

Ebből az eredő zajhőmérséklet:

$$T = -T + 1 \text{‐ } -T. \quad (10.32)$$

Az előző eredményt alkalmazhatjuk ismételten a két csillapítót tartalmazó elrendezésre is, így a teljes rendszer zajhőmérsékletére a következő eredmény adódik:

$$T = -w - T + \backslash 0 | \text{‐ } - \backslash 0 | - T + \backslash 0 | \text{‐ } - \backslash 0 | T. \quad (10.33)$$

A továbbiak szempontjából lényeges, hogy értelmezzük az eredményt fizikai szemlélettel is. Elég a középső blokkra szorítkozni, mivel az általános helyzetű, követi is és meg is előzi egy-egy blokk. Láthatjuk, hogy az eredő kialakítása szempontjából a középső blokk hatása egyrészt lecsökken amiatt, hogy az általa termelt zajt a következő blokk csillapítja ($1/L$ tényező), másrészt a termelt zaj arányos a blokkon belüli disszipációt kifejező $1 \text{‐ } 1/L$ tényezővel. Fontos tudnunk, hogy a disszipációtól mentes "átlátszó" blokknak nincs szerepe az eredő zaj kialakításában, csak a veszteséges elemeknél keletkezik zaj.

Már említettük, hogy ha a rendszer hőmérséklete mindenhol azonos, akkor a kivehető zaj nagysága szempontjából közömbös a rendszer konkrét felépítése, a kivehető teljesítmény mindig a (10.1) összefüggéssel adható meg. Ezt az összefüggést mind ez ideig vezetett hullámú építőelemekre alkalmaztuk, de általános jellege miatt érvényes a sugárzó elemeket tartalmazó rendszerekben is. Így, ha egy antenna kimenetén mérjük a kivehető

zajtjeljesítményt, az szintén a (10.1) összefüggésnek megfelelően alakul, ill. a rádióterületben az egyszerűsített (10.2) kifejezés használható.

Természetesen a zajt nem az antenna hozza létre, hiszen láttuk, hogy a veszteséges elemek nem járulnak hozzá a rendszer zajtényezőjéhez. Az antenna kapocspárján mérhető zaj fizikai oka az, hogy az antenna sugárzási terében lévő zajforrások által kisugárzott jeleket az antenna (a megfelelő irányban értelmezett nyereséggel súlyozva) veszi. Ha az antennától különböző irányban elhelyezkedő zajforrások hőmérséklete különböző, a súlyozott átlag a következőképpen számítható:

$$T = \int_{4\pi} T(\nu, \gamma) G(\nu, \gamma) d\Omega, \quad (10.34)$$

ahol T az antenna zajhőmérséklete, $G(\nu, \gamma)$ az antenna irányfüggő (izotrop antennára vonatkoztatott) nyeresége, $d\Omega$ az infinitezimális térszögtartomány. Az integrálást az egész 4π térszögtartományra ki kell terjeszteni.

Tovább bonyolítja a helyzetet, hogy a hullámterjedés közegében lejátszódó elektromos jelenségek járulékos (egyes esetekben lényeges nagyságú) zajnövekedést okoznak. A Föld felszínén elhelyezkedő antenna zajhőmérsékletét a következő zajösszetevők alakítják ki:

– kozmikus háttérzaj: 2,78 K, fizikai eredete ismeretlen, az ősrobbanás kozmológiai elmélete szerint a kezdeti forró univerzum sugárzási maradványával azonosítható;

– galaktikus zaj: saját galaxisunk rádiósugárzása;

– troposzférikus zaj: a légkör által okozott rádió zaj;

– a földfelszín által okozott zaj;

– közeli égitestek által okozott zaj (Nap, Hold);

– az antenna veszteségei miatt keletkező zaj.

10.5. Rádió-összeköttetés jel-zaj mérlege

A hírközlési, műsorszóró, rádiócsillagászati, rádiólokációs és rádiónavigációs rendszerekben egyaránt fontos szerepet játszik a zaj mint korlátozó tényező. A hasznos jelhez tartozó teljesítmény és a zajteljesítmény aránya – a jel-zaj-viszony – a rendszerek alapvető minőségi jellemzője.

Következő vizsgálatunkban az ún. RF jel-zaj-viszonyra szorítkozunk, a demodulálás során keletkező nyereséget (vagy veszteséget) nem vesszük számításba. Adottnak tekintjük a következő jellemzőket: P az adó teljesítménye, G az adóantenna nyeresége, G a vevőantenna nyeresége, r az adó és a vevő távolsága, T a vevőrendszer eredő zajhőmérséklete, L a járulékos csillapítás, B a zajsáv szélesség, λ az adás hullámhossza.

A 9. fejezetben, a rádiócsatorna leírásakor foglalkoztunk a vételi teljesítmény meghatározásával. Az ottani eredmények alkalmazásával a

$$S/N = \frac{P_r}{k_B T B} \quad (10.35)$$

egyenlet adódik. Mivel a bemenetre redukált zajhoz tartozó teljesítmény a

$$P = kTB \quad (10.36)$$

kifejezéssel adható meg, az RF jel–zaj-viszonyra a következő egyenletet kapjuk:

$$S/N = \dots = \dots \quad (10.37)$$

Látható, hogy ha a többi mennyiség rögzített, akkor az elérhető jel–zaj-viszony egyenesen arányos a G/T paraméterrel, amely a vevőállomások egyik alapvető jellemzője.

10.6. Kvantálásból adódó zajjelenségek

Fizikailag az információközlés sohasem folyamatos, hanem elemi kvantumok (elektronok, ill. fotonok) áramlása révén valósul meg. Ha a jelet az elektromos áram hordozza, akkor a legkisebb átvihető töltés az elektronok töltése, nagyfrekvenciás sugárzás esetében pedig a legkisebb átvihető energia hf .

A klasszikus híradástechnikában az előző pontokban részletesen tárgyalt termikus fehérzaj játszotta a legfontosabb szerepet az érzékenységet korlátozó tényezők között. Napjaink híradástechnikája – a csak hullámtulajdonságot mutató rádiótartományon kívül – felhasználja a mintegy öt nagyságrenddel nagyobb frekvenciájú, már kvantumos jelleggel rendelkező optikai sávot is. Persze az elektromágneses mező éppen úgy nem tekinthető korlátlanul osztható, folytonosan hullámozó hullámtérnek, mint ahogy kis, tömör részecskék záporának sem, mindkét modell az elektromágneses jelenségnek csak egyik vagy másik tulajdonságát adja vissza (többé–kevésbé).

Ha az információt hordozó fizikai folyamat kvantált, a véletlenül múlik, hogy egy kiválasztott időtartományban hány elemi egységet figyelhetünk meg, a jel elméleti értéke csak az elemi egységek darabszámához tartozó várható értéket rögzíti. A ténylegesen regisztrálható darabszám véletlenszerűen ingadozik a várható érték körül, eloszlását a Poisson-eloszlással írhatjuk le.

Az elemi egységek beérkezésének statisztikus ingadozása a híradástechnikai rendszer szempontjából zajként jelenik meg. Az eddig elmondottak szempontjából közömbös, hogy az elemi egységet elektron vagy foton valósítja meg. Amennyiben a fotonok véletlenszerű ingadozása a zaj fizikai alapja, akkor kvantumzajról, ha a töltés kvantált jellege, akkor pedig az áram sörétzajáról beszélünk. A háttérben a fizikai jelenség mindkét esetben azonos, így más szóhasználattal a kvantumzajt a fotonokhoz tartozó sörétzajnak is nevezhetjük. A sörétzajra az

$$i = 2BqI \quad (10.38)$$

összefüggés vezethető le, ahol I az áram várható értéke.

A kvantumzaj vizsgálata szempontjából tételezzük fel, hogy a fényforrás jelét ideális detektorral érzékeljük. Az ideális detektorban minden foton egy elektront hoz létre, így a P teljesítményű jelhez tartozó áram:

$$I = \dots \quad (10.39)$$

A jel~zaj-viszonyt ebben az esetben úgy értelmezhetjük, hogy a jel arányos a várható érték négyzetével, a zaj pedig az ingadozáshoz tartozó szórásnégyzettel, tehát

$$- = - - = - - - - . (10.40)$$

A 11. fejezetben, a moduláció elméletének tárgyalásakor bizonyítani fogjuk, hogy az $\sqrt{}$ alapsávi B sávszélesség ekvivalens a vivőfrekvencia körül értelmezett $2B$ sávszélességgel, így a (10.40) egyenletet formálisan úgy értelmezhetjük, mintha a kvantumzaj teljesítménysűrűsége

$$S(f) = hf (10.41)$$

lenne, azaz megegyezne a foton energiájával.

Bár az előző levezetésnél megalapozottabban is indokolható a (10.41) összefüggés, nem szabad elfelejtenünk, hogy a kvantumzaj és a termikus zaj között fizikai szempontból lényeges különbség van (a termikus zaj akkor is jelen van, ha a jelet kikapcsoljuk, míg a kvantumzaj a jelet hordozó jelenség "szemcsés" szerkezete miatt jön létre), ezért annak állandó teljesítménysűrűségű zajjal való helyettesítése csak közelítő jellegű.

Ellenőrző kérdések

1. Hogyan különíthető el az optikai és a rádiósáv?
2. Hogyan jellemezhető az átviteli rendszer elem (pl. erősítő) a zaj szempontjából?
3. Hogyan határozható meg az eredő zajtényező?
4. Mi a zajsávszélesség definíciója?
5. Mi okozza a kvantumzajt?

Feladatok

1. Határozzuk meg egy levezetőkábelből és előerősítőből álló rendszer eredő zajtényezőjét mindkét sorrendű összekapcsolás esetén! (A kábel hossza 15 m, fajlagos csillapítása 1 dB/m, az erősítő zajtényezője 3 dB, erősítése 20 dB, a hőmérséklet 290 K.)

Megoldás: A levezetőkábel után erősítve 18 dB, előtte erősítve 3,6 dB.

2. Mekkora romlást okoz az antenna-zajhőmérsékletben az antennát és az előerősítőt összekötő, 1 dB csillapítású, 290 K hőmérsékletű kábel, ha az eredeti antenna zajhőmérséklete 20 K? Adjuk meg a romlást dB-ben kifejezve! A rendszer többi eleme ideális.

Megoldás: 6,8 dB.

3. Mennyivel növekszik az 5 nyílásszögű antenna zajhőmérséklete, ha a vételi nyalábban az antennától 384 000 km-re egy 3 476 km átmérőjű, 300 K hőmérsékletű tárgy helyezkedik el (a Hold adatai)?

Megoldás: 3,2 K.

Irodalom

[1] Ambrózy A.: Electronic Noise. Budapest, Akadémia Kiadó, 1982.

√ [2] Ambrózy A.: Elektronikus zajok. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1980.

[2] Freeman, R. L.: Radio System Design for Telecommunications. New York, John Wiley & Sons, 1987.

[3] Morgan W. L. & Gordon G. D.: Communications Satellite Handbook. New York, John Wiley & Sons, 1989.

11. ANALÓG MODULÁCIÓS ELJÁRÁSOK

Az analóg modulációs rendszerek általános blokkvázlata a 11.1. ábrán látható.

11.1. ábra. Az analóg modulációs rendszerek általános blokkvázlata

(additív Gauss-zajos csatornával)

A forrásból érkező $s(t)$ modulálójelből a modulátor az f frekvenciájú vivő segítségével előállítja az $s(t)$ modulált jelet. Ez a jel a csatornába kerül, ahol különböző zavaró- és torzítóhatások (additív zaj, lineáris és nemlineáris torzítás stb.) érik, majd a demodulátor bemenetére jut. A demodulátor a csatorna kimenőjeléből előállítja az $s(t)$ demodulált jelet, és azt a nyelőbe juttatja. Ha a csatorna pusztán additív fehér Gauss-zajt kever a jelhez (11.1. ábra), a rendszer minőségét a demodulátor kimenetén megjelenő eredő jel jel—zaj-viszonya méri, amely definíciószerűen a hasznos jel és a zaj teljesítményének a hányadosával egyenlő. A különböző rendszerek egyszerű összehasonlítása érdekében a demodulátor bemenetén lévő jel—zaj-viszonyt definiáljuk úgy, hogy az csak a modulált jel teljesítményétől és a zaj teljesítménysűrűségétől függjön, de ne legyen közvetlen kapcsolata a modulált jel teljes sáv szélességével. Ezért vezessük be a $P = 2 f w N / 2 = f N$ referencia—zajteljesítményt, amelyben f a modulálójel sáv szélessége, N pedig a fehér Gauss—zaj egyoldalas teljesítménysűrűsége, és minden analóg modulációs eljárás esetén ehhez viszonyítsuk a vett modulált jel teljesítményét.

Térjünk rá ezek után az analóg modulációs rendszereknél meghatározó szerepet betöltő szinuszos vivőjű hírközlő rendszerek bemutatására. Elsőként néhány általános kérdést tisztázunk, majd az egyes megvalósítási lehetőségekkel foglalkozunk.

Egy szinuszos vivőhullámú modulált jel általános matematikai kifejezése felírható például a következő módon:

$$s(t) = a(t) \cos \varphi(t), \quad (11.1)$$

ahol $s(t)$ a szinuszos vivőhullámú modulált jel t időpillanatban felvett értéke; $a(t)$ a vivő pillanatnyi (a t időpontban felvett) amplitúdója; $\varphi(t)$ a vivő pillanatnyi (a t időpontban felvett) fázisa.

∨ Mivel a vivőhullámnak akár az amplitúdója, akár a fázisa változhat, vagy pedig mindkettő egyszerre, ezért az egyébként szokásos időbeni átlagértékek mellett a pillanatnyi értékekkel is foglalkoznunk kell.

A vivő pillanatnyi (a t időpillanatban felvett) frekvenciája, f definíciószerűen a pillanatnyi fázisszög idő szerint vett differenciálhányadosa:

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt}, \text{ azaz } \varphi(t) = 2\pi \int f dt. \quad (11.2)$$

A (11.1) egyenletből látható, hogy a két paraméter, az $a(t)$ és a $\varphi(t)$ bármelyike (vagy akár mindkettő egyszerre) változtatható az információt jelentő, azaz a modulálójel szerint. Aszerint, hogy melyiket változtatjuk, azaz moduláljuk, beszélünk amplitúdó-, ill. szögmodulációról.

Tisztán amplitúdómodulációról akkor beszélünk, ha $a(t)$ változik, miközben $f = \text{konst.}$, míg tisztán szögmodulációt akkor nyerünk, ha $a(t) = \text{konst.}$ és f változik. Röviden:

$$\text{amplitúdómoduláció: } a(t) \neq \text{konst.}, f = \text{konst.}, \quad (11.3)$$

$$\text{szögmoduláció: } a(t) = \text{konst.}, f \neq \text{konst.} \quad (11.4)$$

A következőkben először az amplitúdómoduláció különböző fajtáival foglalkozunk, utána pedig a szögmoduláció legfontosabb eseteit vesszük sorra.

11.1. Amplitúdómodulációk

Elnevezésük is azt fejezi ki, hogy ezekben az esetekben szinuszos vivőhullám amplitúdója hordozza az információt, más szavakkal a modulálójel ezeknél valamilyen módon az $a(t)$ amplitúdófüggvényben kap helyet.

Elsőnek tehát nézzük meg, hogyan írható le általában az amplitúdómodulált (továbbiakban röviden csak AM) jel az idő- és a frekvenciatartományban. Mivel jelen esetben $\omega = \text{konst.}$, $\varphi(t)$ egyszerű integrálással adódik (11.2)-ből:

$$\varphi(t) = \omega t + \varphi_0 = \omega t + \varphi_0, \quad \omega = 2\pi f, \quad (11.5)$$

ahol a φ_0 integrálási állandó a $t = 0$ időpontbeli fázisszöget adja meg. Ha pedig $f = \text{konst.}$, akkor f értelemszerűen megegyezik a vivő átlagfrekvenciájával, f -vel, tehát

$$\varphi = \omega t + \varphi_0. \quad (11.6)$$

Ezek szerint az amplitúdómodulált jel általános összefüggése (11.1) alapján a következő:

$$s(t) = a(t) \cos \varphi(t) = a(t) \cos (\omega t + \varphi_0). \quad (11.7)$$

Tekintettel arra, hogy amplitúdómodulációnál legtöbbször közömbös, hogy mekkora a vivő kezdeti fázisszöge, az egyszerűség kedvéért a továbbiakban $\varphi = 0$ -val számolunk:

∇

$$s(t) = a(t) \cos(\omega t) \quad (11.8)$$

Ez az összefüggés írja le az AM jelet általánosan az időtartományban. Tételezzük fel, hogy a modulálójelet tartalmazó $a(t)$ függvény sávhatárolt jel, és spektrumának maximális frekvenciája f . Így az $a(t)$ időfüggvény a komplex frekvenciatartományban a $(-\omega)$ -tól $(+\omega)$ -ig terjedő frekvenciasávot foglalja el (11.2a ábra).

Jelölje $A(f)$ az $a(t)$ függvény Fourier-transzformáltját. Ekkor a modulált jel Fourier-transzformáltja, $S(f)$ felírható a következő módon:

$$\begin{aligned} S(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j\omega t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \cos(\omega t) \exp(-j\omega t) dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \exp(-j(\omega + \omega)t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \exp(-j(\omega - \omega)t) dt \quad (11.9) \end{aligned}$$

11.2. ábra. Az amplitúdófüggvény és a modulált jel a frekvenciatartományban

E két integrálkifejezés felfogható úgy, mint az $a(t)$ Fourier-transzformáltja (spektruma), $A(f)$, a frekvenciatengelyen pozitív és negatív irányban f -vel eltolva és egyidejűleg felére csökkentve. Ezek szerint

$$S(f) = \frac{1}{2} A(f - \omega) + \frac{1}{2} A(f + \omega) \quad (11.10)$$

Az egyenlet igen fontos mondanivalója, hogy amplitúdómoduláció esetén a modulált jel spektruma, $S(f)$ egyszerűen úgy nyerhető, hogy az $a(t)$ jel spektrumát $\frac{1}{2} A(f)$ -et $\frac{1}{2} A(f)$ -re csökkentve eltoljuk a frekvenciatengelyen pozitív és negatív irányban f -vel.

A 11.2b ábra grafikusan szemlélteti a viszonyokat. Ebből nyilvánvaló, hogy az amplitúdómoduláció alakhű spektrumeltolást jelent. Ezért az AM-et lineáris modulációnak is nevezik, mivel az eltolás és a "zsugorítás" lineáris művelet. A spektrum vizsgálatából egyszerűen belátható, hogy a vivő frekvenciája a modulálójelet maximális frekvenciájának legalább a kétszerese kell, hogy legyen, nehogy a spektrumok átlapolódjanak.

11.1.1. AM jelek szinuszos moduláció esetén

A szemléletesség kedvéért tételezzünk fel egy egyszerű vizsgálójelet, amellyel moduláljuk a szinuszos vivőt. Legyen ez a modulálójelet, $s(t)$, a következő:

$$s(t) = U \cos(\omega t) \quad (11.11)$$

Ha ezt amplitúdómodulációval kívánjuk továbbítani, akkor az $a(t)$ amplitúdófüggvénynek valamilyen módon tartalmaznia kell az $s(t)$ modulálójelet. A legegyszerűbb kapcsolat az lenne, ha a kettőt egymással egyenlővé tennénk. Gyakorlati megfontolásból azonban válasszunk ennél egy fokkal általánosabb összefüggést, vagyis legyen:

$$a(t) = U + s(t), \quad (11.12)$$

ahol $U = \text{konst.}$ és értelemszerűen a modulálatlan vivőhullám (ha $s(t) = 0$) konstans amplitúdóját jelenti. Felhasználva (11.11)-et, írhatjuk, hogy

$$a(t) = U + U \cos(\omega t). \quad (11.13)$$

Ha az $a(t)$ és $s(t)$ közötti kapcsolatot így választjuk meg, akkor egyszerűen meg tudjuk vizsgálni, hogy a vivő és a modulálójel amplitúdóinak (U és U) különböző arányai esetén milyen AM formák jönnek létre.

A (11.8) egyenletből kiindulva felírjuk a koszinuszos vizsgálójellel modulált AM jel időfüggvényét:

$$\begin{aligned} s(t) &= a(t) \cos(\omega t) = U + U \cos(\omega t) \cos(\omega t) = \\ &= U \cos(\omega t) + U \cos(\omega t) \cos(\omega t). \end{aligned} \quad (11.14)$$

A (11.14) egyenlet átírható a következő formába:

$$s(t) = U \cos(\omega t) + \frac{U}{2} \cos(\omega + \omega)t + \frac{U}{2} \cos(\omega - \omega)t. \quad (11.15)$$

Ez már alkalmas arra, hogy segítségével a kitűzött célt megvalósítsuk: megadjuk az AM alaptípusait. Ezek a következők:

– AM-DSB (kétoldalsávós amplitúdómoduláció): itt a (11.15) egyenlet jobb oldalának mindhárom tagját felhasználjuk. E típus sávszélessége $f = 2f$, jellegzetes paramétere az $m = 1$, modulációs mélység, amely 0 és 1 között változhat. A modulált jel vektorábrája és időfüggvénye a 11.3. ábrán látható.

– AM-DSB/SC (elnyomott vivőjű, kétoldalsávós amplitúdómoduláció): itt a (11.15) egyenlet első tagját elhagyjuk (pl. szűréssel vagy kiegyenlített szorzással), így a kisugárzott jelben vivőfrekvenciás összetevő nincs (innen származik az elnevezés). A modulált jel sávszélessége $f = 2f$, a jel vektorábráját és időfüggvényét a 11.4. ábra mutatja.

11.3. ábra. Az AM-DSB jel vektorábrája, idő- és frekvenciatartománybeli képe

11.4. ábra. Az AM-DSB/SC jel vektorábrája, idő- és frekvenciatartománybeli képe

– AM-SSB/SC (elnyomott vivőjű, egyoldalsávós amplitúdómoduláció): itt a (11.15) egyenlet jobb oldalának első és második (vagy harmadik) tagját hagyjuk el, azaz a kisugárzott jelben csak a vivőfrekvencia fölött vagy alatt jelennek meg spektrális összetevők. A modulált jel sávszélessége $f = f$, a jel vektorábrája és időfüggvénye a 11.5. ábrán látható.

11.5. ábra. Az AM-SSB/SC jel vektorábrája, idő- és frekvenciatartománybeli képe

11.1.2. AM jelek demodulálása

Az amplitúdómodulációval nyert modulált jelek demodulálása általában szorzóáramkörrel oldható meg. Kivétel ezalól az AM-DSB, amely ún. burkolódetektorral is demodulálható. A következőkben bemutatjuk az AM jel szorzással való demodulálásának elvét.

Vizsgáljuk meg, milyen jelet szolgáltat egy ideális szorzóáramkör a kimenetén akkor, ha az egyik bemenetére AM jelet, a másikra pedig az eredeti vivőhöz képest ν fázisszögű (de a vivővel azonos frekvenciájú) koszinuszos jelet adunk! Jelölje e két jel szorzatát $s(t)$, ekkor felírható, hogy

$$s(t) = s(t) \cos(\omega t + \nu) = a(t) \cos(\omega t) \cos(\omega t + \nu) =$$

$$= \frac{1}{2} a(t) [\cos(\nu) + \cos(2\omega t + \nu)] \quad (11.16)$$

Az eredményből látható, hogy a szorzás eredményeként ($\nu = 0$ feltételezésével) adódik egy $a(t)/2$ nagyságú jel az alapsávban, ami az $1/2$ -es tényezőtől eltekintve pontosan az amplitúdófüggvény, azaz a keresett jel, a második tag pedig egy $2f$ frekvenciájú amplitúdómodulált jel, ahol az amplitúdófüggvény nagysága fele az eredetiének. Ha ez utóbbit szűrővel eltávolítjuk, akkor végül is elértük célunkat: demoduláltuk az AM jelet, hiszen az $a(t)/2$ tag tartalmazza a továbbításra szánt információt, $s(t)$ -t.

Ezek után határozzuk meg a 11.1. ábrán lévő additív zajos csatornában a demodu/ látór kimenetén lévő jel—zaj-viszonyt. Ehhez írjuk fel a demodulátor bemenetén lévő eredő jelet:

$$r(t) = s(t) + n(t), \quad (11.17)$$

ahol $s(t)$ az amplitúdómodulált jel; $n(t)$ pedig az $n(t)$, $N/2$ kétoldalas teljesítménysűrűségű fehér Gauss-zaj azon része, amely a hasznos jel frekvenciasávjába esik. Mivel AM-DSB jelek esetében a sáv szélesség $4f$, az $n(t)$ teljes teljesítménye éppen $P = 4fN/2$. Az $n(t)$ mindig előállítható modulációs formában, azaz:

$$n(t) = n(t) \cos(\omega t) + n(t) \sin(\omega t), \quad (11.18)$$

ahol $n(t)$ és $n(t)$ független, alapsávi Gauss-zajpár N kétoldalas teljesítménysűrűséggel és f sáv szélességgel.

Ha a demodulátor zajos esetben is a (11.16) szerint működik, akkor ($\nu = 0$ esetén):

$$s(t) = r(t) \cos(\omega t) = a(t) \cos(\omega t) + n(t) \cos(\omega t) + n(t) \sin(\omega t) \cos(\omega t) =$$

$$= \frac{1}{2} a(t) [\cos(\nu) + \cos(2\omega t + \nu)] + \dots, \quad (11.19)$$

ahol a = jel arra utal, hogy a kimenőjelnek csak az alapsávi részét vesszük figyelembe. A demodulátor bemenetén a referencia jel—zaj-viszonyt az alábbi módon számolhatjuk:

$$|0| \dots |0| = \dots = \dots, \quad (11.20)$$

míg a demodulátor kimenetén

$$|0| \dots |0| = \dots = \dots, \quad (11.21)$$

ami arra utal, hogy kétoldalsávú AM esetén a demodulátor kimenetén lévő jel-zaj-viszony megegyezik a demodulátor bemenetén lévő referencia jel-zaj-viszonnyal, természetesen csak akkor, ha az $a(t)$ függvény egész teljesítménye hasznos (ez AM-DSB/SC esetében igaz). Amennyiben AM-DSB jel esetén a hasznos oldalsávok mellett vevőt is kisugárzunk, az $a(t)$ jelnek csak egy része hordoz valódi információt (l. a (11.16) összefüggést), így csökkenő modulációs mélység esetén a kimeneti jel-zaj-viszony csökken.

Megjegyzendő, hogy AM-SSB/SC jelek esetében a demodulátor bemenetén lévő referencia és kimenetén lévő jel-zaj-viszony azonos:

$$\frac{|s(t)|}{|a(t)|} = \frac{|s(t)|}{|a(t)|} = \dots = \dots, \quad (11.22)$$

ami azt jelenti, hogy azonos bemenő zaj esetén ugyanakkora hasznos jellel – AM-SSB/SC moduláció esetén – fele akkora kimeneti jel-zaj-viszonyt érhetünk el, mint akkor, ha mindkét oldalsávot felhasználjuk a csatornában.

11.2. Szögmodulációk

Induljunk ki az eredeti definícióból, amely szerint szögmodulációt akkor nyerünk, ha a vevő amplitúdója, $a(t)$ állandó, és pillanatnyi frekvenciája, f (és ezzel együtt természetesen a pillanatnyi fázisa is) változik a moduláló jel szerint (l. a (11.4) egyenletet). Hasonlóan az amplitúdómodulációnál látottakhoz, itt is felmerül a kérdés: milyen legyen az összefüggés az $s(t)$ moduláló jel és a modulációt valamilyen formában tartalmazó f , ill. $\varphi(t)$ között? Minél egyszerűbb ez az összefüggés, annál könnyebb a modulációt és a demodulációt megvalósítani. Ezért a legegyszerűbb kapcsolatot, a lineáris összefüggést szokás alkalmazni. Mivel pedig a moduláló jel lehet közvetlen lineáris kapcsolatban mind a pillanatnyi frekvenciával, mind a pillanatnyi fázisszöggel, logikus, hogy kétféle szögmodulációról beszélünk: frekvencia- és fázismodulációról. Definíció szerint:

$$f = \dots = ks(t) + f, \quad (11.23)$$

akkor az információt frekvenciamodulációval továbbítjuk,

$$\text{ha pedig } \varphi(t) = ks(t) + \omega t, \quad (11.24)$$

akkor fázismodulációval. E két egyenletben k és k dimenziós állandók, f pedig a vevőhullám modulálatlan frekvenciáját jelöli, és természetesen szintén állandó. Ezek szerint felírható a frekvenciamodulált (röviden FM) és a fázismodulált (röviden PM) jel általános összefüggése ($v = 0$):

$$\begin{aligned} s(t) &= a(t) \cos(\varphi(t)) = U \cos(2\pi f t + \varphi(t)) = \\ &= U \cos(2\pi f t + ks(t)) = U \cos(2\pi f t + 2\pi k \int s(t) dt) ; \\ s(t) &= a(t) \cos \varphi(t) = U \cos \omega t + ks(t) . \quad (11.25) \end{aligned}$$

További vizsgálatainkat a jobb áttekinthetőség céljából – hasonlóan az előzőekhez – az általános $s(t)$ moduláló jel helyett a könnyen kezelhető

$$s(t) = U \cos(\omega t) \quad (11.26)$$

vizsgáló modulálójellel végezzük. Behelyettesítve a (11.25) egyenletbe, a következőket kapjuk: [...]

Az FM jel (11.27) összefüggése fizikailag azt fejezi ki, hogy a továbbításra szánt jelet az U állandó amplitúdójú szinuszos vivőhullám úgy hordozza, hogy a vivő pillanatnyi frekvenciája egy közepes f érték körül ingadozik, a modulálójel nagyságának megfelelően. A modulálójel amplitúdójának megfelel az f -től számított maximális frekvenciaeltérés vagy szaknyelven frekvencialöket, míg a modulálójel frekvenciáját az adja, hogy másodpercenként hányszor "lengi" körül a pillanatnyi frekvencia a vivőfrekvenciát.

Mielőtt továbbmennénk, megismerkedünk néhány új fogalommal, ill. bevezetünk egy-két új jelölést. Az egyenleteinkben szereplő kU szorzatot, amely értelemszerűen a maximális frekvencialöketet adja meg, f -vel jelöljük (D: deviació: eltérés), azaz:

$$f = kU. \quad (11.28)$$

Ha a pillanatnyi frekvencia (11.23) kifejezésébe beírjuk a (11.26) összefüggést, akkor a következőt kapjuk:

$$f = ks(t) + f = kU \cos(\omega t) + f = f + f \cos(\omega t). \quad (11.29)$$

Ebből világosan látható, hogy f a maximális frekvencialöket, a pillanatnyi frekvenciának a maximális eltérése a középeستől, a modulálatlantól, f -től. (Mekkülönböztetésül a pillanatnyi frekvencialöketet f -vel jelöljük.)

A (11.27) összefüggésben szereplő kU/f hányadost pedig — m analógiájára — m -el jelöljük és frekvenciamodulációs tényezőnek nevezzük, azaz:

$$m = \frac{kU}{f} = \frac{f \cos(\omega t)}{f} \quad (11.30)$$

(az f index a frekvenciamodulációra utal).

Hasonlóan a (11.27)-ben szereplő kU szorzatot — értelemszerűen — m -vel jelöljük, és fázismodulációs tényezőnek nevezzük, vagyis:

$$m = kU. \quad (11.31)$$

Az m -hez hasonlóan az m modulációs tényezőnek is van szemléletes fizikai jelentése, amit a (11.27) egyenletből ki lehet olvasni: megadják radiánban a modulált vivőhullám maximális fáziseltérését a modulálatlanhoz képest. Ezért ezeket — mint a frekvencialökettel analóg fogalmakat — szokás fázislöketeknek is nevezni. A szemléltetés kedvéért a 11.6. ábrán megadjuk egy szinuszosan modulált FM jel ψ alakját az időtartományban. Részletesebb analízis alapján az FM jel sáv szélessége az alábbi összefüggésből számolható:

$$f = 2af, \quad (11.32) \quad \text{ahol } a \sim 1, \text{ ha } m < 0,1;$$

$a \sim m$, ha $m > 10$;

$a \sim 1+m+\sqrt{0}m$, egyébként;

és f a szinuszos modulálójel frekvenciája.

11.6. ábra. Moduláló- és FM jel az időtartományban

11.2.1. FM jelek demodulálása

Az FM jelek demodulálására olyan áramkörre van szükség, amelynek kimenetén a $\sqrt{\dots}$ bemenetre adott jel pillanatnyi frekvenciájával arányos feszültség jelenik meg. Az ideális FM demodulátor karakterisztikáját a 11.7. ábra mutatja. Azokat az áramköröket, amelyeknek ilyen a jelleggörbéjük, általában frekvenciadiszkriminátoroknak nevezzük. Adjunk a diszkriminátor bemenetére egy, a (11.25) szerinti általános FM jelet ($v = 0$):

$$s(t) = U \cos(2\pi f t + 2\pi k_f \int s(s) ds), \quad (11.33)$$

akkor az ideális frekvenciadiszkriminátor kimenetén a demodulált jel

$$s(t) = k_f \frac{ds(t)}{dt} = k_f \dot{s}(t) \quad (11.34)$$

lesz, mivel a pillanatnyi frekvenciát a koszinuszfüggvény argumentumának, $\phi(t)$ -nek az idő szerinti deriváltja adja.

$\sqrt{\dots}$

11.7. ábra. Ideális FM demodulátor karakterisztikája

Az ideális diszkriminátorkarakterisztikát jól közelíti egy olyan összeállítás, ahol az FM jelet egy differenciáló-áramkörre vezetjük, majd az így kapott jelet burkolódemodulátorral demoduláljuk. Ha ugyanis a (11.25)-tel megadott FM jelet idő szerint differenciáljuk, akkor

$$\dot{s}(t) = U 2\pi f + k_f \dot{s}(t) \sin(2\pi f t + k_f \int s(s) ds) \quad (11.35)$$

adódik, ami nem más, mint egy olyan szinuszos FM jel, amelynek amplitúdója éppen a demodulálandó $s(t)$ -vel arányosan változik. Ha tehát ezt a jelet burkolódemodulátorra vezetjük, akkor az amplitúdóval arányos feszültséget, tehát az eredeti modulálójelet fogja szolgáltatni a kimenetén.

Zajos jel esetében a 11.1. ábra szerinti rendszerben a demodulátor bemenetére jutó jel-zaj-viszonyt az alábbi módon határozhatjuk meg:

$$\frac{|s(t)|}{|n(t)|} = \dots = \dots \quad (11.36)$$

A demodulátor kimenetén kis zajszintek esetében a jel-zaj-viszonyt a következőképpen számolhatjuk. Zajmentes esetben a (11.34)-ből $k = 1$ feltételezésével a hasznos jel teljesítménye:

$$P = (2\pi k)^2 M[s(t)]. \quad (11.37)$$

Tudjuk ezenkívül, hogy az U amplitúdójú modulált jelhez (l. a (11.33)-at) sávhatárolt fehér Gauss-zaj adódik (l. a (11.18)-at). Ennek a zajnak a szinuszos alapsávi komponense, $(n(t))$

$$e(t) = \dots ; \text{ ha } 1e(t)1, 1 \text{ (11.38)}$$

nagyságú "fáziszajt" okoz. Ezt a "fázist" úgy határozzuk meg, hogy U amplitúdójú modulálatlan vivőt feltételezve kiszámoljuk azt, hogy a (11.18) kifejezésben adott \forall zaj milyen mértékű fázisváltozást okoz a jelben. E "fáziszaj" deriváltja adódik a hasznos jelhez, hiszen ez lesz a pillanatnyi "frekvenciazaj":

$$\dots e(t) = \dots n(t) . \text{ (11.39)}$$

Az f frekvenciasávba eső teljes alapsávi zajteljesítményt a [...]

kifejezés adja, amiből a kimeneti jel—zaj-viszonyra a [...]

$$\dots = \dots = 3 \dots . \text{ (11.41)}$$

kifejezés adódik.

A (11.41)-ből látszik, hogy a demodulátor kimenetén lévő jel—zaj-viszony:

$$\dots = 3 \dots , \text{ (11.42)}$$

ahol $k M[s(t)]$ a (11.28) alapján az effektív frekvencialöket négyzete. Tehát az FM rendszerek minősége a löket növelésével, kis zajterhelésnél, azonos rádiófrekvenciás teljesítményt feltételezve javul.

Ellenőrző kérdések

1. Ismertesse az analóg modulációs rendszerek általános felépítését, definiálja az amplitúdó- és a szögmodulációk fogalmát!
2. Rajzolja fel az AM-DSB, az AM-DSB/SC és az AM-SSB/SC jelek vektorábráját, időfüggvényét és spektrumát szinuszos moduláció esetén!
3. Ismertesse a referencia-zajteljesítmény fogalmát!
4. Határozza meg az AM-DSB modulációs rendszer kimeneti jel—zaj-viszonyát N egyoldalas teljesítménysűrűségű Gauss-zajos csatornában!
5. Ismertesse a frekvencia- és fázislöket fogalmát, valamint az FM és PM rendszerekben alkalmazott modulációs tényező definícióját!
6. Ismertesse a szinuszosan modulált FM jel sávzélességének közelítő számítási módját!
7. Határozza meg az FM modulációs rendszer kimeneti jel—zaj-viszonyát N egyoldalas teljesítménysűrűségű Gauss-zajos csatornában!

\forall Feladatok

1. Rajzolja fel az AM-DSB jel spektrumát, ha az alapsávi modulálójel ($f = 20$ kHz)

a) időfüggvénye: $s(t) = U \cos(\omega t) + U \cos(\omega t)$,

$U = 1$ V, $U = 0,2$ V, $U = 0,5$ V, $\omega = 2\pi \cdot 10$ rad/s,

$\omega = 2\pi \cdot 20$ rad/s;

b) Fourier-transzformáltja:

$S(f) = \dots$

$U = 1$ V; $C = 0,5$; $f = 1$ kHz!

2. Rajzolja fel az AM-DSB/SC és az AM-SSB/SC jel spektrumát, ha az alapsávi modulálójel

a) időfüggvénye: $s(t) = U \cos(\omega t) + U \cos(\omega t)$;

b) $S(f) = \dots$

és az adatok az 1. példában szereplőkkel azonosak!

3. Határozza meg az AM-DSB kimeneti jel-zaj-viszonyát az alábbi adatok ismeretében:

$f = 3$ kHz; $N = 10$; $a(t) = U + U \cos(\omega t)$; $U = 0,5$ V;

a) $U = 1$ V; b) $U = 0$ V! A referencia-ellenállás 1Ω .

4. Határozza meg az alábbi szögmodulációs paramétereiket:

a) Ha egy PM rendszerben:

$s(t) = U \cos(\omega t + cU \cos(\omega t))$; $U = 1$ V; $\omega = 2\pi \cdot 10$ rad/s; $c = 0,1$; $U = 1$ V; $\omega = 2\pi \cdot 10$ rad/s.

Mekkora a maximális fázislöklet és az m értéke?

b) Ha egy FM rendszerben:

$s(t) = U \cos(\omega t + cU \sin(\omega t))$; $U = 1$ V; $\omega = 2\pi \cdot 10$ rad/s; $c = 0,2$; $U = 1$ V; $\omega = 2\pi \cdot 10$ rad/s.

Mekkora a maximális frekvencialöklet és az m értéke?

5. Határozza meg az alábbi FM rendszer sávszélességét közelítőleg, ha

$s(t) = U \cos(\omega t + k \sin(\omega t))$; $k = 10$; $U = 1$ V;

a) $f = 10$ Hz; b) $f = 10$ Hz.

6. Rajzolja fel a szinuszosan modulált FM jel sávszélességének és a modulálójel frekvenciájának a hányadosát az m függvényében!

7. Számítsa ki a szinuszosan modulált FM rendszer kimeneti jel-zaj-viszonyát az alábbi adatok ismeretében:

$s(t) = U \cos(\omega t)$; $U = 1 \text{ V}$; $f = 10 \text{ Hz}$; $N = 10 \text{ --}$; $U = 1 \text{ V}$; $k = 10 \text{ -- ! A}$
referenciaellenállás 1 W .

Irodalom

[1] Lucky, R.W. & Salz, J. & Weldon, E.J.: Adatátvitel. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1972.

[2] Schwartz, M.: Information Transmission, Modulation and Noise. New York, McGraw & Hill, 1990.

[3] Papoulis, A.: Signal Analysis. New York, McGraw-Hill, 1977.

Rövidítések

AM Amplitude Modulation & amplitúdómoduláció

DSB Double Side Band & kétoldalsáv

SSB Single Side Band & egyoldalsáv

SC Suppressed Carrier & elnyomott vivő

FM Frequency Modulation & frekvenciamoduláció

PM Phase Modulation & fázismoduláció

12. DIGITÁLIS MODULÁCIÓS ELJÁRÁSOK

A digitális információk átvitelére szolgáló modulációs rendszereket két nagy csoportba oszthatjuk:

& alapsávi modulációs rendszerek,

& vivős modulációs rendszerek.

Alapsávi rendszerek esetében a jelet aluláteresztő jellegű csatornán továbbítjuk, míg vivős modulációs rendszerek esetében a csatorna sáváteresztő jellegű.

A digitális modulációs rendszerek általános blokkvázlata a 12.1. ábrán látható.

12.1. ábra. A digitális modulációs rendszerek általános blokkvázlata

(additív zajos csatornával)

Ebben az általános rendszerben a forrásból T időnként érkező $\{d\}$ szimbólumok felhasználásával a modulátor előállítja az $s(t)$ modulált jelet, amely a csatorna bemenetére kerül. A modulált jelet a csatornában különböző zavaró és torzító hatások (additív zaj, lineáris és nemlineáris torzítás stb.) érik, majd a jel a demodulátorra kerül. A demodulátor feladata a $\{d\}$ becsült szimbólumsorozat előállítását a csatorna kimenetén megjelenő eredő $r(t)$ jelből. A rendszer minőségét a nyelőre jutó becsült szimbólumsorozatra vonatkozó P (szimbólum)hibaaránnyal mérjük. Ha a csatorna pusztán additív fehér Gauss-zajt kever a hasznos jelhez, a P hibaarány elsősorban az $r(t)$ jelre vonatkozó jel-zaj-viszonytól, ill. az ezzel lényegében ekvivalens E/N hányadostól függ, ahol E az egy bitre jutó jelenergia, N pedig az additív fehér Gauss-zaj egyoldalas teljesítménysűrűsége. Mivel most a modulálójel nem analóg, hanem digitális, ezért ismét meg kell vizsgálnunk a modulációs lehetőségeket, különösen szem előtt tartva azt, hogy ezúttal nem az alakhű jelátvitel a fontos elsősorban, hanem az, hogy az átvitt jelből minél kisebb hibavalószínűséggel lehessen visszanyerni az eredeti digitális adatokat. Ha egyébként biztosítható a kis tévedési arányszám, akkor közömbös, hogy az átvitt jel milyen alakú, milyen formájú.

∇

12.1. Alapsávi modulációs rendszerek

Digitális alapsávi moduláció esetén a digitális információt hordozhatja az impulzusnak akár az amplitúdója, akár az időtartama, akár a helyzete. Ezeket az impulzusvivőjű rendszereket éppen ezért impulzusamplitúdó-modulációnak (PAM), impulzusidőtartam-modulációnak (PDM), ill. impulzushelyzet-modulációnak (PPM) nevezik. Ezek közül a PAM rendszerek nyújtják a leghatékonyabb teljesítmény- és sávszélesség-kihasználást, ezért figyelmünket most arra összpontosítjuk.

12.2. ábra. Az alapsávi digitális átviteli rendszerek blokkvázlata

(additív zajos csatornával)

A 12.2. ábrán az alapsávi PAM típusú rendszerek általános blokkvázlata látható. A forrásból érkező $\{d\}$ szimbólumsorozat elemei T időnként vezérlik a Dirac-impulzusgenerátort. Tételezzük fel, hogy a szimbólumok M különböző értéket vehetnek fel a $\{-1, \dots, -3, -1, 1, 3, \dots, M-1\}$ értékkészletből, továbbá, hogy a Dirac-impulzusgenerátor kimenetén az

$$s^*(t) = \sum_{k=-PT}^{PT} d_k \delta(t - kT) \quad (12.1)$$

jel jelenik meg (P a jel teljesítménye). Ez a jel vezérli az adósűrőt, amely a kimenetén az

$$s(t) = \sum_{k=-PT}^{PT} d_k h(t - kT) \quad (12.2)$$

modulált jelet szolgáltatja, ahol $h(t)$ a $H(f)$ átviteli függvényű adószűrő súlyfüggvénye. A jelhez a csatornában additív fehér Gauss-zaj keveredik, és a vevő bemenetén az

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (12.3)$$

eredő jel jelenik meg. Érdemes megjegyezni, hogy az $n(t)$ fehér Gauss-zaj végtelen teljesítményű, így nyilvánvaló, hogy értelmes információátvitelhez feltétlenül szükség van a vevőben az $r(t)$ jel, ezen belül a zaj szűrésére.

Ezt a feladatot látja el a $H(f)$ átviteli függvényű vevőszűrő, amely a zaj hatásának csökkentésén kívül egyúttal a mintavevő és döntő készülékre jutó hasznos jelalakot is formálja.

A vevőszűrő kimenetén megjelenő $r(t)$ jeltől — normál esetben — elvárjuk, hogy

— a szűrt additív zaj ($n^*(t)$) teljesítménye a lehető legkisebb legyen,

— a jel T időnkénti mintái rendre csak egy bemeneti szimbólum értékétől függjenek.

∨ Az első feltételt úgy teljesíthetjük, hogy az adószűrő és a vevőszűrő átviteli függvényét konjugált értelemben azonosra választjuk, $H(f) = H^*(f)$ (az ilyen rendszert illesztett szűrős struktúrának nevezzük), így tudjuk ugyanis a zajt leginkább elnyomni anélkül, hogy a hasznos jelet jelentősen torzítsanánk.

A második feltételhez pedig a teljes átviteli rendszer eredő átviteli függvényét, $H(f)$ -et kell úgy megválasztani, hogy a

$$H(f) = H(f) H(f) \quad (12.4)$$

eredő átviteli függvényhez tartozó $h(t)$ súlyfüggvény speciális tulajdonságokkal rendelkezzen, nevezetesen a $h(t)$ T időközönként vett mintái közül csak egy különbözzön nullától, a többi mind legyen nulla. Az ilyen rendszerről azt mondjuk, hogy benne a szimbólumközi áthallás (ISI) zérus. Az alapsávi jelalak kiválasztásáról a következő pontban lesz szó.

12.1.1. Alapsávi impulzusjelalak-formálás

Vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor a csatorna ideálisan zajmentes, és így az $r^*(t)$ kimenőjelet csak a szűrők átviteli függvényei határozzák meg.

Jelöljük a $H(f)$ átviteli függvényhez tartozó súlyfüggvényt $h(t)$ -vel, és határozzuk meg zajmentes esetben a vevőszűrő kimenőjelét:

$$r^*(t) = \int_{-PT}^{PT} s dh(t \text{&mdash}; kT) . \quad (12.5)$$

Az ún. Nyquist-kritérium kimondja, hogy minden olyan $h(t)$ választás kielégíti a szimbólumközi áthallásmentesség feltételét, amelyre igaz a

$$\int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{-j2\pi f t} df = T, \text{ ha } |t| < T \quad (12.6)$$

összefüggés, ahol illesztett esetben $H(f) = H(f) H(f) = 1H(f)1 = 1H(f)1$.

A képlet alapján szavakkal is összefoglalhatjuk a Nyquist-kritérium lényegét: az $1/T$ számértékének a felével képezett frekvenciánál az eredő relatív átviteli függvény 50%-os pontját kijelölve a frekvenciatengelyen (ezt hívják Nyquist-pontnak) olyan $H(f)$ spektrális függvényt kell megvalósítani, amely erre a pontra nézve pontszimmetrikus lefutású. A 12.3a ábra szemléltet néhány lehetséges $H(f)$ frekvenciamenetet, amelyek mind alkalmasak arra, hogy kiküszöböljék a szimbólumközi áthallást. Látható, hogy a Nyquist-kritérium nem ír elő frekvenciaeloszlást, így gyakorlatilag végtelen sok lehetőség van a kritérium kielégítésére. Ugyanakkor az ábrát szemlélve azonnal szembetűnik, hogy az ISI elvileg sem szüntethető meg teljesen, ha a rendelkezésre álló sáv szélesség kisebb, mint $1/(2T)$ Hz-ben vett értéke, mert akkor már nem alakítható ki pontszimmetrikus spektrumkép. A $B = 1/(2T)$ tehát az elméletileg lehetséges minimális sáv szélesség, amellyel ISI nélküli átvitelt még meg lehet valósítani. Továbbmenve az is megfigyelhető az ábrából, hogy nincs szükség $B = 1/T$ -nél nagyobb sáv szélességre még akkor sem, ha a "legbőkezűbben" is bántunk a frekvenciasávval a pontszimmetria kialakításánál.

Megkönnyíti sok lehetséges megoldás közül a választást a 12.3b ábrán feltüntetett néhány $h(t)$ időfüggvény, amelyek a 12.3a ábrán megadott spektrális eloszlású jeleknek felelnek meg. Megfigyelhető, hogy minél meredekebb a spektrum levágása a Nyquist-pont környezetében, annál nagyobb az időfüggvény "belengése", "túllövése". \surd Ezzel szemben, ha "lankás" levágási karakterisztikát adunk a spektrumnak, akkor az időfüggvény mentes lesz a belengésektől. Ezért a gyakorlatban igen gyakran az ún. emelt koszinuszos levágási karakterisztikát alkalmazzák kellően "lágyn" átmenettel a zérus felé, mert az még jó kompromisszum az $1/(2T)$ -hez képest, elfogadható sáv szélesség-növekedés és túllövésmentes időképek között. (A túllövéses időkép azért veszélyes, mert ha időzítési hiba van a rendszerben, a hibás felismerés valószínűsége megnőhet). Az a paraméter a spektrum lekerekítésének meredekségére jellemző állandó.

12.3. ábra. A Nyquist-kritérium szemléltetése a frekvencia- és az időtartományban

Összefoglalva a vett impulzusalakokra, $h(t)$ -re vonatkozó következtetéseket, megállapítható, hogy az $1/T$ adatsebességű adatok továbbítására minimálisan $1/(2T)$ Hz sáv szélességű csatornára van szükség, ha az adatokat zérus szimbólumközi áthallással kívánjuk átvinni. Ennél nagyobb sáv szélességgel az adatátvitel biztonságát jelentősen megnövelhetjük, ha a $h(t)$ impulzus spektrumát pl. emelt koszinuszos levágású karakterisztikával alakítjuk ki. Törekedni kell az $1/T$ értékének megfelelő teljes sáv szélesség kihasználására, mert ekkor lesz a $h(t)$ impulzusalak a legmegfelelőbb a biztonságos mintavételezésre a vételi oldalon.

\surd

12.1.2. A hibaarány meghatározása

Zajos esetben a hibaarányt — PAM típusú átvitelt feltételezve — az határozza meg, hogy a vevőszűrő kimenetén megjelenő $r^*(t)$ eredő jelben a hasznos jelből származó komponensek és a vevőszűrő által korlátozott teljesítményű zaj milyen viszonyban vannak egymással. Bináris szimbólumok esetében (ha d a +1 értéket veheti fel), és ha a $H(f)$ teljesíti a Nyquist-kritériumot, nyilvánvaló, hogy zajmentes esetben a vevőszűrő kimenőjele a mintavételi nT időpontokban éppen $+1$ értékű lehet (l. a 12.3. ábrát és a hozzá tartozó

magyarázatot), így csak az a kérdés, hogy ehhez az értékhez az $n(t)$ fehér Gauss-zajból mekkora $n^*(t)$ szűrt zaj adódik.

Az $n^*(t)$ zaj a fehér Gauss-zajból szűréssel állítható elő, így a várható értéke nulla, szórásnegyzetét pedig σ^2 ; a 12.3. ábrát is felhasználva $\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} df = 2B$ (12.7)

összefüggésből határozhatjuk meg. A 12.4. ábrán a vett jel (hasznos jel + zaj) valószínűségi sűrűségfüggvényeit ábrázoltuk akkor, ha +1 vagy -1 volt a küldött szimbólum.

12.4. ábra. A vevőszűrő kimenőjelének valószínűségi sűrűség-függvénye

∇

$$\sigma^2 = 1/4, \text{ or } PT=1 \text{ esetén}$$

Az ábrából látható, hogy a zajmentes esetben vehető +1-es ideális értékek helyett a vevőszűrő kimenetén a döntés pillanatában adott eséllyel (eloszlással) bármilyen jel megjelenhet. Azt eldönteni, hogy +1 vagy -1 volt-e az elküldött szimbólum, nyilvánvalóan úgy lehet, hogy az $r^*(t)$ jel mintavett értékének előjelét állapítjuk meg. Ebből világosan következik, hogy a bithiba valószínűsége (BER, amely bináris esetben megegyezik a szimbólumhiba valószínűségével):

$$P = P\{r^*(nT) > 0 \mid d = -1\}, \text{ (12.8)}$$

amelyet a

∇

$$P = \int_0^{\infty} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} x^2\right\} dx = \int_0^{\infty} \exp\left\{-\frac{1}{2} x^2\right\} dy = \int_0^{\infty} \exp\left\{-\frac{1}{2} z^2\right\} dz = Q\left(\frac{1}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{1}{2}\right) \text{ (12.9)}$$

kifejezésből számolhatunk, felhasználva a

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \exp\left\{-\frac{1}{2} z^2\right\} dz \text{ (12.10)}$$

gaussi hibaintegrál-függvényt.

Mivel $PT = E$ nem más, mint a hasznos jelnek egy bitidőre eső energiája, ezért a (12.9) kifejezést a

$$P = Q\left(\frac{1}{\sqrt{2E}}\right) \text{ (12.11)}$$

formában szoktuk megadni. A függvényt a 12.5. ábrán láthatjuk kétszer logaritmikus diagramon ábrázolva.

12.5. ábra. A bináris PAM rendszer hibaaránya a jel-zaj-viszony függvényében

∨

12.2. Vivős modulációs rendszerek

∨

A 12.6. ábra négy fontos, vivős modulációs eljárást szemléltet, amely alkalmas arra, hogy egy sáváteresztő jellegű csatornán bináris adatokat vigyünk át. A 12.6a ábrán látható a diszkrét amplitúdómoduláció hullámformája, közvetlenül alatta 1-gyel, ill. 0-val feltüntetve a továbbítandó bináris értékek. Láthatóan az eljárás a vivőhullám ki-be kapcsolásából áll, logikai 1-nél a vivő létezik, 0-nál pedig a vivő eltűnik. Szokás ezért ezt a modulációt amplitúdóbillentyűzésnek, rövidítve ASK-nak nevezni, mivel az amplitúdó "ki-be kapcsolásával" az mindössze két értéket vehet fel.

Ha a szinuszos vivő frekvenciáját kapcsolgatjuk a bináris adatok szerint két fix érték között, akkor az így nyert modulációt frekvenciabillentyűzésnek nevezzük, jelölése pedig FSK. Az FSK jel hullámalakját tünteti fel a 12.6b ábra, ugyanazt a moduláló bináris adatsort feltételezve. Jól megfigyelhető az ábrából, hogy ezúttal csak a vivőhullám frekvenciája változik ugrásszerűen a moduláló bináris jel ütemében.

12.6. ábra. Bináris jellel modulált vivő hullámalakjai

a) ASK; b) FSK; c) PSK; d) AM-DSB, a moduláló jel alapsávi impulzusformálása

után

A 12.6c ábra azt az esetet ábrázolja, amikor a szinuszos vivőnek csak a fázisa tolódik el ugrásszerűen a moduláció hatására, mind az amplitúdója, mind a frekvenciája eközben állandó marad. Logikus, hogy ezt az eljárást fázisbillentyűzésnek nevezzük, hiszen a vivő fázisa két jól meghatározott érték közül veszi fel mindig azt, amelyik a modulálójelnek éppen megfelel. Természetesen most is változatlan a két másik paraméter: az amplitúdó és a frekvencia.

Végül a 12.6d ábra azt az esetet ábrázolja, ahol a szinuszos vivőhullámot amplitúdóban olyan diszkrét PAM jel modulálja, mint amilyent a 12.2. szakaszban bemutatott szűrési eljárással előzőleg már "simítottunk", formáltunk.

Egyszerűen belátható, hogy akkor kapjuk a legkisebb átviteli sáv szélesség-igényt, ha a bináris jelet moduláció előtt a 12.2. szakaszban leírtak szerint formáljuk, majd AM-DSB eljárást használunk.

∨ 12.2.1. A bináris digitális modulációs rendszerek felépítése

A bináris hírközlő rendszerek vevőkészülékeinek feladata lényegében az, hogy zaj jelenlétében is meg tudják különböztetni, fel tudják ismerni az érkező két lehetséges jelet, $s_1(t)$ -t és $s_2(t)$ -t. A vevő jóságát az határozza meg, hogy milyen hibavalószínűséggel tudja ellátni ezt a feladatot, és a vevőkonstrukció akkor nevezhető optimálisnak, ha a hibavalószínűség minimális. Ebben a részben bemutatjuk annak az optimális vevőnek a felépítését, amely alkalmas bináris ASK, PSK és FSK jelek vételére.

Ha a zaj a vevő bemenetén fehér Gauss-zaj, akkor be lehet bizonyítani, hogy az optimális vevő legfontosabb része az ún. illesztett szűrő. Ugyancsak bebizonyítható, hogy ez a szűrő megvalósítható egy korrelátorral, amely szorzóból és egy integrátorból áll. A vevő szinkronizmusát olyan helyi oszcillátor biztosítja, amelynek vivőfrekvenciája és fázisa pontosan igazodik a vett jel frekvenciájához és fázisához (koherens vétel). Ehhez természetesen megfelelő áramköröket kell a vevőben alkalmazni.

A bináris ASK, PSK és FSK jelek egyaránt demodulálhatók az optimálisnál rosszabb minőségű nemkoherens demodulálási eljárásokkal is. Megvalósításuk jóval egyszerűbb, éppen ezért széles körben alkalmazzák őket kis sebességű adatátviteli rendszerekben.

Nézzük ezek után egy általános blokkvázlaton, hogy hogyan épülnek fel a digitális modulációt alkalmazó bináris adatátviteli rendszerek. A blokkvázlatot a 12.7. ábra tünteti fel. A rendszer bemenőjele egy bináris bitszekvencia $\{d\}$, amelynek bitüteme (-sebessége) $1/T$, egy bit időtartama T . A k -edik bit idején a demodulátor kimenőjele nyilván a k -edik bit értékétől, d -től függ. A modulátor által létrehozott jel, $s(t)$ a k -edik bitidőben d -nek megfelelően egyike a két lehetséges hullámformának, $s_1(t)$ -nek, ill. $s_2(t)$ -nek, eltolva a k -edik bit időtartamára. Itt $s(t)$ a következő módon meghatározott sztochasztikus folyamat:

$$s(t) = \begin{cases} s_1(t - kT) & \text{ha } d_k = 1 \\ s_2(t - kT) & \text{ha } d_k = 0 \end{cases} \quad (12.12)$$

feltételezve, hogy $kT < t < (k+1)T$.

12.7. ábra. Egy vivős, bináris adatátviteli rendszer blokkvázlata

Mind az $s_1(t)$, mind az $s_2(t)$ időtartama T , és véges energiájúak, pl. $s_1(t) \geq 0$ és $s_2(t) \geq 0$, ha t kívül esik a $0 \dots T$ időtartományon, azon belül viszont mindkét függvény négyzetének idő szerint vett integrálja véges értékű.

∨ A hullámalak formája függ az alkalmazott modulációtól, ezt a 12.1. táblázat jól érzékelteti. A modulátor kimenetéről a jel a sáváteresztő jellegű, $H(f)$ transzfer függvényű átviteli csatornára kerül, amelyet most ideálisnak tételezünk fel. Ez esetünkben torzításmentes átvitelt jelent, eltekintve a véges időkéséstől. A csatornazajról pedig feltételezzük, hogy zérus várható értékű, stacionárius Gauss-zaj, amelynek kétoldalas spektrális teljesítménysűrűsége, $N/2$ ismert. A vett jel és zaj, $r(t)$ így felírható a következőképpen:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (12.13)$$

feltételezve, hogy $kT < t < (k+1)T$, ahol τ a továbbítási időkésés, amit egyébként az általánosság csorbítása nélkül zérusnak is tekinthetünk.

12.1. táblázat. Jelzési hullámalakok választása ASK, PSK és FSK esetén

A modulációfajtája $s(t)$; $0 < t < T$; $0 < t < T$

Amplitúdóbillentyűzés $A \cos(\omega t)$

(ASK) (vagy $A \sin(\omega t)$)

Fázisbillentyűzés $-A \cos(\omega t)$ $A \cos(\omega t)$

(PSK) (vagy $-A \sin(\omega t)$) (vagy $A \sin(\omega t)$)

Frekvenciabillentyűzés $A \cos[(\omega - \omega_c)t]$ $A \cos[(\omega + \omega_c)t]$

(FSK) 0 1

A vevő felépítését a 12.8. ábra szemlélteti. A vevőnek először el kell döntenie, hogy a két ismert hullámalak $[s(t)$ vagy $s(t)]$ melyike van jelen a bemenetén a jelzési időszak alatt. A tényleges vevő szűrőből, mintavevőből és küszöbdetektorból (komparátorból) áll. A jel és a zaj összegét leíró $r(t)$ először szűrőn halad át, majd mintavevőre kerül minden egyes (bit)időszak végén. A vett minta egy előre meghatározott küszöbértékkel való összehasonlítása után attól függően lesz 1 -nek vagy -1 -nek dekódolva (időnkénti hibákat is beszámítva), hogy $r^*(kT)$ nagyobb vagy kisebb-e, mint a küszöbérték.

12.8. ábra. Bináris adatátviteli rendszer vevője

∨ A vevő a zaj hatására időnként hibásan dekódol. A hibavalószínűség függ a vevő bemenetére érkező jel teljesítményétől, a zaj spektrális teljesítménysűrűségétől, a jelzési frekvenciától (ütemtől) és olyan vevőparaméterektől, mint pl. a szűrő transzfer függvénye, $H(f)$ és a döntési küszöb beállítása (hasonlóan a PAM típusú átvitelhez).

a) Bináris ASK moduláció

Századunk elején a bináris amplitúdóbillentyűzést használták a vezeték nélküli (szikratávíró) táviratozásban, mivel igen egyszerűen meg lehetett valósítani. A bináris ASK jelalak, $s(t)$ felírható a (12.12) szerinti általános formában, ahol most $s(t) = A \cos(\omega t)$, ha $0 < t < T$ és $s(t) = 0$. Tételezzük fel továbbá, hogy a vivőfrekvencia $2n_p$ -szerese, $\omega = 2n_p/T$, ahol n egész szám.

Az $s(t)$, a modulált jel időfüggvénye felírható az amplitúdómoduláció ismert módszerével az alábbi módon:

$$s(t) = d(t)[A \cos(\omega t)], \quad (12.14)$$

ahol $d(t)$ egy alapsávi impulzussorozatot reprezentál. Tegyük fel, hogy $d(t)$ egy T bitidőtartamú véletlen változó négyesjelsorozat. A modulált jel egyenletéből következik, hogy az ASK jelet szorzóáramkörrel elő lehet állítani, ami másképpen fogalmazva azt jelenti, hogy $d(t)$ -t használjuk fel arra, hogy a vivőt ki-be kapcsolgassuk (=amplitúdóbillentyűzés). A modulált jel spektrális teljesítménysűrűsége, $G(f)$ az alábbi módon függ $G(f)$ -től, $d(t)$ spektrális teljesítménysűrűségétől:

$$G(f) = \frac{1}{2}G(f - \omega_c) + \frac{1}{2}G(f + \omega_c). \quad (12.15)$$

A $d(t)$ időfüggvény jelalakja egy véletlen bináris hullámalak, amely két szintet vehet fel: a 0 -t vagy az 1 -et. Kiszámítható az autokorrelációs függvény felhasználásával, hogy a modulált jel spektruma a következő:

$$G(f) = \frac{1}{2}G_d(f - \omega_c) + \frac{1}{2}G_d(f + \omega_c). \quad (12.16)$$

A két Dirac-függvény az f és a $-f$ frekvencián fizikailag a vivőkomponenst jelöli, míg a $(\sin x)/x$ alakú tagok adják az oldalsávokat. Grafikusan a 12.9. ábra szemlélteti a spektrum elhelyezkedését a $+f$ vivőfrekvencia környezetében.

Ami az ASK jelek demodulálását illeti, két különböző lehetőség között lehet választani. Az egyik az ún. koherens demodulálás, ami igényli a vivő fázishelyes ismeretét, és lényegét tekintve egy integrálásból és döntésből áll, míg a másik eljárás alapvetően nem koherens jellegű, és burkolódetektort használ az adatjel visszanyerésére.

b) Bináris PSK moduláció

A fázisbillentyűzés vagy más szavakkal diszkrét fázismoduláció – mint láttuk – további módszer bináris adatjelek sáváteresztő jellegű csatornán történő továbbítására. A -1 vagy a $+1$ bináris értéket itt is két hullámforma képviseli, az egyik az $s(t) = -A \cos(\omega t)$, a másik pedig az $s(t) = A \cos(\omega t)$, vagyis két ellenfázisú jelről van szó. A modulált PSK jelet, $s(t)$ -t most is felírhatjuk a szokásos formában:

$$s(t) = d(t)[A \cos(\omega t)] , (12.17)$$

ahol $d(t)$ a T periódusidejű véletlen bináris jel -1 és $+1$ értékekkel. Érdekes megfigyelni, hogy az egyetlen különbség az ASK és a PSK hullámalak között az, hogy ASK-nál a vivő vagy van, vagy nincs, míg PSK-nál a vivő hol $+1$, hol -1 értékkel van megszorozva. Ki lehet mutatni, hogy a PSK jel spektrális teljesítménysűrűség-függvénye, $G(f)$ most is a következő:

$$G(f) = \frac{1}{2} [G(f-\omega) + G(f+\omega)] , (12.18)$$

ahol

$$G(f) = \dots . (12.19)$$

12.9. ábra. Véletlen bináris ASK jel spektrális teljesítménysűrűség-függvénye

Ha összehasonlítjuk a (12.19)-et a (12.16)-tal, akkor megállapíthatjuk, hogy a két spektrális sűrűségfüggvény hasonló alakú. Az egyetlen lényeges különbség abból ered, hogy most nincsenek Dirac-függvények, ami azt jelenti, hogy nincs a vivőfrekvencián diszkrét komponens a PSK spektrumában. Ugyanígy logikus az a megállapítás is, hogy a PSK jel sáv szélességigénye hasonló az ASK-éhoz.

A klasszikus PSK jel demodulálása csak a koherens eljárással lehetséges, azaz a vevőben előállított vivőt szinkronizálni kell a beérkező vivő frekvenciájához és fázisához. Pontos számításokkal igazolható, hogy a koherens PSK eljárással fele akkora jelteljesítménnyel (-3 dB) azonos hibavalószínűséget lehet elérni, mint az ugyancsak koherens ASK módszerrel.

c) Bináris FSK moduláció

A frekvenciabillentyűzést (FSK) alkalmazó jelzési módszert főleg kis sebességű adatátviteli rendszerekben alkalmazzák. Előnyei közé tartozik a viszonylag egyszerű konstrukciós igény, ami főleg a lehetséges nemkoherens demodulálási lehetőségéből fakad, hiszen a jelet

egyszerűen a jelzési frekvencia mérésével lehet demodulálni, \forall nincs szükség szinkronizmusra. Ugyancsak egyszerű az FSK jel előállítás is. Ugyanakkor meg kell jegyezni, hogy hatékonysága adóteljesítményben és sáv szélesség $\&$ kihasználásban nem olyan jó, mint a PSK eljárásé.

A bináris FSK esetén a két jelzési hullámforma a következő:

$$s(t) = A \cos(\omega t - \varphi), \quad s(t) = A \cos(\omega t + \varphi), \quad (12.20)$$

amelyek a bináris 1, ill. a bináris $\&$ 1 értékeknek felelnek meg (a képletekben szereplő ω a frekvenciát). Látható, hogy az FSK esetén az információt alapvetően az aktuális frekvencia értéke hordozza.

A bináris FSK jel állandó amplitúdójú és folyamatos fázisú FM hullámforma. A jel egyik lehetséges matematikai leírását a következő egyenlet adja meg:

$$s(t) = rA \cos(\omega t + \int d(\tau) d\tau + \varphi), \quad (12.21)$$

ahol $d(t)$ egy véletlen változó bináris hullámforma, amelynek értéke $+1$, ha $d=1$ és $\&$ 1, ha $d=\&$ 1. A bináris FSK jel pillanatnyi frekvenciája $\&$; definíció szerint $\&$; az $s(t)$ időfüggvény fázisának idő szerinti deriváltja, azaz

$$f = \omega + \int d(\tau) d\tau = \omega + \omega d(t). \quad (12.22)$$

Mivel $d(t) = +1$, a pillanatnyi körfrekvenciának is csak két értéke van: $\omega + \omega$.

A digitális FM jel matematikai analízise bonyolult, ezért attól eltekintünk, és csupán a számítások végeredményét ismertetjük a 12.10. ábra segítségével. Az ábráról leolvashatók a következő jellemzők: ha fT értéke, azaz a relatív frekvenciát kicsi, akkor a spektrum a vivőnél csúcsosodik, és lankás a lecsengése ($1/T$ most is a bitsebességet jelöli). Ebben az esetben az FSK jel sáv szélessége $2/T$ Hz nagyságrendben van, ami megegyezik a PSK jelnél kapott értékkel. Ahogy azonban fT értéke növekszik, a fő spektrumcsúcsok eltolódnak a jelzési frekvenciákra, $(f+f)$ és $(f\&$;f) értékekre, és az elfoglalt frekvenciasáv nagyobb lesz, mint a PSK jel $2/T$ Hz sáv szélessége. Ha fT értéke igen nagy, akkor a spektrum lényegében két összefonódott ASK jel spektruma lesz, amelyeknek vivőfrekvenciája kb. $(f+f)$ és $(f\&$;f).

Továbbá, ha $2f = m/T$ (m egész szám), a teljesítménysűrűség-spektrum két diszkrét szinuszos frekvenciát is tartalmaz, ahogy ez a 12.10b ábrán látható. Általában elmondható, hogy az FSK jel sáv szélessége nagyobb, mint akár az ASK-é, akár a PSK-é.

Korábban már említettük, hogy a (12.21) összefüggéssel leírt bináris FSK hullámalakja egy folytonos fázisú jelalak. A fázis folytonosságának a megőrzése céljából a fázisátmeneteket úgy kell kialakítani, hogy figyelembe vesszük a jel korábbi menetét.

\forall

12.10. ábra. a) Az FSK jel teljesítménysűrűség-spektruma;

b) a bináris FSK jel spektruma, ha $2f = 1/T$

Ellenőrző kérdések

1. Ismertesse az alapsávi digitális modulációs rendszerek általános felépítését, definiálja az illesztett szűrés fogalmát fehér Gauss-zajos csatornában!
2. Mi az ISI-mentes átvitel feltétele alapsávi digitális modulációs rendszerben?
3. Hogyan határozható meg a bináris, digitális, alapsávi modulációs rendszer hibaaránya?
4. Ismertesse a vivős, digitális modulációs rendszerek típusait, rajzolja fel a jellegzetes jelalakokat!
5. Rajzolja fel a vivős, bináris, digitális modulációs rendszerek általános felépítését!
6. Adja meg a vivős, bináris, ASK, PSK és FSK rendszerek kimenőjelének spektrális teljesítménysűrűségét!

√

√ Feladatok

1. Adjon meg a következő bináris, digitális, alapsávi átviteli rendszerben egy √ ISI-mentes átvitelhez szükséges vevő-szűrőkarakterisztikát, ha

$$\sqrt{H(f)} = \sqrt{0}$$

2. Számítsa ki az alábbi bináris, digitális, alapsávi átviteli rendszer hibaarányát, ha $H(f) = H(f)$; $P = 10 \text{ W}$; $T = 10 \text{ s}$; $N = 4 \times 10^{-10} \text{ W/Hz}$ és

$$H(f) = \sqrt{0}$$

3. Rajzolja fel egy bináris PSK rendszer kimenőjelének spektrális teljesítménysűrűségét, ha $A = 1 \text{ V}$; $T = 10 \text{ s}$. A referencia-ellenállás értéke 1 W .

Irodalom

- [1] Lucky, R.W. & Salz, J. & Weldon, E.J.: Adatátvitel. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1973.
- [2] Proakis, J.G.: Digital Communication. New York, McGraw-Hill, 1983.
- [3] Viterbi, A.J.: Principles of Coherent Communication. New York, McGraw-Hill, 1966.

Rövidítések

ASK Amplitude-Shift-Keying & amplitúdóbillentyűzés

BER Bit Error Ratio & bithibaarány

FSK Frequency-Shift-Keying — frekvenciabilentyűzés
ISI Intersymbol Interference — szimbólumközi áthallás
PAM Pulse Amplitude Modulation — impulzusamplitúdó-moduláció

PDMPulse Duration Modulation — impulzusidőtartam-moduláció

PPMPulse Position Modulation — impulzushelyzet-moduláció

13. A CSATORNA MEGOSZTÁSA

Az eddigiekben már megismerkedtünk az *információforrások tulajdonságaival*, többek között azzal, hogy *mekkora sávszélességre* van szükség az információ továbbításához a hírközlő csatornákon. Tudjuk, hogy *analóg források* esetén a *legnagyobb spektrumösszetevő* szabja meg az elfoglalt frekvenciasávot az ún. *alapsávban*. A különböző *modulációs eljárások*, amelyeket arra használunk, hogy a továbbítandó jelspektrumot áthelyezzük a frekvenciasávban, megnövelhetik az igényelt sávszélességet (pl. AM-DSB esetén ez az alapsávi sávszélesség kétszeresére, FM esetén pedig akár sokszorosára is kiterjedhet). *Digitális* vagy digitálissá alakított forrásjelek esetén a szükséges sávszélesség az adatátviteli sebesség és az alkalmazott spektrumformáló kódolási, ill. digitális modulációs módszerek függvénye. Az egyes módszerek hatékonyságát szokás (bit/s)/Hz-ben, azaz az egységnyi sávszélességre jutó adatsebességben mérni. *A hatékonyság tipikus értékei* 0,5 (egyszerűbb módszereknél) és 4...5 (bonyolult, többszintű modulációs eljárásoknál) között vannak.

E könyv 6. fejezetében megismerkedtünk a *hírközlő csatornák* tulajdonságaival is. Tudjuk, hogy fizikai okok miatt véges a fémes *vezetéken* átvihető frekvenciatartomány, *rádiórendszereknél* viszont a műszaki okok mellett fontos szerepet játszanak a jogi, szabályozási kérdések is. Az *optikai kábelek*, fényvezetők sávszélessége az előbbiekénel nagyságrendekkel nagyobb lehet. Mindazonáltal a hírközlő csatornák sávszélessége, átbocsátóképessége általában jóval meghaladja a továbbítandó egyedi forrásjelek sávszélességigényét. Sok esetben több információforrás jelét amúgy is együtt kell továbbítani két pont között. Azokat a módszereket, amelyek segítségével a csoportos jelátvitelt megoldhatjuk, multiplexelési vagy nyalábolási eljárásoknak nevezzük.

13.1. Frekvenciaosztású és időosztású nyalábolás

A közös csatornát általában *frekvenciában* vagy *időben* oszthatjuk meg. Van még egy speciális módszer is, az ún. *kódosztás*, amelyről később szólunk.

A frekvenciaosztású nyalábolást közkeletű rövidítéssel FDM-nek (frequency division multiplexing), az időosztásút TDM-nek (time division multiplexing) nevezzük. Mindkét technikát tekintjük át a legtipikusabb alkalmazási terület, a *beszédjelek továbbítása* szempontjából.

FDM esetében az erre legalkalmasabb modulációs eljárás, az egyoldalsávós amplitúdómoduláció segítségével különböző frekvenciákra eltolva helyezzük el egymás mellett a közös sávban a beszédjeleket. A 13.1. ábrán az FDM eljárást illusztráltuk a 12 csatornás, ún. alapsoport példáján. A 13.1a ábra az analóg beszédjel spektrumának jellegét illusztrálja. A 13.1b ábrán a — távközlési szabványok által előírt módon — a 300 Hz és a 3400 Hz közötti sávra korlátozott beszédcsatorna szimbolikus jelölése látható.

(Az emelkedő egyenesnek nincs köze ahhoz, hogyan változik a spektrális komponensek intenzitása a sávon belül; lehetne téglalappal is ábrázolni, \vee ez a jelölés azonban alkalmas arra, hogy a különböző frekvenciaáthelyezések lépése során követhessük a spektrum "állásának" változását.) A 13.1c ábrán a 12 beszédcsatorna elhelyezkedése látható a 60... 108 kHz-es sávban.

13.1. ábra. Beszédcsatornák frekvenciaosztású nyalábolása

Az FDM jelet a 13.2a ábra szerinti elrendezésben lehet előállítani. A szorzó&szűrő együttes egy-egy csatornát tol el a megfelelő helyre; a szűrő többnyire lehet alul- vagy felüláteresztő szűrő. Az 1. csatorna esetén pl. a $v(t)$ jel 60 kHz-es frekvenciájú szinuszjel, és a szorzó után létrejött AM-DSB jel felső oldalsávját felüláteresztő szűrő választja ki. Az FDM jelből az egyes csatornák leválasztását a 13.2b ábrán látható demultiplexer végzi. A bemenetén elhelyezett szűrők egy-egy csatornát választanak ki az FDM jel sávjában, és az azt követő szorzó&aluláteresztő szűrő elrendezés "tolja vissza" az adott csatornát az alapsávba.

A beszédjelek *időosztású nyalábolása* vagy multiplexelése esetén azt használják ki, hogy a csatorna sebessége adott esetben lényegesen nagyobb, mint a digitalizált beszédjelé. (Emlékeztetünk arra, hogy a távközlési szabványok 8 kHz-es mintavételt és mintánként 8 bites kódolást írnak elő; a forrássebesség tehát 64 kbit/s.) Így pl. a távközlőhálózatokban általánosan használt primer sebességű TDM jel (l. még a 18. fejezetet) 31 db 64 kbit/s-os csatornát tartalmaz, a sebesség pedig 2048 kbit/s, mivel a $31 \cdot 64$ kbit/s-hoz még további, egy csatornányi többletet adnak hozzá keretezési, szinkronizálási, jelzési és egyéb célokra.

Az előbbieken frekvencia-, ill. időosztású nyalábolásról beszéltünk akkor, amikor a hírközlő rendszer egy adott pontján több, egy helyen egyidejűleg jelenlévő forrásjelet egy FDM, ill. TDM jellé fogtunk össze azért, hogy közös (széles sávú) csatornán továbbíthassuk. A közös csatorna megosztásának szükségessége akkor is felvetődik, ha a forrásjelek nem egy helyen (a multiplexer bemenetén) vannak, hanem térben szétszórva. Az említett módszerek ekkor is alkalmazhatók. A megfelelő eljárások neve ekkor FDMA, ill. TDMA (frequency/time division *multiple access*, frekvencia-/időosztású *többszörös hozzáférés*).

Az FDMA gyakorlati alkalmazhatósága korlátozott, mivel a közös széles sávú csatorna keskeny sávú alcsatornákra való felosztása — különösen rádiórendszereknél, frekvenciagazdálkodási okok miatt — nem mindig lehetséges, és műszakilag is bonyolult, tehát költséges lehet az egyedi keskeny sávú adók és vevők alkalmazása.

\vee TDMA rendszereknél minden egyedi állomás ugyanazt a (széles) frekvenciasávot használja, de csak a keret számára kiosztott időrésében. Ha az adott állomásnak éppen nincs továbbítandó információja, az időrése üresen marad, amennyiben viszont több van, mint ami egy időrésbe befér, a többletet csak a következő keret(ek)ben továbbíthatja. Az időosztás megvalósulhat központilag vezérelt vagy szétosztott módon. A TDMA rendszerekről további részletek olvashatók a 18. fejezetben.

13.2. ábra. FDM jel *a*) előállítása és *b*) demultiplexelése

13.2. Kódosztás

A *kódosztású többszörös hozzáférés* (CDMA — code division multiple access), más néven szórt spektrumú többszörös hozzáférés (SSMA — spread spectrum multiple access) speciális modulációs technika, amely az ún. *spektrumszórás* alkalmazásán alapszik. A spektrumszórás — egyik fő változatában — egy adó-vevő pár egy, csak rá jellemző, l hosszúságú bináris kódszópárt használ, és a bináris forrásjel 1, ill. 0 értékű biteinek ezeket a kódszavakat, ill. az inverzét felelteti meg (l értéke tipikusan 16, 32 vagy 64). Ennek az eljárásnak a neve: direct sequence spread spectrum. A másik fő változatban, amelynek a neve frequency hopping spread spectrum, azaz *frekvenciaugratásos spektrumszórás*, a forrásjel egymás utáni bitidejei alatt az adó egy speciális kódsorozatnak megfelelően az adott készletből különböző frekvenciájú szinuszcsoomagokat választ ki és ad ki felváltva a csatornára. (A frekvencia váltogatása történhet lassan: több bitideig változatlanul hagyva, vagy gyorsan: egy bitidő alatt többször váltva a frekvenciát.) Mindkét esetben az eredmény, hogy a modulált jel sávja jelentősen kiszélesedik, az adó teljesítménye ebben a széles sávban oszlik el. A szórt spektrumú modulációt eredetileg zavarvédett hírközlő rendszerek létrehozására dolgozták ki, mivel a széles sávot elfoglaló modulált jelet nem lehet koncentrált zavarójelekkel lényegesen károsítani, a teljes sávban vagy annak egy részében hatékony zavaráshoz viszont igen nagy teljesítményre lenne szükség.

√ A szórt spektrumú technika multiplexelésre, ill. többszörös hozzáférésre való alkalmazásának az az alapja, hogy különböző források számára különféle kódsorozatokat jelölve ki, azok ugyanabban a sávban működhetnek, akár a "direct sequence", akár a "frequency hopping" módszer alkalmazása esetén. l hosszúságú kódszavak esetén elvileg 2 különböző kódszó osztható ki, a valóságban azonban ennél jóval kevesebb "jól megkülönböztethető" kódszót lehet kijelölni.

A szórt spektrumú technikával tehát mind nyalábolás (multiplexelés), mind pedig többszörös hozzáférés megvalósítható. Gyakorlati alkalmazások a többszörös hozzáférésre léteznek. Egy jellegzetes példa: CDMA elven működik az ún. rádiós LAN-ok (LAN — local area network, lokális számítógép-hálózat) egy része. Ezeknél a viszonylag széles sávot elfoglaló jel spektrális sűrűségét kis értékre korlátozzák, így ugyanabban a sávban számos, területileg szétosztott rendszer működhet egymás zavarása nélkül.

Térjünk most vissza az időosztású többszörös hozzáférésre. A továbbiakban a TDMA módszerek családjába tartozó, hatékony csatornamegosztást biztosító eljárásokkal foglalkozunk.

13.3. Rugalmas időosztás: lekérdezéses (polling) módszerek

√

Az előbbieken vázolt ún. *kötött időosztású (TDMA) hozzáféréses* módszerek nyilvánvaló hátránya az, hogy az adott állomás (felhasználó) számára kiosztott időrés akkor is foglalt, ha nincs az állomásnak adnivalója. Ha azonban feltételezzük, hogy az időosztású rendszer központi vezérlőegysége és az állomások között lehetőség van egy lekérdezés—válasz üzenetváltásra, akkor az éppen "üres" állomásról rögtön tovább lehet lépni a következőre. Az ily módon elérhető időbeli nyereséggel szemben csak a rövid lekérdezés-válasz üzenetek időtartama és a jelterjedési idő miatti veszteség áll.

13.3. ábra. Lekérdezéses módszerek: roll-call polling

P: poll, M: message, GA: go ahead

A lekérdezés vagy a magyar műszaki nyelvben is ismert "polling" elvének megvalósítására az első ötletünk a 13.3. ábrán látható elrendezés lehet. Ha a P (poll) és a GA (go ahead) vezérlőüzenetek rövidek a M (message) hasznos üzenetekhez képest, továbbá a központ és az állomások közötti jelterjedési idő kicsi, ez a "roll-call polling"-nak nevezett módszer jól működik. Az üzenethosszakhoz képest nem elhanyagolható terjedési idők esetén előnyösebb a 13.4. ábrán látható, ún. "hub √ polling" elrendezés, az idővesztések ugyanis sokkal kisebbek lehetnek, mint az előző esetben, mivel az állomások egymásnak adják át az adás jogát.

A lekérdezéses módszereket sok területen alkalmazzák kommunikációs rendszerekben. A legrégebbi és legismertebb példa a terminálhálózatoké, amelyekben a központi gépekhez terminálvezérlő egység közbeiktatásával csatlakoznak a helyi vagy távoli terminálok, és a vezérlő lekérdezéses módszerrel "nyeri ki" a terminálokon elkészült üzeneteket.

13.4. ábra. Lekérdezéses módszerek: hub polling

A lekérdezés elvét a számítástechnikai *lokális* hálózatokban (LAN) is alkalmazzák. A hozzáférési módszereket tokenes protolloknak nevezik. *Token* (kb.: zseton) a neve ugyanis annak a rövid vezérlőüzenetnek, amelynek segítségével az állomások egymásnak átadják az adás jogát. Ezekben a rendszerekben nincs is központi vezérlő, az állomások elosztott algoritmusok alapján állapodnak meg a szabályokban, pl. abban, hogy melyik kezdi a token körbejáratását, vagy ha "elvesztett" (megsérült, meghibásodott) a token, melyik kezdi újra. Tokenes elven működnek busztopológián és gyűrűn alapuló lokális hálózatok is.

13.4. Véletlen hozzáférések, időosztásos eljárások

Az eddig vizsgált többszörös hozzáférési eljárásokat (FDMA, TDMA, CDMA, polling) a *szervezett* hozzáférések közé soroljuk. A másik nagy csoportot a *véletlen* vagy *szabad* hozzáférések alkotják. (A magyar szaknyelvben a "random access" szó szerinti fordítása, a "véletlen hozzáférés" terjedt el, bár a szabad hozzáférés talán jobban kifejezi a lényegét).

A véletlen hozzáférések vagy véletlen időosztásos módszerek alkalmazása azon a megfigyelésen alapszik, hogy a felhasználók többsége *szakaszos üzemű*, kis "kitöltési tényezővel". Az utóbbi kifejezést az elektronikából vettük kölcsön, és azt jelezzük vele, hogy a felhasználók csak az idő kis részében foglalják le a hírközlő csatornát üzenettovábbításra, az idő nagy részében az üzenetek előkészítése folyik. Ha pl. *párbeszédészámítógép-terminálokat* tekintünk, akkor egy display-sort mint üzenetet véve és 1200 bit/s (tehát viszonylag kis) adatsebességgel számolva, a tényleges üzenettovábbítási idő kb. 0,5 s, míg a tapasztalatok szerint ennek az üzenetnek az előkészítése (a program- vagy adatsor begépelése, ellenőrzése stb.) kb. 0,5...1 perc lehet. Példánkban tehát a kitöltési tényező 10 nagyságrendű.

√ A szakaszos üzemű felhasználók közötti összeköttetéseket egy *többszörös hozzáférésű* és egy *adatszóró csatornán*, esetleg egyetlen *többszörös hozzáférésű adatszóró csatornán* kívánjuk biztosítani. (Az *adatszóró csatorna* elnevezés a *műsorszóró csatorna* rokona, ezzel azt fejezzük ki, hogy egy adó adását az összes többi felhasználó vevője veszi, természetesen az üzenetet csak a címzett tekinti sajátjának.) A következőkben a többszörös hozzáférésű csatorna *hatékony és rugalmas megosztásának* néhány fő módszerével foglalkozunk.

Közös többszörös hozzáférésű csatorna kialakítására számos gyakorlati kommunikációs hálózatban van mód, sőt, több esetben ez a megoldás magától adódik. A három legjellegzetesebb példa erre a következő:

— műholdas ismétlőállomást alkalmazó rendszer;

— földfelszíni rádióhálózat;

— kábeles helyi hálózat.

*A Földhöz képest álló (szinkron) műhold a földfelszín egy meghatározott területén szétszórta elhelyezkedő felhasználók egymás közötti kommunikációját teszi lehetővé (13.5. ábra). A műhold ismétlőállomásként működik, az f vivőfrekvenciájú csatornán veszi a felhasználók üzenetcsomagjait, és az f frekvencián visszasugározza őket. A műholdas csatorna első jellegzetessége, hogy *mindenki visszahallja a saját adását is* a terjedési idővel késleltetve. Így *automatikusan* értesül arról, hogy az adott csomag sikeresen eljutott-e a címzetthez, vagy a többszörös hozzáférésű eljárás következtében más felhasználók csomagjaival való "ütközés" miatt meghibásodott. A csomag természetesen a zaj miatt is meghibásodhat, de erről a saját adás visszahallgatása nem ad felvilágosítást. A másik jellegzetesség az, hogy *nagy a terjedési idő a csomagidőhöz képest*. A teljes (kétutas) terjedési idő 0,24...0,27 s közötti, és ha egy műholdas csatorna adatsebessége pl. 32 kbit/s, ebből az adódik, hogy 1000 bites csomagot véve, a terjedési idő kb. 10-szerese a csomagidőnek.*

13.5. ábra. Többszörös hozzáférésű műholdas csatorna

*A földfelszíni rádióhálózatok leggyakrabban egy központból (bázisállomás) és N (gyakran mozgó) felhasználói pontokból állnak (13.6. ábra). A felhasználók központ N irányú, f vivőfrekvenciájú rádiócsatorna többszörös hozzáférésű csatorna, míg a központ felhasználók irányú, f frekvenciájú csatorna adatszóró csatorna. A műholdas rendszerrel ellentétben a felhasználók nem kapnak automatikus visszajelzést csomagjaik sikeres vagy sikertelen továbbításáról, erről a központnak külön kell gondoskodnia, pl. *pozitív nyugtázással*. A másik jellegzetesség az, hogy a *terjedési idő kicsi a csomagidőhöz képest*. Lássunk erre is egy számpéldát: 9600 bit/s adatsebesség mellett (amely a szabványos telefonvonalakon és rádiótelefon-csatornákon viszonylag nagy sebességnek számít), és az előbbi példa 1000 bites csomag hosszát tekintve, 30 km-es távolság esetén a terjedési idő 10 s, ami a 0,1 s értékű csomagtovábbítási időnél három nagyságrenddel kisebb. Ez a körülmény pl. abból a szempontból lehet fontos, hogy ha a felhasználók egymás adását is hallják (ez nyilvánvalóan topológiai megszorítást jelent), a csatornából ily módon nyert információ hasznosítható lehet. Az adás tényének érzékelésén (az ún. vivőérzékelésen) alapuló módszerekről a következőkben lesz szó.*

13.6. ábra. Földfelszíni rádiós adatátviteli rendszer

Harmadik példánkat a *helyi hálózatok* köréből vesszük. A 13.7. ábra busz típusú helyi hálózatot szemléltet. Az átviteli csatorna ez esetben egy mindkét végén megfelelően lezárt koaxiális kábel, amelyre vonali meghajtók és vevők révén csatlakoznak az állomások.

A kábeles átviteli csatorna fő jellegzetessége a nagy adatsebesség (néhány Mbit/s) és a kis méretek miatt a kis terjedési idő (ilyen kábeles hálózatot egy-egy épületen belül, esetleg egymáshoz közel álló épületek csoportján belül célszerű N kiépíteni). A busz típusú

felépítésből adódóan egyrészt a felhasználók saját csomagjuk elküldése előtt képesek érzékelni, hogy van-e adás a csatornán (és az így szerzett információ "jól használható", mivel a terjedési idő kicsi), másrészt saját adásukat visszahallgatva, automatikusan meggyőződhetnek arról, hogy sikeres vagy sikertelen volt-e az adás. Itt tehát ötvöződnek a műholdas ismétlőállomás és a kis kiterjedésű földfelszíni rádióhálózat előnyei.

13.7. ábra. Többszörös hozzáférés kábeles buszon

13.4.1. Aloha típusú, véletlen hozzáférésekes eljárások

A véletlen hozzáférésekes módszerek népes családjának legelső, legismertebb és legegyszerűbb tagja az *Aloha eljárás*, amelynek két változata van: az egyszerű és a réselt Aloha. (Az Aloha szó hawaii nyelven üdvözlést jelent; a módszert először a honolulu-i egyetemen dolgozták ki és valósították meg kísérleti rendszerben.)

Az Aloha eljárás szerint minden felhasználó azonnal elküldi az elkészült üzenetcsomagját. Az üzenetcsomag elején, a "fejében" a terminál címe (azonosítója) van, emellett a csomag hibajelző kódot (konkrét esetben egyfajta ciklikus kódot) is tartalmaz. A központi vezérlő elvégzi az ellenőrzést, és eldönti, hogy az adott csomag sikeres volt-e, vagy "ütközés" történt (átlapolódott más felhasználó(k) csomagjával). Megjegyezzük, hogy a véletlen bithibák is sikertelen adáshoz vezetnek.

Sikeres esetben a központ nyugtázást küld az adatszóró csatornán, sikertelen esetben pedig a nyugta elmaradása informálja a felhasználó(ka)t arról, hogy ütközés következett be. Ekkor a felhasználók — egymástól független véletlen késleltetés után — ismét megkísérik az átvitelt. A csatorna forgalmának egy lehetséges lefolyását a 13.8. ábra mutatja.

13.8. ábra. Az Aloha eljárás illusztrációja

∨ Az egyszerű Aloha eljárás könnyen megvalósítható, és kis terminálszám esetén kielégítő megoldást is nyújthat. A továbbfejlesztett változatának tekinthető *réselt Aloha eljárásban* az időtengely a csomagidővel megegyező hosszúságú időrésekre van osztva, és ezt a beosztást minden felhasználó pontosan ismeri. (Ilyen értelemben tehát szinkron kapcsolat van a felhasználók között, de továbbra sem működnek koordináltan.) Maga az eljárás pedig csupán abban különbözik az egyszerű Alohától, hogy a felhasználó a *tetszőleges időpontban* elkészült csomagját *pontosan a következő részbe beillesztve* küldheti el. Könnyű belátni, hogy az így időzített csomag vagy sikeres lesz, vagy *teljes átfedésben* lesz más csomagokkal. Az adott csomag szempontjából "veszélyes" időszak (amelyen belül kezdődő más adás ütközést okoz) így a felére csökken, ennek megfelelően nő a kihasználtság is.

13.4.2. Vivőérzékeléses módszerek

A véletlen hozzáférésekes módszerek következő csoportját a *vivőérzékeléses* eljárások alkotják. Ha feltételezzük, hogy egy, az Aloha rendszerhez hasonló, sugaras hálózatban a felhasználók továbbra is csak a központtal kívánnak kommunikálni, de egymás adását is képesek venni, vagy legalábbis az adás tényét érzékelni, akkor az ütközések jelentős része elkerülhető. Ehhez az kell, hogy a felhasználók elkészült üzenetcsomagjaikat csak akkor küldjék el, ha a csatorna állapotát megvizsgálták és üresnek találták (nem érzékelték vivőt). Aszerint, hogy mit tesznek a felhasználók a csatorna állapotának érzékelése után, több eljárás is elképzelhető. Itt a

leegyszerűbbet, az ún. "nem kitartó"-nak (non-persistent) nevezett eljárást említjük meg, amelynek egyszerű szabályai a következők:

a) Ha az üzenetsomag elkészültének pillanatában a felhasználó szabadnak érzékeli a csatornát, akkor elküldi a csomagot.

b) Ha a csatorna foglalt, akkor egy későbbi időpontban újból megvizsgálja a csatornát és a fentiek szerint jár el.

Az eljáráscsalád rövid neve az angol carrier sensing multiple access kifejezésből: CSMA. A vivőérzékelés tehát nem szünteti meg teljesen az ütközéseket, hiszen a terjedési + érzékelési időn belül még szabadnak érzékelik a felhasználók a csatornát, holott lehet, hogy az már foglalt. Ha T jelöli az egységes csomagidőt és a a terjedési + érzékelési időt, akkor az is könnyen belátható, hogy minél kisebb az a/T viszony, annál kevesebb lesz az ütközés, tehát annál nagyobb lesz a kihasználtság.

13.4.3. Konfliktusfeloldásos eljárások (fa-algoritmusok)

Az eddig vizsgált eljárások elve: a csatorna igény szerinti megosztása szétosztott vezérléssel. Ezt az elvet másképpen valósítják meg a *konfliktusfeloldáson alapuló módszerek*. Ezek alap gondolata az a határozott törekvés, hogy minden versenyhelyzetet, amely az azonos időben érkezett igények között keletkezett, fel kell oldani, tehát elsődleges célként kell kitűzni a csatorna megosztását a konfliktusban részt vevő felhasználók között. E célból új felhasználóknak a konfliktus teljes feloldásáig általában nem szabad adniuk. A konfliktusfeloldáson alapuló módszerek jellegzetessége, hogy egy, az adott eljárásra jellemző kihasználtságérték alatt *stabil működést* biztosítanak. (Az Aloha típusú eljárásokra az jellemző, hogy a bemeneti forgalom növelésével a rendszer instabillá válhat: a csomagok késleltetése megnő, a kihasználtság lecsökken, a csatorna "eldugul".)

√ Ellenőrző kérdések

1. Milyen eljárással lehet frekvenciaosztású nyálábolást megvalósítani?
2. Miért előnyösebb a lekérdezéses (polling) módszerek a rögzített időosztású többszörös hozzáféréshez képest?
3. Melyek a többszörös hozzáférésű csatorna fő gyakorlati esetei és melyek az egyes esetek fő jellemzői?
4. Miért előnyösebb a vivőérzékeléses (CSMA) módszer, mint az Aloha?

Irodalom

[1] Dallos Gy. & Szabó Cs.: Hírközlő csatornák véletlen hozzáférésekes módszerei. Budapest, Akadémiai Kiadó, 1984.

[2] Tanenbaum, A: Számítógéphálózatok. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1992.

Rövidítések

AM-DSB Amplitude Modulation - Double Sideband — kétoldalsávós amplitúdómoduláció

FDM Frequency Division Multiplexing — frekvenciaosztású nyálábolás

FM Frequency Modulation — frekvenciamoduláció

TDM Time Division Multiplexing — időosztású nyálábolás

FDMA Frequency Division Multiple Access — frekvenciaosztású többszörös hozzáférés

TDMA Time Division Multiple Access — időosztású többszörös hozzáférés

CDMA Code Division Multiple Access — kódosztású többszörös hozzáférés

SSMA Spread Spectrum Multiple Access — szórt spektrumú többszörös hozzáférés

CSMA Carrier Sense Multiple Access — vivőérzékeléses többszörös hozzáférés

14. NYILVÁNOS KAPCSOLT TÁVBESZÉLŐ- HÁLÓZATOK

Napjaink elterjedt távközlési szolgáltatait (telefon, telex, adatátvitel) különálló, szolgálatspecifikus hálózatok biztosítják. A hálózatok közös jellemző feladata, hogy a hálózathoz kapcsolt végberendezések között, a végberendezést használók igénye szerint, egyidejűleg nagyszámú kapcsolatot biztosítsanak. Az általános hálózatmodell tartalmaz végberendezéseket, a végberendezéseket a hálózati csomópontokkal összekötő hozzáférési csatornákat, hálózati csomópontokat (kapcsolóközpontokat), valamint a csomópontokat egymással összekötő csatornákat (14.1. ábra).

14.1. ábra. A távközlőhálózat elvi modellje

Kötött helyzetű hálózatban a végberendezés helye hosszú ideig állandó (áttelepítéssel változtatható), míg mobilhálózatban (l. a 17. fejezetet) a végberendezés helyét elvben tetszőlegesen - akár a folyó kapcsolat közben is - változtathatja. A végberendezések közötti kapcsolat típusa szerint a hálózat vonalkapcsolású (circuit switched) vagy csomagkapcsolású (packet switched) lehet. *Vonalkapcsolás* esetén a hálózati csomópontok csatornák sorba kapcsolásával átviteli utat létesítenek a kommunikáló végberendezések között, és ez az út a kapcsolat teljes időtartama alatt csak a két végberendezés információit továbbíthatja. Mivel az átviteli út állandóan hozzá van rendelve a kapcsolathoz, az információtovábbítás csak az átviteli út paramétereitől meghatározott késleltetésnek van kitéve. Vonalkapcsolást általában a szigorú valós idejű előírásokat teljesítő hálózatok alkalmazzák (pl. telefon). *Csomagkapcsolás* esetén a kommunikáló végberendezések között nincsenek sorba kapcsolva a csatornák, hanem a kapcsolathoz hozzárendelődik egy olyan egyéni azonosító, amely

egyértelműen kijelöli a kibocsátott információ továbbításának útját. A végberendezések az információt szakaszosan, csomagokban bocsátják ki, és a csomagok fejrészébe helyezik a kapcsolat azonosítóját. A beérkező csomagot a csomópont a fejrész információja által kijelölt csomópontba küldi, ha a továbbításra kijelölt csatorna szabad. Ha nem szabad, akkor az ütköző csomagokat a csomópont átmeneti tárolóba helyezi, majd valamilyen szabály szerint (pl. FIFO) továbbítja azokat.

A csomagkapcsolás a csatornák hatékonyabb kihasználását eredményezi, aminek viszont az a hátránya, hogy a csomópontokban fellépő várakozás megnöveli a késleltetési időt, amely ráadásul még ingadozhat is, és a tároló telítettsége csomagvesztést okozhat. Csomagkapcsolást ott alkalmaznak, ahol a valós idejű követelmények enyhébbek, és a tényleges kommunikáció ideje lényegesen kisebb a kapcsolat idejénél. A hosszú múltra visszatekintő szolgáltatók hálózatai a vonalkapcsolás elvét alkalmazzák részben az említett szempontok miatt, de nem utolsó sorban azért, mert kialakulásuk és tömeges elterjedésük idejének technológiája mást nem tett lehetővé.

14.1. A távbeszélő-hálózatok struktúrája

Földünk legkiterjedtebb automatája a nyilvános kapcsolt távbeszélő-hálózat (PSTN), amelynek révén a Föld bármely két pontja között létesíthető jó minőségű beszédkapcsolat. A több, mint 100 éves fokozatos fejlődés eredményeként az elavult technológiát és technikát alkalmazó rendszerektől kezdve a legkorszerűbb digitális rendszerekig sokféle megoldás egyidejűleg megtalálható benne. A távbeszélő-hálózatok üzemeltetői számára ezért az egyik legnagyobb kihívás a különböző rendszerek együtt működtetésének biztosítása.

A távbeszélő-hálózat a vonalkapcsolt hálózat klasszikus esete, és nélkülözhetetlen elemei az összekapcsolási funkciókat ellátó távbeszélőközpontok. A távbeszélőközpontok általános modelljét a 14.2. ábra szemlélteti. A *kapcsolómező* feladata a beszédcsatornák rendelésre történő összekapcsolása. A kapcsolómező lehet *térosztásos* (analóg alapsávi beszédátvitel esetén) vagy *időosztásos* (időmultiplex digitális beszédátvitel esetén). Térosztásos kapcsolómezőben az egyidejűleg fennálló kapcsolatok egymástól térben vannak elkülönítve, míg az időosztásos kapcsolómezőben az elkülönítés időben történik.

A vezérlő feladata a hívó és a hívott vonala közötti beszédút létesítése, a hívott vonal és a kapcsolómező pillanatnyi állapotának figyelembevételével. A kapcsolómező és a vezérlő - ábra szerinti - szétválasztása a manuális kapcsolóközpontokban a valóságban is megvalósult. Az automata központokban kezdetben a kapcsoló- és vezérlőfunkciók részben vagy egészben összemósódtak. A későbbiek folyamán fokozatosan szétváltak, majd a tároltprogram-vezérlésű (TPV, angolul SPC) központoknál ismét megtörtént a teljes szétválasztás.

A 14.3. ábrán egy terület előfizetőinek egyközpontos és négyközpontos kiszolgálási változata látható. A négyközpontos elrendezés az átlagos előfizetői hosszat lerövidíti, azonban megjelennek a központokat összekötő, szakmai nyelven *trónköknek* nevezett vonalak. A hálózat költségét az előfizetői vonalak és a trónkök költsége együtt adja, mégis kevesebb a ráfordítás, mint egyetlen központ esetén, mert a trónkök száma lényegesen kevesebb, mint az előfizetők száma. A trónk ugyanis a központ bármely előfizetőjének beszélgetéseit továbbíthatja, ha éppen szabad.

A vázolt elrendezést, amikor minden központ gyakorlatilag mindegyikkel össze van kötve, *szövevényes hálózatnak* (meshed network) nevezik. Vannak olyan hálózati struktúrák, amikor

egyes (vagy az összes) központok közbülső (tandem) központon át, két trónk sorba kapcsolásával csatlakoznak a többi központhoz.

14.2. ábra. A távbeszélőközpont elvi modellje

14.3. ábra. Helyi hálózatok

A távbeszélő-hálózat legkevésbé kihasznált (és ugyanakkor legköltségesebb) eleme az előfizetői vonal. A nap ún. forgalmas órájában is csak kb. 10%-ban foglalt egy átlagos forgalmú előfizetői vonal. Ezért a többközpontos hálózat mellett további költségcsökkentő technikákat is alkalmaztak. A legegyszerűbb megoldás a társasvonal (iker), amikor egyetlen érpárral több előfizető készülékét kapcsolják a központhoz.

Nagyobb előfizetői csoportok esetén alkalmazható megoldás a kihelyezett fokozat, amikor a központ kapcsolóberendezéseinek egy részét (koncentrálófokozat) viszik közelebb az előfizetőkhöz (14.4. ábra). Az összekapcsolást végző G trónkok száma az előfizetők számánál lényegesen kevesebb, közel azonos azzal a csatlakozási számmal, amely a központon belül köti össze a fokozatot a központ többi részével. Ezek a csatlakozási pontok a központon belül összetettebb feladatot látnak el, ezért az összekötő trónkoknak az egyszerű összekapcsoláson túl a kihelyezett fokozat és az anyaközpont közötti funkcionális illesztést is el kell látniuk.

A kihelyezett fokozatok alkalmassá tehetők a "belső" forgalom lebonyolítására is. Ilyenkor a kihelyezett fokozat és az anyaközpont közötti összeköttetés megszakadásakor a fokozat előfizetői legalább egymást hívhatják.

A digitális központok elterjedten alkalmazzák a kihelyezett fokozatokat, mert a hálózat költségeit - a trónkok időosztásos többszörös kihasználása folytán - radikálisan csökkentik, megbízhatóan működnek (szükség esetén megfelelő redundanciával), és nem igényelnek speciális épületeket.

A helyi hálózatok megfelelő összekötésével országos, az országos hálózatok összekötésével nemzetközi (kontinentális, interkontinentális) hálózatokat alakítanak ki (14.5. ábra). Ennek érdekében hierarchikus rendbe szervezett tranzit központokat alkalmaznak. A primer és a szekunder központok mellett az ország méretétől függően lehetnek terciér központok is. A tisztán sugaras hálózathoz egyszerű (egyutas) irányítás tartozik, ez azonban sérülékeny és a költségek szempontjából sem optimális. A központok közötti forgalom különböző utakon való irányításával lehet a költségeket csökkenteni és a biztonságot fokozni. Széles körben alkalmazzák a hierarchikus alternatív (kerülőutas) irányítást, amely bármely két központ között egyértelmű sorrendet határoz meg. A szekunder központok közötti hálózat szövevényes rendszerű, a központok közötti forgalom a közvetlen nyálábokon bonyolódik le.

14.4. ábra. A kihelyezett fokozat

14.5. ábra. Hierarchikus távhívóhálózat

Az alternatív irányítás elvét a 14.5. ábra a primer központok síkjában szemlélteti két kiragadott esetre. Az első eset két különböző szekunder központhoz tartozó primer központok közötti forgalom irányítását mutatja. Az A központból a B központba irányuló forgalmat elsősorban a közvetlen összeköttetésen kell lebonyolítani. Ha ez nem sikerül, akkor másodikként az A -II- B útvonalat kell választani, ha ez is sikertelen, akkor az A -I-II- B kell, hogy legyen az utolsó választású útvonal. A második eset a B -ből kimenő nemzetközi forgalom két lehetséges útvonalát szemlélteti. Általános szabályként kimondható, hogy mindig a rövidebb (kevesebb sorba kapcsolt trónköt tartalmazó) útvonalat kell választani. Például, ha nincs közvetlen kapcsolat az A és B központ között, akkor A -ból a B -be az elsőként választott út az A -II- B útvonal lesz.

A távbeszélő-hálózatok működtetésének alapfeltétele, hogy a kapcsolat létesítésében részt vevő elemek egymással értelmesen tudjanak kommunikálni. Ezt a jelzésrendszerek teszik lehetővé. A jelzésrendszereknek két nagy csoportja: a hozzáférési (az előfizetői készülék és a végközpont között) és a központok közötti jelzésrendszerek. A ma alkalmazott távbeszélő-hozzáférési jelzésrendszer fontosabb elemeiről a 14.2. szakaszban lesz szó.

A központok közötti jelzésrendszerek a tároltprogram-vezérlésű központok elterjedéséig csaknem kizárólag beszédsávi frekvenciákkal működtek, és a jelzések továbbítása a beszédutakon történt. Ezekre ma a csatornával társított jelzésrendszer (CAS) néven hivatkoznak, ami tömören fejezi ki a jelzésrendszerek és a digitális hálózatokban használt közös jelzőcsatornás (CCS) 7. sz. jelzésrendszer alapelvei közötti különbséget. (A nemzetközi hálózatban használandó ún. CCITT jelzésrendszereket sorszámokkal azonosítják.)

A kapcsolt távbeszélő-hálózatban a hívó és a hívott közötti kapcsolat felépítése szakaszonként történik. A folyamat leírásához tételezzük fel, hogy a 14.5. ábra n központjának egyik előfizetője az m központ egyik előfizetőjét hívja, továbbá, hogy valamennyi áramkörszakasz csatornával társított jelzésrendszerrel működik, és szakaszonként továbbítja a választási (cím-) információkat. A másik lehetséges módszer az, amikor az információt mindig az induló központ küldi a már felépített összeköttetés-szakaszon át a soron következő központnak; ez a végtől végig módszer. Az n végközpont a hívott szám elemzésével megállapítja, hogy a hívó vonalát egy, az A központba menő áramkörrel kell összekapcsolnia. Ezért keres a nyalábban egy szabad áramkört, majd jelzi az áramkör lefoglalását az A központnak. Az A központ készenléti válaszára az n központ elküldi az A központnak a hívás felépítésével kapcsolatos valamennyi rendelkezésre álló információt, és az előfizető vonalát összekapcsolja a kimenő áramkörrel, majd figyel, hogy milyen jelzés érkezik a hívó és a hívott oldalról. Az A központ a címinformáció elemzésével megállapítja, hogy az összeköttetést a A központ irányába kell kiterjesztenie. Először az 1. választású irányban keres szabad áramkört, és ha ez eredménytelen, akkor a 2. választású irányban keres. Ha itt sem talál, akkor a további alternatívákat veszi sorra, ha vannak ilyenek. Az A központ a lefoglalt áramkörön átküldi a választási információt az áramkör másik végén lévő központba, és a bejövő, valamint a kimenő áramkört egymással összekapcsolja, majd figyel, hogy milyen jelzések érkeznek hozzá róluk. (Az alternatív útvonalak menti központok tevékenysége azonos az A központéval.) Amikor a hívás a B központba ér, az a kapott információ alapján az összeköttetést - az elmondottak szerint - az m központig terjeszti ki, és áttölti a választási

információt az m központba. Az m központ a cím alapján kiválasztja a hívott vonalát, és ha az szabad, akkor hozzákapcsolja a már felépült összeköttetés-szakaszhoz. Ezután a hívottnak hívó- (csengetési) jelet, a hívónak csengetési hangot küld, majd figyelni az összeköttetés mindkét oldalát, hogy milyen jelek érkeznek onnan. Amikor a hívott válaszol, ezt hátrafelé elküldi B -nek, az kiértékelés után megismétli A -nak, ez pedig n -nek, így létrejön a beszélgetési állapot. Ha a hívott vonala foglalt (vagy ha az összeköttetést valahol torlódás miatt nem lehet folytatni), akkor ennek megfelelő jelzés megy vissza az induló központba (ugyanúgy, mint a hívott válaszol jelzés), és ez az összeköttetés bontását indítja el.

Az összeköttetés bontását mindkét fél kezdeményezheti, azonban a bontás az induló központból kiindulva történik, ugyanabban a sorrendben, mint az áramkörök összekapcsolása.

Ahhoz, hogy egy ilyen összetett hálózat a felhasználók igényét (jó minőségű beszédátvitel elfogadható áron) kielégítse, számos műszaki követelménynek kell, hogy megfeleljen. A teljes összeköttetésre vonatkozó műszaki előírásokat és ezek lebontását a nemzetközi és a belföldi szakaszra CCITT ajánlások írják elő. A belföldi szakaszra előírt követelményeket az igazgatások különböző tervekben a gazdaságossági szempontok figyelembevételével lebontják az egyes szakaszokra. Ezek közül a fontosabbak a számozási, átviteli (hangosság), zaj-, irányítási, jelzésrendszeri, szinkronizálási, használhatósági és tarifatervek.

14.2. Távbeszélő-készülékek

A távbeszélő-készülék fontosabb funkcionális elemei:

- elektroakusztikai átalakítók: mikrofon és hallgató;
- jelzésadó: hívómű (szám tárcsa, vagy billentyűzet) és villaérintkező; valamint jelzésvevő: csengő;
- beszédáramkör (hibrid), amely a készülék négyhuzalos bemenetét (adás- és vételirány) úgy illeszti a kéthuzalos előfizetői vonalhoz, hogy a mikrofon jele csillapítva jusson a saját hallgatóba (önhangcsökkentés, l. a 8. fejezet).

Csaknem 100 éven keresztül adóként kizárólag az ellenállás-változás elvén működő szénmikrofont használták, amely külső áramforrást igényel. Kezdetben a mikrofon táplálása helyileg (LB) történt, később a ma is használatos központi teleptáplálást (CB) vezették be. A műszakilag és gazdaságilag előnyös CB táplálás arra is alkalmas, hogy a vonalon folyó egyenáram továbbítsa az előfizető jelzéseit a központnak.

A hívómű hosszú ideig kizárólag a szám tárcsa volt, amely 10 impulzus/s sebességgel annyiszor szaggatja meg a vonalon folyó egyenáramot, amekkora a számjegy értéke, amit a központtal közölni akarunk.

A központ 25 Hz-es ($75 V_{\text{eff}}$) váltakozó áram vonalra kapcsolásával küldi az előfizetőnek a hívójelzést (csengetőáram). Ezenkívül a központ különböző, az előfizető által felismerendő beszédsví jelet (tárcsázási hang, csengetési hang, foglaltsági hang, stb.) küld az előfizetőnek.

A kisfeszültségű és kis fogyasztású (központi táplálás!) mikroelektronikai eszközök megjelenése lehetővé tette, hogy a korszerű előfizetői készülékek teljesen szilárdtest-áramkörökből készüljenek. Itt most csak a lassú és kényelmetlen szám tárcsát felváltó új hívómű ismertetésére térünk ki (14.6. ábra).

A készülékben 2 frekvenciacsoporthoz előállító elektronika van. Mindegyik csoporthoz 4 - 4 frekvencia tartozik. Bármelyik billentyűt nyomjuk le, annak azonosító sor- és

oszlopfrekvenciája eljut a központba. A negyedik oszlop billentyűit a távbeszélőkészülékekben nem használják.

A DTMF (Dual Tone Multi-Frequency) hívóművel lényegesen gyorsabban lehet a számjegyeket a központba küldeni, és mivel az alkalmazott frekvenciák a beszédcsatornában vannak, a készülékből a kapcsolás felépülése után információk és vezérlőutasítások küldhetők az összeköttetés másik végére.

14.6. ábra. A DTMF hívómű billentyűzete

14.3. Automata távbeszélőközpontok

Létesítésükkor a távbeszélőközpontok kapacitása általában nincs teljesen kihasználva. A gazdaságosság megkívánja, hogy mindenkor az igényeknek megfelelő berendezésmennyiség legyen felszerelve, és a központot az üzemelés zavarása nélkül, több lépésben lehessen bővíteni a végső kapacitásig. További lényeges szempont, hogy az adott konstrukciót minél szélesebb körben lehessen felhasználni. Ezen szempontok miatt a kapcsolómezőnek az előfizetői vonalak kapcsolását végző részét csoportokból alakítják ki; a csoportok közötti kapcsolatot a csoportválasztó fokozat biztosítja, amely szintén lépésenként bővíthető (14.7. ábra).

14.7. ábra. Nagy kapacitású helyi központ blokkvázlata

VÁK: vonaláramkör; EF: előfizetői fokozat; ÖÁK: összekötő áramkör; CsV: csoportválasztó fokozat; Reg: regiszter; Ki Tr: kimenő trónkáramkör; RK: regiszterkapcsoló fokozat; Be Tr: bejövő trónkáramkör.

Egy egyszerű hívás felépítésével kapcsolatos funkciók három nagy osztályba sorolhatók:

1. előfizetői vonalonként;
2. hívásonként, annak tartama alatt;
3. hívás- (kapcsolás-) felépítésenként végrehajtandó funkciók.

Gazdaságossági megfontolásokból ezeket külön berendezésekben valósítják meg, és csak akkor kapcsolják az előfizetői vonalához, amikor arra szükség van.

A minden előfizetői vonalhoz fixen hozzárendelt vonaláramkör feladata jelezni:

- a vonal nyugalmi állapotát,
- a vonalon létrejött híváskezdeményezést,
- a vonal foglaltságát,
- a vonal blokkoltságát (hiba vagy egyéb ok miatt).

Lényegesen kevesebb összekötő áramkör van (kb. 10%), mint ahány előfizető, mert az összekötő áramköröket az előfizetők közösen vehetik igénybe. Az EF fokozat a hívó előfizető

vonalához egy szabad ÖÁK-t kapcsol, amely a beszélgetés végén szabaddá válik és újabb hívást szolgálhat ki. Az ÖÁK fontosabb funkciói:

- a hívó és a hívott vonal állapotának figyelése (hívott válaszol jelzés, valamint bármelyik oldalról érkező bontás észlelése);
- a hívott vonalán a csengetőáram, a hívó vonalán a csengetőhang kapcsolása;
- mindkét oldali előfizetői készüléknek mikrofontáparám küldése;
- az összeköttetés tartama alatt a hívó és a hívott előfizető vonalfoglaltsági állapotának fenntartása.

A hívásfelépítést vezérlő regisztert az RK regiszterkapcsoló fokozat arra az időre kapcsolja az összekötő áramkörhöz, amíg az a beszédutat felépíti a hívottig. Lényegesebb funkciói:

- hívó vonal vonaláramkörének foglalt állapotba vezérlése;
- készenléti (tárzás) hang küldése a hívó előfizetőnek;
- hívott címének fogadása, tárolása és elemzése;
- beszédút felépítése a hívottig;
- a hívó előfizetői vonal állapotának figyelése (korai bontás).

A vezérlési funkciók ilyen csoportosítása jellemzi az automata központok első generációját, az ún. elektromechanikus központokat. Jellemzőjük, hogy az előfizetői vonalat kapcsolóberendezésekkel mindig ahhoz az áramkörhöz kapcsolják - galvanikusan -, amely az előfizető logikus (a hívás azon fázisában várható) cselekedetére reagál és a hívást egy újabb állapotba vezérli.

Ha a hívott előfizető nem a hívó előfizetővel azonos központhoz tartozik, akkor az I.CsV a hívott előfizető központjába vezető egyik szabad trönkkel kapcsolja össze az összekötő áramkört. A kimenő trönk másik vége a hívott központjában mint bejövő trönk a II.CsV-ra csatlakozik. A II.CsV és az EF vezérléséhez szükséges információt a hívó (induló) központ regisztere juttatja el a felépített beszédúton át. A hívott előfizető csengetése, valamint a hívott készülék mikrofonjának táplálása a bejövő trönkáramkör feladata.

A kimenő és a bejövő hívások kezelése kissé bonyolultabb, ha különböző jelzésrendszerű központok vesznek részt benne. Az együttműködést általában a hálózatba újonnan belépő központnak kell felvállalnia, ami bizonyos - sok esetben nem előnyös - megkötöttséget jelent egy új rendszer számára.

14.4. Tároltprogram-vezérlésű központok

Az intenzív kutatómunka ellenére a távbeszélő kapcsoló- és vezérlőberendezések elektronizálása lényegesen lassabban és vontatottabban haladt előre, mint az elektronikus számítógépek fejlődése.

A kutató-fejlesztő munka a 60-as évek közepén járt látványos eredménnyel, amikor 1965-ben az Egyesült Államokban üzembe helyezték a No.1. ESS tároltprogram-vezérlésű (TPV) központot.

A tároltprogram-vezérlés lényege, hogy a vezérlőberendezés a kapcsolórendszer valamennyi logikai funkcióját tárolt programok útján valósítja meg. E célra számítógép jellegű processzorokat fejlesztettek ki, amelyek memóriáiban mind a működési programok, mind a

vezérelt berendezés paramétereit és a pillanatnyi állapotára vonatkozó adatok tárolva vannak. Ez azzal a lehetőséggel jár, hogy a központ szerkezete nem determinálja a funkcióit, és így elvben egy adott szerkezetű központ bármilyen szolgáltatásokra és bármilyen környezettel való együttműködésre alkalmassá tehető, megfelelő programok útján. Egy TPV központ erkölcsileg nem avul el, mert az újonnan bevezetendő szolgáltatások megfelelő programok betöltésével egyszerűen megvalósíthatók. Ennek fejében azonban számolni kell a vezérlő-, ellenőrző és adminisztrálóprogramok nagy választékának kifejlesztésével, kezelésével és alkalmazásával együtt járó nehézségekkel. (Az első, No.1.ESS központ programcsomagjában több, mint 100 000 utasítás volt, egy mai korszerű központrendszer szoftverében legalább egymillió. A programoknak csak kisebb részét jelentik a vezérlőprogramok, a nagyobbik részt az ellenőrző, diagnosztizáló-, üzemviteli stb. programok teszik ki.)

A TPV központok fontosabb funkcionális egységekre bontása a 14.8. ábrán látható, amely általánosságban bármelyik kapcsolómezőre is érvényes. (Vannak olyan központrendszerek is, amelyeknek konkrét blokkvázlata nem változott az analógról a digitális kapcsolómezőre való áttérés után.) Természetesen az, hogy a szerkezet belseje megváltozik, hatással lehet a közvetlen környezetére is. Például az időosztásos digitális kapcsolómező azzal jár, hogy a térosztásos központokban közösen használt ÖÁK-k funkcióit az előfizetői vonalokhoz egyedileg hozzárendelt vonali illesztőáramkörökbe kell áthelyezni.

14.8. ábra. A TPV központ funkcionális egységei

SC: Scanner (letapogató); D: Distributor (szétosztó)

Az első generációs TPV központokban a kapcsolómező hermetikusan zárt térben, kis teljesítményű áramimpulzusokkal működtetett, gyors (de az elektronika sebessé/ géhez képest még nagyságrendekkel lassúbb) fémes kapcsolóérintkezőkből készült (reed- és ferreed-mátrixok), mivel nem sikerült olyan félvezető eszközt létrehozni, amelynek a kapcsolási paramétereit megfelelték volna a térosztásos kapcsolómező követelményeinek.

A TPV központ fontos egysége a nagy sebességű processzort a külvilághoz (hálózati interfészen keresztül) illesztő egység. A processzor a letapogató segítségével lekérdezi a vonalak (előfizetői és trónk) állapotát, majd a változás kiderítése céljából összehasonlítja azt a megelőző vonalállapottal, és az új állapot értékeit eltárolja a következő letapogatásig. Az állapotváltozás eseményt jelent, amelyet a megfelelő program feldolgoz és ennek alapján utasítást küld a szétosztóáramkörön át az interfészáramkörök felé. Eseményt, információt (pl. hívó vagy hívott címe, stb.) továbbítanak a különböző jelzésrendszerek, és ezeket a jelzésvevők (pl. DTMF jelzésvevő) és jelzésadók közvetítik a processzorrendszer és a trónkok között.

14.5. Digitális kapcsolóközpontok

Az igen nagy integráltságú félvezető eszközök megjelenése tette lehetővé a beszéd digitális kódolását, kapcsolását és átvitelét - elfogadható költségek mellett - , amely végül is a digitális időosztás javára döntötte el a kapcsolómező kérdését. Az előfizetői vonaloknak a digitális kapcsolómezőhöz való illesztésekor megvalósítandó funkciókat a BORSCHT acronym szó foglalja össze:

- **B** Battery feeding (teleptáplálás);
- **O** Overvoltage-protection (túlfeszültség-védelem);

- **R** Ringing (csengetés);
- **S** Signalling vagy Supervision (hurokfigyelés);
- **C** Coding (analóg-digitális átalakítás, l. a 3. fejezetet);
- **H** Hibrid (2/4 huzalos átalakítás, l. a 8. fejezetet);
- **T** Test (vizsgálat: a vonal és a vonaláramkör vizsgálóberendezéshez kapcsolása).

A berendezésgyártók arra törekednek, hogy a funkciók minél teljesebb körét integrált áramkörrel valósítsák meg, mert a digitális helyi központ költségének 30...40%-át teszi ki az illesztőáramkör. (A programozható (időrés kijelölés) kodekek az előfizetői fokozat kapcsolási funkcióinak egy részét is megvalósítják.) A félvezető-technológia látványos fejlődése lehetővé tette - a T és R funkciók kivételével - az alkalmas integrált áramkörök megvalósítását. A kivételt képező T és R funkciókat még a 90-es évek elején is jelfogókkal valósították meg. A funkciók logikai kapcsolódása látható a 14.9. ábrán.

A digitális időosztásos kapcsolás és átvitel kölcsönösen növelik egymás gazdaságosságát, sőt bizonyos átviteltechnikai és kapcsolási funkciók (pl. nyálábolás és koncentráció) egyesíthetők is. A mikroprocesszorok megjelenése pedig a korábban központosított tároltprogram-vezérlés decentralizálását tette gazdaságossá, amely az integrált digitális kapcsolás- és átviteltechnikával (IDN: Integrated Digital Network) párosulva lehetővé teszi, hogy a forgalomkoncentráló egységek közelebb kerüljenek az előfizetői állomásokhoz. Ezáltal csökken az előfizetői hálózat költsége (ráadásul a kis fogyasztású, kis helyigényű és megbízhatóan működő elektronikus berendezések nem igényelnek külön épületet sem).

A fejlődés következő szakaszában (napjainkban) a digitális átvitelt az előfizetői készülékig kiterjesztik. Ez lehetővé teszi, hogy a beszéd és a nem beszéd jellegű forgalmat egyetlen közös hálózat továbbítsa (ISDN: Integrated Services Digital Network, l. a 18. fejezetet), és az előfizetők az alapszolgáltatások mellett a kiegészítő szolgáltatások széles választékára fizethetnek elő. Ehhez viszont elengedhetetlen egy nagy teljesítményű jelzésrendszer a készülék és a helyi központ, valamint a központok között. A CCITT-ben a fenti célra kidolgozott jelzésrendszerek sorrendben: DSS 1 (Digital Subscriber Signalling System No.1.) és a közös jelzőcsatornájú (CCS: Common Channel Signalling) 7.sz. jelzésrendszer (Signalling System No.7.).

14.9. ábra. A BORSCHT funkciók kapcsolata

Ellenőrző kérdések

1. Hogyan lehet gazdaságosan kialakítani az előfizetői hálózatokat?
2. Hogyan osztályozzák a kapcsolómezőket, és melyek a kialakításuk szempontjai?
3. A vezérlési funkciók milyen szempontok szerint osztályozhatók?
4. Mi az alternatív forgalomirányítás lényege?
5. Melyek a TPV központok funkcionális egységei?

Irodalom

- [1] Távközlő hálózatok forgalmi tervezése. (Szerk.: Dr. Sallai Gyula) Közlekedési Dokumentációs Vállalat, 1980.
- [2] Flowers, T. H.: Introduction to Exchange Systems. London, John Wiley & Sons, 1976.
- [3] Grinsec: Electronic Switching. Elsevier Science Publishers B. V. 1983.
- [4] Bellamy, J.: Digital Telephony. London, John Wiley & Sons, 1982.

Rövidítések

CAS Channel Associated Signalling - csatornával társított jelzés

CB Central Battery - központi táplálás

CCITT Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique - Nemzetközi Táviró és Távbeszélő Tanácsadó Bizottság

CCS Common Channel Signalling - közös csatornás jelzés

DSS1 Digital Subscriber Signalling No.1. - digitális előfizetői jelzésrendszer No.1.

DTMF Dual Tone MultiFrequency - kéthangú többfrekvenciás

IDN Integrated Digital Network - integrált digitális hálózat

ISDN Integrated Services Digital Network - integrált szolgáltatású digitális hálózat

LB Local Battery - helyi táplálás

PSTN Public Switched Telephone Network - nyilvános kapcsolt távbeszélő-hálózat

SPC Stored Program Control - tároltprogram-vezérlés (TPV)

18. INTEGRÁLT SZOLGÁLTATÁSÚ HÁLÓZATOK

A jelenlegi távbeszélő-hálózat kb. 100 éves történelmi fejlődés eredménye. A legutóbbi 20 évben az analóg átviteli vonalak jelentős részét világszerte a PCM (Pulse Code Modulation: impulzuskód-moduláció) elvén működő digitális vonalak váltották fel, és egyre gyorsuló ütemben cserélik le a hagyományos analóg távbeszélőközpontokat is teljesen digitális kapcsolóközpontokkal. A 300...3400 Hz sávszélességű beszédcsatorna szabványos digitalizálása 8 kHz-es mintavétel és mintánként 8 bites kódolás mellett 64 kbit/s-os átviteli sebességet igényel. (Megjegyzés: $64 \text{ kbit/s} = 64\,000 \text{ bit/s}$, azaz nem $2^{16} = 65\,536!$)

Az adathálózatok sok tekintetben függetlenül fejlődtek a távbeszélő-hálózattól, bár gyakran használnak hordozóként közönséges hangfrekvenciás távbeszélő-csatornákat a kis sebességű

adatjelek átvitelére. A számítógépek, táv-adatfeldolgozás, központi adatbázisok stb. terjedése és kapacitásának növekedése az utóbbi két évtizedben az adatátviteli igények rohamos növekedéséhez vezetett. A felhasználók számának növekedése mellett újabb szolgáltatások és egyre nagyobb átviteli kapacitás-igények jelentkeznek.

Ezek alapján a 80-as években logikusnak látszott a digitális távbeszélő-hálózat továbbfejlesztése olyan irányba, hogy a beszéd mellett a legkülönbözőbb adatátviteli szolgáltatásokat is meg lehessen valósítani egyetlen közös hálózattal. (*Megjegyzés.* Az adatátvitel fajtái vagy a nyilvános távbeszélő-hálózat egy-egy *szolgálat*, szemben a különféle *szolgáltatásokkal*, mint pl. a pontosidő-bemondás, adatbázishozzáférés stb.) Tekintettel arra, hogy az előfizetői hálózat kiépítése rendkívül költséges, a leggazdaságosabb megoldás az, ha a távbeszélő- és az adatjelek ugyanazon a kábelben haladnak, amely az esetek jelentős részében már rendelkezésre is áll. Szerencsére a meglévő, 5...10 km-nél rövidebb előfizetői vonalak többsége kb. 200 kbit/s-ig különösebb nehézség nélkül használható, ezért vonzó adatátviteli szolgáltatások nyújthatók a jelenlegi távbeszélő-hálózaton is, ha az adatjelek kapcsolását is elvégzik a kapcsolóközpontok. Természetesen a hagyományos távbeszélőközpontok erre a feladatra nem alkalmasak, de a korszerű digitális központok már ennek figyelembevételével készülnek.

E fejlesztési koncepció az ISDN (Integrated Services Digital Network: integrált szolgáltatású digitális hálózat). Fejlesztésének fő hajtóereje a nagyforgalmú előfizetők -- hivatalok, vállalkozások, bankok stb. - rohamosan növekvő adatátviteli igénye, valamint a digitális technika gyors fejlődése, amely képes ezeket az igényeket kiszolgálni, sőt a technikai lehetőségek új igényeket is gerjesztenek. Amíg a távbeszélő iránti igények a fejlett országokban csak szerény mértékben növekszenek, hiszen ott az ellátottság szinte teljes, addig az adatátvitel iránti igények igen rohamosan nőnek. Várható, hogy a jövőben már nem a távbeszélő-hálózat lesz az elsődleges, amely adatot is szállít, hanem fordítva, az adathálózaton többek között telefonálni is lehet.

A PCM átviteli rendszereket először a trónkvonalak bővítésére használták ponttól-pontig összeköttetésekben, mert az analóg távbeszélőközpontok közötti átvitel időosztásos nyalábképző rendszerrel (TDM) még akkor is gazdaságos, ha mindkét végponton analóg-digitális átalakításra van szükség. A digitális kapcsolóközpontok között természetesen már nem szükséges analóg-digitális átalakítás, így nemcsak a beszédjel járulékos kvantálási torzítása küszöbölhető ki, hanem digitális jelek is kapcsolhatók és továbbíthatók a központokon keresztül. Az adatátviteli szolgáltatásokhoz alapfeltétel, hogy a hálózat - előfizetőtől előfizetőig - teljesen digitális legyen, tehát ne legyenek analóg átviteli vonalak vagy analóg központok a jelútban. Tekintettel arra, hogy a távközlési elemeket több évtizedre tervezik, az analóg központok lecserélése is hosszadalmas folyamat, és az ISDN csak fokozatosan építhető ki. Kezdetben csak kisebb "szigeteken" és csak néhány nagyforgalmú előfizető számára biztosítanak valódi ISDN szolgáltatásokat, majd ezek a szigetek bővíthetők, amíg bárki - aki ezt igényli - hozzájuthat a kívánt szolgáltatásokhoz.

Mindaddig, amíg az egy vagy néhány 64 kbit/s-os csatornára alapozott átviteli sebesség megfelelő, a fenti fejlesztési koncepció megállja a helyét. Azonban ma már a nagy sebességű (10...100 Mbit/s) adatátvitel és a különféle képi szolgáltatások (tv-átvitel, képi adatbázisok stb.) iránti igények sürgetőleg hatnak egy ún. B-ISDN (Broadband ISDN: szélessávú ISDN) fejlesztésére, amelyhez a műszaki és gazdasági feltételeket az egyre olcsóbb és igen nagy kapacitású üvegszálalás rendszerek teremtették meg. Ezért várható, hogy a 64 kbit/s sebességre alapozott ISDN, más néven N-ISDN (Narrowband ISDN: keskenysávú ISDN) mellett egyre

szélesebb körben megjelenik a B-ISDN. A tervezők és gyártók már jelenleg is a B-ISDN-re koncentrálnak, ezért ezen a területen forradalmi fejlődés várható.

A világméretű hálózatok kiépítésében természetesen igen sok tervező és gyártó cég vesz részt, ezért a fejlődés egyik legfontosabb feltétele a csatlakozási felületek szabványosítása. Ez nem csupán azt teszi lehetővé, hogy a különböző helyen készült elemek összekapcsolhatók és együttműködésre képesek legyenek, hanem azt is, hogy a régebbi berendezések egyszerűen lecserélhetők vagy bővíthetők legyenek a legújabb, korszerű elemekkel.

A fejezet további részében a keskenysávú ISDN koncepcióját, néhány szabványos csatlakozási felületét és ezek működését, valamint a hálózatok szinkronizálási kérdéseit tárgyaljuk.

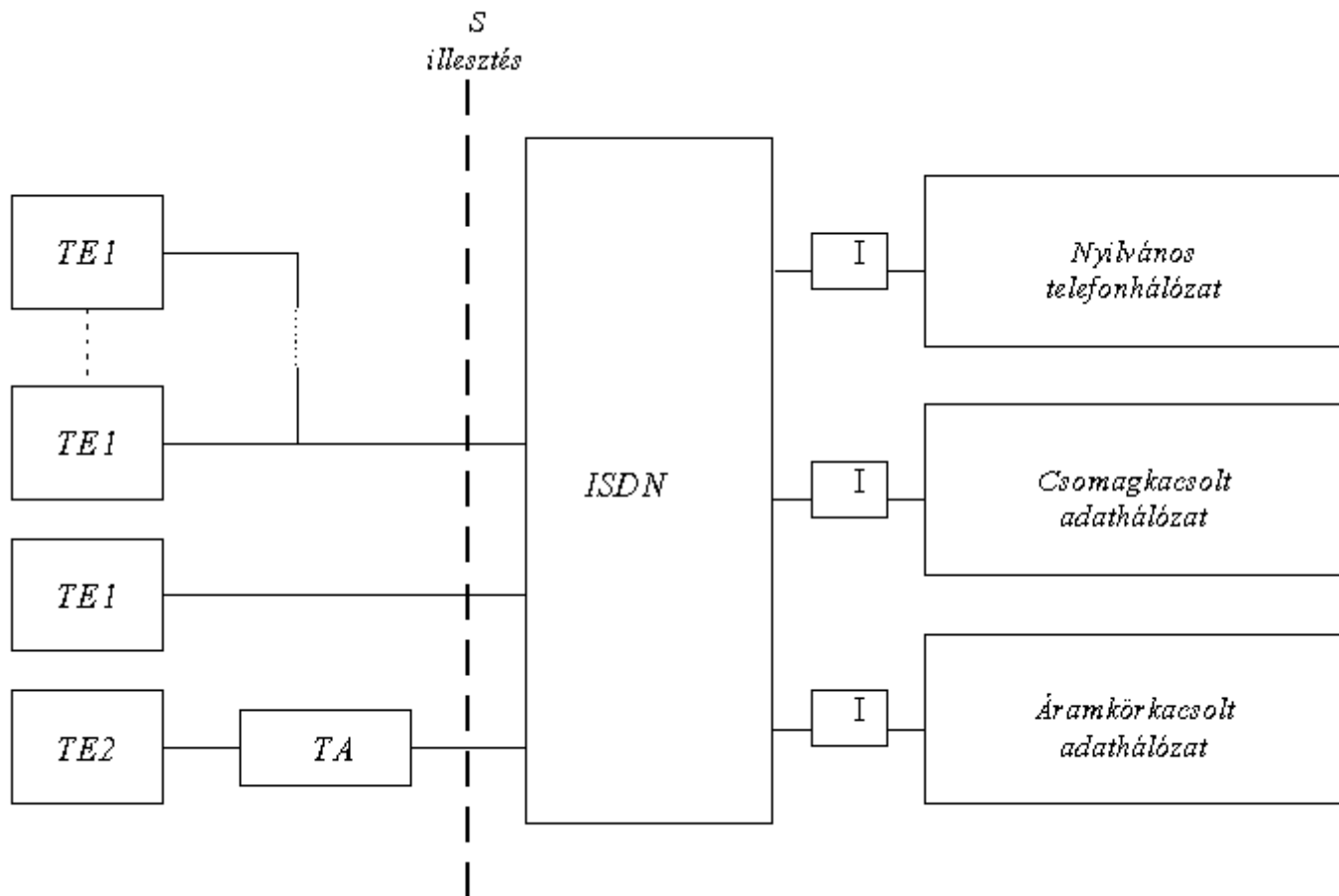
18.1. Az ISDN koncepció

Az 18.1. ábra a meglévő, különállóan működő hálózatok és az ISDN csatlakozását mutatja. Az I jelű együttműködési funkciók (Interworking Functions) jelzik, hogy az ISDN a korábban kialakult hálózatokkal szoros kapcsolatban működik. Azok minden funkcióját integrálja, de további szolgáltatásokat is nyújt a hozzá kapcsolódó előfizetők számára. Ennek azonban az a feltétele, hogy a hívó és hívott előfizetők közötti átviteli út teljesen digitális legyen. Ha az útba analóg átviteli szakaszok vagy analóg központok is beiktatódnak, akkor a 64 kbit/s-os átvitelre alapozott szolgálatok természetesen nem érhetők el.

A TE1 (Terminal Equipment: előfizetői berendezés) végződés az ISDN szabványok szerinti berendezés, közvetlenül a szabványos S illesztési felülethez csatlakozik. Ez buszrendszerű illesztés, amelyhez párhuzamosan több berendezés csatlakoztatható. Kialakítása lehetővé teszi, hogy egyetlen csatlakozáson beszéd, adat, kép stb. szolgálatok egyaránt és részben egyidőben is használhatók legyenek.

A TE2 végződés valamely hagyományos vagy egyszerűbb előfizetői berendezés (pl. hagyományos faxkészülék), természetesen ezt is kell tudni csatlakoztatni a hálózathoz. Erre a célra szolgál a TA (Terminal Adaptor) illesztőberendezés.

További lényeges jellemzője az ISDN-nek, hogy az előfizetők és a hálózat, valamint a hálózat egyes csomópontjai között a jelzések üzenetek formájában haladnak. Az analóg és a PCM rendszereknél elterjedt, az egyes telefoncsatornához rendelt jelzőcsatornákkal (CAS: Channel Associated Signalling) ellentétben ez az ún. közös csatornás jelzésrendszer (CCS: Common Channel Signalling), amelynél egyetlen 64 kbit/s-os csatornán számos összeköttetés jelzései továbbíthatók. Ezek a jelzések teszik lehetővé a hívások felépítését, és az egész hálózat fenntartását is biztosítják.



18.1. ábra. Az ISDN kapcsolódása az előfizetőkhez és a korábban létrejött hálózatokhoz

Az ISDN széles körben alkalmazható, a hagyományos szolgáltatokon (távbeszélő, telex, fax stb.) kívül sokféle új szolgálat valósítható meg a segítségével egységes rendszerben. Néhány példa:

- elektronikus levelezés, üzenetkezelés, elektronikus postaláda,
- videotelefon, videokonferencia,
- adatátvitel (adat
- és fájlátvitel számítógépek és terminálok között, információs szolgáltatások, hozzáférés adatbázisokhoz, virtuális helyi adathálózatok kialakítása stb.),
- mobil hírközlés (gépkocsi, hajó, hordozható telefon stb.),
- állóképek átvitele,
- nyilvános személyhívó rendszerek,
- távvezérlés, távmérés.

E példák többségében szükség van a 64 kbit/s sebességre vagy ennek többszörösére ahhoz, hogy ténylegesen használható, vonzó szolgáltatást lehessen nyújtani az előfizetők számára. Például, ha egy áruházlánc üzleteinek napi forgalmi adatai 1 Mbájtot tesznek ki, ezt az adatmennyiséget 64 kbit/s-os sebességgel kb. 2 perc alatt továbbíthatjuk a feldolgozóközpontba. Ugyanakkor pl. 1200 bit/s-os modemeken és analóg távbeszélővonalakon keresztül ez több mint 1,8 órán keresztül lefoglalná a vonalakat.

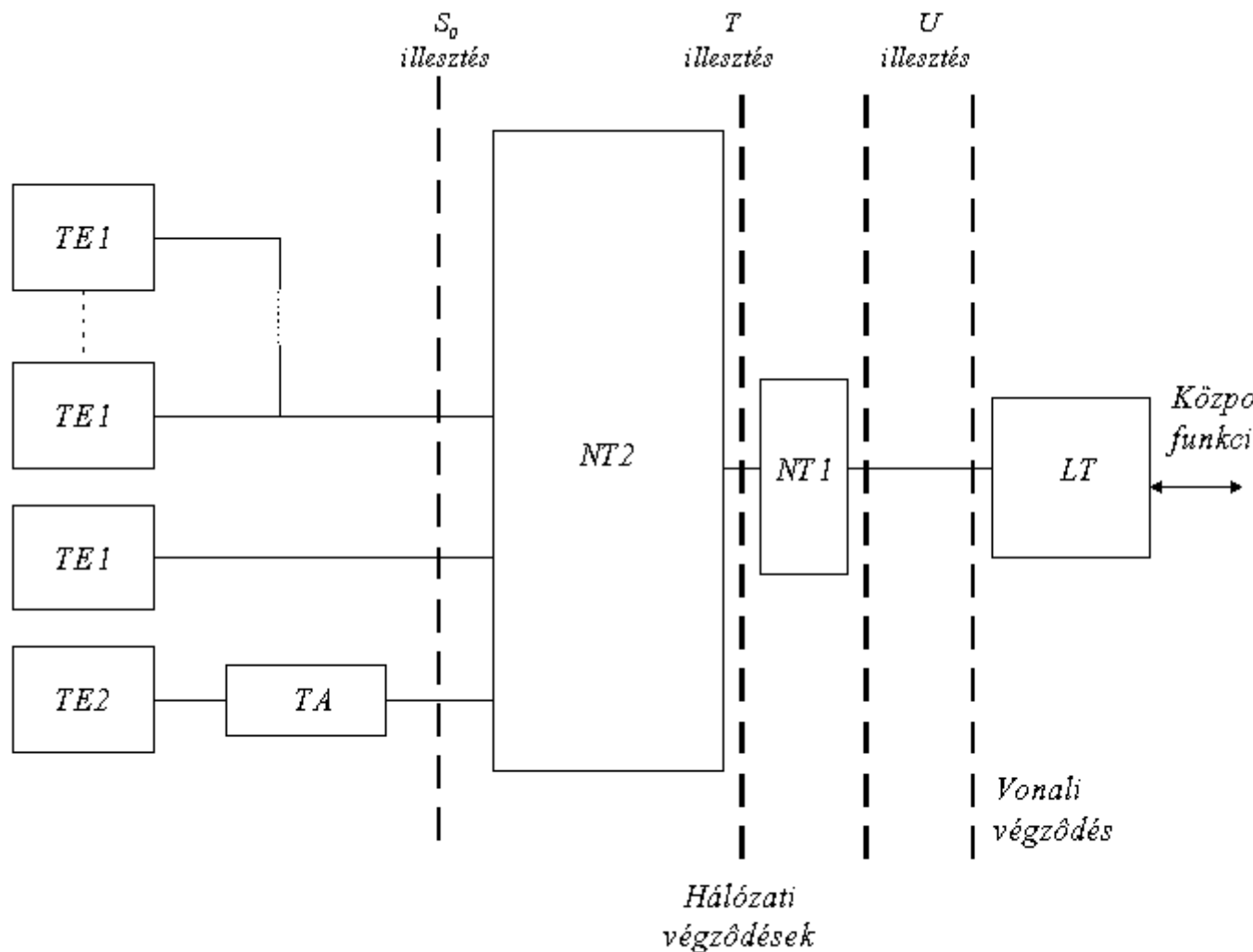
A szabványok minden műszaki tevékenységnél alapvető fontosságúak, és különösen igaz ez a nemzetközi távközlés területén. A CCITT az ISDN minden lényeges csatlakozási és működési jellemzőjére szabvány értékű ajánlásokat ad. Ezek részben a távbeszélő- és a PCM rendszerek, részben az adatátvitel területén elfogadott ajánlásokra épülnek. Az előfizetői csatlakozásokat fogadó S illesztésnek két szabványos formája van:

- S_0 : BRA (Basic Rate Access: - alapsebességű hozzáférés);
- S_0 : PRA (Primary Rate Access: - primer sebességű hozzáférés).

Az alapsebességű hozzáférés az S_0 illesztésnél két 64 kbit/s-os információs csatornát nyújt, amelyeket B csatornának neveznek. Ezekhez egy D jelű, 16 kbit/s-os jelzőcsatorna tartozik, amely a kapcsolatfelvétel és a hívás alatt szükséges jelzési feladatokat látja el. Ezért szokás ezt az előfizetői csatornát $2B+D$ csatornának nevezni.

18.2. Alapsebességű hozzáférés (BRA)

Az alapsebességű hozzáférés $2B+D$ csatornát jelent, amit az előfizetőig ki kell vinni. Ehhez természetesen nem engedhető meg a jelenlegi kábelhálózat kicserélése, ezért az átvitelt a meglévő kéthuzalos vonalakon is meg kell tudni oldani. A szükséges funkcionális elemeket a 18.2. ábra mutatja. (Ezek nem feltétlenül jelentenek különálló berendezéseket, mert egy készülékben esetleg több funkció is megvalósítható). Az ábra feltünteti a szabványos illesztési felületeket is.



18.2. ábra. Az ISDN-illesztés funkcionális elemei

Az LT (Line Termination: vonali végződés) és az NT (Network Termination: hálózati végződés) között van az U illesztés, amelyen az átviteli közegetől függő formában történik a digitális jelek továbbítása. A jelenlegi kéthuzalos, analóg telefonhálózat gyenge minőségű, szimmetrikus, sodrott érpárján is megvalósítható az átvitel. Ekkor a kétirányú átvitel egyidejűleg halad ugyanazon az érpáron, ezért a fellépő reflexiók kiegyenlítése korszerű adaptív szűrőáramköröket igényel. Az átviteli sebesség 160 kbit/s, mert a $2B+D - L 2W64+16 = 144$ kbit/s információs és jelzésátviteli kapacitáshoz még 16 kbit/s járul, amely a szinkronizáláshoz és fenntartási funkciókhoz szükséges.

Az LT és NT1 elemek tehát tényleges átvitelnek megfelelő feladatokat látnak el, amelyek a funkcionális felbontásnál az ún. fizikai réteghez tartoznak. Az NT2 elem végzi a 2. és 3. réteg, az ún. az adatkapcsolati és a hálózati réteg feladatait, továbbá a fizikai réteg kezelését az S illesztésen. Az NT1 és NT2 funkcionális elemek össze is vonhatók, de a közöttük lévő T illesztés lehet a nyilvános hálózat és az előfizetői rendszer határvonala. Például NT2 lehet egy alközpont vagy egy helyi adathálózat (LAN: Local Area Network), amely lebonyolítja a helyi forgalmat és csatlakozást nyújt a nyilvános hálózathoz. Ha nincs külön T illesztés, akkor a határ az S felület.

Az S_0 illesztés maximálisan nyolc előfizetői berendezés (TE) csatlakoztatására nyújt lehetőséget. Az áthidalható távolságokat a kábel csillapítása és késleltetési ideje korlátozza. Kábeltől függően kb. 100...200 m lehet egy többszörös hozzáférésű passzív busz hossza (legfeljebb 2 ms késleltetés), és maximálisan 10 m hosszú kábel lehet a TE és a busz között, hogy az illesztéslenségi hibák ne zavarjanak. Ponttól-pontig tartó összeköttetésnél a megengedhető 6 dB csillapítás kb. 1 km távolságnak felel meg. A jelátviteli sebesség itt 192 kbit/s, mert a 144 kbit/s-hoz még 48 kbit/s szükséges a szinkronizációs és fenntartási feladatok, valamint a többszörös hozzáférés vezérlésének megvalósítására.

A többszörös hozzáférés az S_0 buszon a jelforrások statisztikus nyálábolását jelenti. Az egyidejűleg átvihető információk sebességét a 2B csatorna $2W64 = 128$ kbit/s-ra korlátozza. Felmerül a kérdés, hogy hány berendezést szabad csatlakoztatni, és ezek mekkora forgalmat bonyolíthatnak le jelentősebb késleltetés nélkül, ill. elfogadható veszteséggel, ha a késleltethetőség korlátozott. A kérdést általánosságban a sorbanállási elmélet tárgyalja, az alábbi fejezet a legegyszerűbb esetet mutatja be.

18.2.1. Hozzáférési késleltetés

Tételezzük fel, hogy a végberendezésektől (TE) egy időegység alatt átlagosan λ igény érkezik véletlen módon. Ezek pl. változó hosszúságú hívások vagy csomagok. Ha c állandó, és bármely Δt időben $\lambda \Delta t \ll 1$ valószínűséggel érkezik egy igény, akkor a beérkezés Poisson-folyamattal írható le. Ebben az esetben annak a valószínűségét, hogy valamely T idő alatt k igény érkezik, éppen a Poisson-eloszlás adja:

$$P(k) = \frac{(\lambda T)^k}{k!} \exp(-\lambda T), \quad \text{ahol } k = 0, 1, 2, \dots \quad \text{vagy } \sum_{k=0}^{\infty} P(k) = 1$$
(18.01)

Ily módon a T idő alatt beérkező igények számának várható értéke:

$$M(k) = \sum_{k=0}^{\infty} k P(k) = \lambda T \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(\lambda T)^{k-1}}{(k-1)!} \exp(-\lambda T) = \lambda T$$
(18.02)

amint az az előbbi feltételek mellett közvetlenül is belátható.

Poisson-folyamat esetén két egymás utáni igény megjelenése közötti τ idő eloszlása:

$$F(\tau) = 1 - \exp(-\lambda \tau)$$
(18.03)

amelyet exponenciális eloszlásnak neveznek. A megfelelő sűrűségfüggvény:

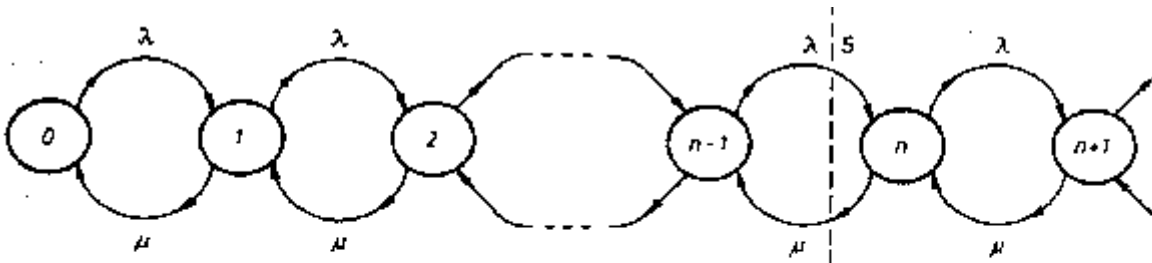
$$f(\tau) = \frac{dF(\tau)}{d\tau} = \lambda \exp(-\lambda \tau)$$
(18.04)

és az érkezések közötti idő várható értéke:

$$M(\tau) = \int_0^{\infty} \exp(-\lambda\tau) d\tau = \frac{1}{\lambda} \quad (18.05)$$

Például, ha másodpercenként 10 csomag érkezik, akkor két csomag közötti idő várható értéke 1/10 s lesz, ami természetesnek tűnik.

Ha az időegység alatt beérkező igények száma (λ) nagyobb, mint a kiszolgált igények száma (μ), akkor elméletileg az igények minden határon túl halmozódnak. Ha a *kihasználtság* $\rho = \lambda/\mu < 1$, akkor minden igény kiszolgálható, de az igények véletlen beérkezése miatt ebben az esetben is várakozó sor alakul ki. Jelölje $P(n)$ annak a valószínűségét, hogy n db igény várakozik. Ennek a valószínűségnek a meghatározásához tekintsük a 18.3. ábra szerinti állapotdiagramot, ahol az n -edik állapot n db várakozó igényt jelent.



18.3. ábra. A sorbanállás állapotdiagramja

Valamely rövid Δt idő alatt $\lambda\Delta t$ valószínűséggel eggyel nő, és $\mu\Delta t$ valószínűséggel eggyel csökken a sor hossza. (Az egyidejű igénybeérkezés és -kiszolgálás, ill. a többszörös beérkezés esetét kis Δt mellett elhanyagolhatjuk.) A λ és μ értékeket állandónak tekintettük, ezért a

rendszer egyensúlyi állapotba fog kerülni. Például az ábrán S -sel jelölt határfelületen a ki- és belépések valószínűsége azonos lesz:

$$\lambda P(n-1) = \mu P(n) \quad (18.06)$$

Ez a többi állapotra is felírható, így

$$P(n) = \rho^n P(0) \quad (18.07)$$

Figyelembe véve az összes állapotot:

$$\sum_{n=0}^{\infty} P(n) = P(0) \sum_{n=0}^{\infty} \rho^n = P(0) \frac{1}{1-\rho} = 1 \quad (18.09)$$

és így

$$P(n) = \rho^n (1-\rho) \quad (18.10)$$

A sor hosszának várható értéke tehát:

$$M(n) = \sum_{n=0}^{\infty} n \rho^n (1-\rho) = \frac{\rho}{1-\rho} \quad (18.11)$$

Például, ha a kihasználás 80%-os, vagyis $r = 0,8$, akkor átlagosan már 4 igény fog várakozni kiszolgálásra. Az egyenletekből az is jól látható, hogy amint a rendszer kihasználása közelít a 100%-hoz, a sor hossza rohamosan nő.

Egy 64 kbit/s-os B csatorna átlagosan L bájt hosszúságú üzenetek esetén

$$\mu = \frac{6 \cdot 10^3}{8L} \text{ message / s}$$

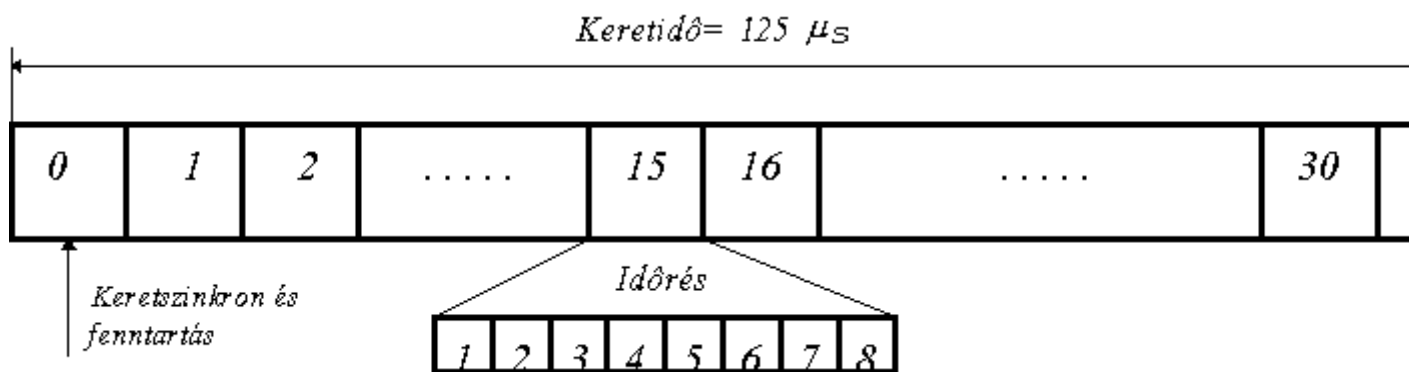
sebességű kiszolgálást nyújt. Ezután már a felhasználó feladata, hogy igényeit ehhez a sebességhez szabja. Tehát el kell döntenie, hogy mennyi igényt ($l < m$) kíván kiszolgálni és eközben az összefüggésekből adódó várakozást el tudja-e viselni. Persze, nem szabad elfelejtenie arról, hogy a valóságos viszonyok sok tekintetben eltérnek a levezetéshez használt idealizált modelltől. Például a várakozási idő maga is visszahat az új igények keletkezésére stb.

18.3. Primer sebességű hozzáférés (PRA)

A PRA 32W64 = 2048 kbit/s-os sebességű primer jelcsatlakozást nyújt, amelynél 30 darab 64 kbit/s-os csatornán jel, egy csatornán jelzés, egy további csatornán keretszinkronizáló és fenntartási információ halad. A jelzőcsatorna itt is az áramkör kapcsoláshoz szükséges információkat hordozza, ennek a segítségével történik az összeköttetések felépítése és lebontása. A keretszinkronizálás az időosztáshoz nélkülözhetetlen, a fenntartási bitek a riasztási és egyéb segédinformációk átvitelére szolgálnak.

Ez az Európában elterjedt keretszervezési rendszer. Az Egyesült Államokban és Japánban a 24 csatornás, 1544 kbit/s-os rendszert vezették be, amely sok jellemzőjében eltér a 2048 kbit/s-os rendszerektől, de a kétféle rendszer közötti összeköttetés megfelelő illesztőáramkörökkel megvalósítható. A következőkben csak az európai rendszerrel foglalkozunk.

A csatornák bájtonkénti időosztásban alkotják a primer keretet (18.4. ábra). Minden csatornaidőrés 8 bites, amelyek 8 kHz-es ismétlődése hozza létre a 64 kbit/s-os csatornát. Az időrések vagy egy távbeszélő-összeköttetés beszédjelét hordozzák, vagy egyéb információs jeleket, pl. adatjelet.



18.4. ábra. Primer keretszervezés

Az időréseket IR0-tól IR31-ig, a biteket B1-től B8-ig szokás számozni, ahol B1 az MSB (Most Significant Bit: legnagyobb súlyú bit). A 0. időrés hordozza a háztartási biteket, ezek közül minden második keretben a B2..8 bitek értéke rögzített (0011011), ez a keretszinkron-kódszó. A többi keretben a B2 bit értéke 1, így konstans adatjel nem utánozhatja a keretszinkron-kódszót. Vételi oldalon ennek az említett kódkombinációnak a felismerése teszi lehetővé a keretszinkronizálást.

Az IR16 a jelzőcsatorna, amely az összeköttetések felépítéséhez és bontásához szükséges információkat hordozza.

18.4. Órajel-szinkronizálás, PDH és SDH rendszerek

PCM átvitelnél a vételi oldal órajel-frekvenciájának meg kell egyeznie az adási oldal órajelfrekvenciájával. Külön órajel átvitelére ehhez nincsen szükség, mert a bitszinkronizálás az információs jelből kinyert órajellel történik. Két pont közötti átvitelnél ez viszonylag egyszerűen megoldható. Azonban, ha két vagy több különböző irányból érkező digitális jelet kell nyalábolni (multiplexelni) és együtt továbbítani, amelyek órajel-frekvenciája csak

névlegesen azonos, akkor üres bitek beiktatásával kell a jelek sebességét szabályozni. Ez a *sebességkiigazítás* (justification) módszere.

Az órajel- vagy bitszinkronizálás vonatkozhat egy vagy több ponttól-pontig összeköttetésre vagy akár egy egész hálózatra. Ha a hálózat elemei saját független órajelükről járnak, amelynek értéke bizonyos toleranciával eltérhet a névleges értéktől, akkor *pleziokron* hálózatról beszélünk. Ezzel szemben a *szinkron* hálózatokban minden órajel frekvenciája azonos, amit egy külön szinkronizálórendszer biztosít általában oly módon, hogy egy közös mesteroszcillátorból származtatja az órajeleket.

A jelenlegi távbeszélő-hálózatok túlnyomó többsége ma nem szinkron működésű, hanem PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy: pleziokron digitális hierarchia) rendszer, amely csak ponttól-pontig történő összeköttetésekre alkalmazható gazdaságosan, bonyolultabb hálózati struktúrák, leágaztatások, időrés-átkapcsolások, átkonfigurálás stb. megvalósítása nehézkes és költséges. A digitális kapcsolástechnika is ezen a pleziokron rendszeren kezdett kiépülni, azonban az időrészek közötti kapcsolat teljes frekvencia- és fáziskiegyenlítést igényel. Független órajeleket fogadó kapcsolórendszerben - bármilyen pontos órajeleket használunk is - elkerülhetetlenül felhalmozódnak a fáziseltérések. Ezek végül elérik a sebességkiigazítás végző tár korlátait, amikor elkerülhetetlen egy keret (125 ms) kihagyása vagy ismétlése (slip). Emiatt, ha egy kapcsolóközpontba befutó jelek nincsenek szinkronizálva, akkor az órajelfrekvenciák pontosságát a PDH átviteli elemek szokásos 10...50 ppm értékéről jelentősen meg kell növelni, hogy a fázisugrások gyakoriságát megfelelő szintre lehessen csökkenteni. Pl. két független óráról járó digitális központnál 10-es stabilitás esetén már legfeljebb 70 naponként fordul elő egy keretnyi elcsúszás.

Beszédátvitel esetén egy-egy keretnyi fázisugrás kedvezőtlen esetben hallható kattanást okoz. Ez nem zavarja komolyabban a telefonbeszélgetést. Azonban az adatátviteli jellegű, valamint a tömörített és esetleg titkosított információk részaránya rohamosan növekszik. Ezeknél jelentős zavart okozhat még a ritkán előforduló fázisugrások hatása is. Ezért célszerű a hálózatban fokozatosan a szinkron működést minél szélesebb körben kiterjeszteni.

A PDH rendszerek szabványosításával nagyjából egy időben, a 70-es évek elején szinkron működésű digitális nyálábolókat is szabványosított a CCITT. Számos oka volt annak, hogy ezek nem terjedtek el. A kábeles rendszerek futásiidő-ingadozása (hőmérséklet-változás stb. hatására) igen nagy mértékű, továbbá az órajelgenerátorok pontossága, megbízhatósága, a szinkronizáló-rendszerek stabilitása, az órajel-kimaradási periódusok áthidalása stb. mind komoly műszaki-gazdasági problémákat vetettek fel, amelyek a 70-es évek technológiája mellett döntőek voltak. Ezzel szemben állt a PDH rendszer viszonylagos egyszerűsége és robusztus, hibatűrő jellege.

Mára azonban a helyzet jelentősen megváltozott, és számos tényező egyöntetűen a szinkron hálózatok perspektívája felé mutat:

- A ponttól-pontig átvitel helyett egyre szélesebb körben terjed a digitális kapcsolóközpontokat tartalmazó szövevényes hálózat.
- A hagyományos rézvezetéseket fokozatosan felváltják az optikai rendszerek, amelyeknél a futásiidő-ingadozás minimális.
- A digitális kapcsolástechnika elterjedésével létrejöttek a pontos és nagy megbízhatóságú referencia-órajellel működő csomópontok.

- Az áramkörü technológia lehetővé teszi a hosszú fázis kiegyenlítő (rugalmas) táruk és a bonyolult szinkronizáló-rendszerek megvalósítását.
- Míg a beszéd kevésbé érzékeny a fázisugrásokra, addig az új, adatátviteli jellegű szolgálatok jelentős része már nem működik megfelelően a PDH-nál elkerülhetetlenül megjelenő fázisugrások miatt.

Ezen okok miatt megkezdődött és intenzíven folyik az áttérés a pleziokron rendszerekről a szinkron rendszerekre, amelyekhez a CCITT új nyálábképzési (multiplexelési) hierarchiát is szabványosított. Ez az SDH (Synchronous Digital Hierarchy: - szinkron digitális hierarchia) rendszer, amelynek főbb előnyei:

- az egész világra kiterjedő egységes szabvány és egy alap bitsebesség (155,52 Mbit/s), valamint ennek 4-, 16-,..., -szorososa,
- a szinkronizált keretekben lebontás nélkül is hozzáférhető az információ, így egyszerűsödnek a nyálábolási-, leágazó- és átkapcsolóberendezések,
- tartalmazza a hálózatfenntartáshoz szükséges információkat, amelyek szerepe rohamosan nő a hálózatok méretével és bonyolultságával,
- könnyen és manuális beavatkozás nélkül átkonfigurálható a hálózat, virtuális magánhálózatok hozhatók létre vagy szüntethetők meg az igények dinamikus követésével,
- gyűrűs hálózatokkal gazdaságosan és automatikusan oldható meg hiba esetén a tartalék útvonalra való átkapcsolás. Mindezen előnyök alapján valószínű, hogy a jövő szélessávú hálózata, a B-ISDN is az SDH-ra, mint hordozóhálózatra épül. Ez alkalmas a meglévő PDH rendszerek jeleinek a továbbítására is, de a fő átviteli forma az ATM (Asynchronous Transfer Mode: aszinkron transzfer mód) lesz, amely a csomagkapcsoláshoz hasonló, de fix hosszúságú, ún. *cellák* átvitelén alapszik. Az aszinkron átviteli mód lehetővé teszi a jelforrások időben változó mennyiségű (burst jellegű) információinak gazdaságosabb átvitelét. Ez az adatátviteli szolgálatoknál természetes követelmény, de ily módon pl. még a beszédátvitelnél is jelentős megtakarítás érhető el, hiszen az átviteli csatornát a beszédcsünetekben nem kell lefoglalni. Ilyen jellegű kapacitáskihasználásra már korábban is került sor, de a statisztikai előnyök a szélessávú rendszerek nagyszámú csatornáján sokkal jelentősebbek.

Az adat-, beszéd- és videoszolgálatok, valamint a legkülönbözőbb, többségében ma még előre nem is látható szolgáltatások univerzális hálózata új távlatokat nyit meg a távközlés és a számítástechnika fejlődésében, amelyeknek kulcsszerepe van az információs társadalom kialakulásában.

Ellenőrző kérdések

1. Mi a feltétele annak, hogy az előfizetők ISDN-szolgáltatásokhoz jussanak? Mondjon példákat szolgálatokra és szolgáltatásokra!
2. Hol van az ISDN nyilvános hálózati szolgáltató és előfizető közötti területi, ill. működtetési határvonal?
3. Mi a feltétele annak, hogy egy várakozó rendszer egyensúlyi állapotba kerüljön?
4. Mi akadályozza meg, hogy egy adatcsatorna zavarja a primer keret szinkronizálását?
5. Gazdaságos-e aszinkron adatjelek átvitele szinkron hálózaton?

Példa

$N = 80$ adatállomás mindegyike átlagosan $t = 10$ s időnként küld átlagosan $m = 800$ bájttal hosszúságú üzeneteket (csomagokat), amelyeket egy adatkoncentrátor 64 kbit/s sebességgel továbbít. Milyen hosszú várakozó sor várható, és mennyi lesz az átlagos várakozási idő?

Megoldás: $\lambda = N/t = 8$ igény/s és $m = 64000/8000 = 10$, ezért $r = \lambda/m = 0,8$, tehát $M(n) = 4$. A t várakozási idő a sor kiszolgálásának ideje lesz, vagyis $M(t) = M(n)/m = 0,4$ s.

Irodalom

[1] Izsák M. (szerk.): Távközléstechnikai kézikönyv. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1978.

[2] Stallings, W.: ISDN and Broadband ISDN. Macmillan Publ. Co., 1992.

[3] Schwartz, M.: Information, Transmission, Modulation and Noise. Fourth Edition, McGraw-Hill, 1990.

Rövidítések

ATM Asynchronous Transfer Mode - aszinkron transzfer mód

B-ISDN Broadband ISDN - szélessávú ISDN

BRA Basic Rate Access - alapsebességű hozzáférés

CAS Channel Associated Signalling - csatornához rendelt jelzés

CCITT Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique - Nemzetközi Távíró és Telefon Tanácsadó Bizottság

CCS Common Channel Signalling - közös csatornás jelzés

ISDN Integrated Services Digital Network - integrált szolgáltatású digitális hálózat

LAN Local Area Network - helyi adathálózat

LT Line Termination - vonali végződés

MSB Most Significant Bit - legnagyobb súlyú bit

NT Network Termination - hálózati végződés

PCM Pulse Code Modulation - impulzuskód-moduláció

PRA Primary Rate Access - primer sebességű hozzáférés

PDH Plesiochronous Digital Hierarchy - pleziokron digitális hierarchia

SDH Synchronous Digital Hierarchy - szinkron digitális hierarchia

TE Terminal Equipment - előfizetői berendezés

