MEGYESI CSABA
Távközlési Kutató Intézet

Részleges válaszfüggvényű átviteli eljárások

ETO: 621.391.833:681.327.8

Digitális jelek átvitelének kérdése napjainkban egyre inkább előtérbe kerül. Az ilyen átvitelnél, mint ismeretes, az egyik leglényegesebb kérdés a jelközti átlapolódás kérdése. A problémát először Nyquist vizsgálta részletesen [1] és feltételeiben megadta a jelközti átlapolódás mentes átvitel kritériumát. Ez a kritérium egyebek közt összefüggést ad a csatorna sávszélessége B (a 3 dB-es pont frekvenciája), és a csatornán jelközti átlapolódás nélkül átvihető maximális sebességű bináris jelsorozat bitfrekvenciája f_N között. Az f_N frekvenciát Nyquist frekvenciának is szokás nevezni.

$$f_N=2B. \tag{1}$$

A digitális átvitel elterjedésével felmerült a sávszélesség csökkentésének igénye. Erre az egyik lehetőség az átvitt szintek számának növelése, a már tárgyalt többszintes átvitel. Egy másik, bár ezzel bizonyos fokig rokon lehetőséget nyújtanak a részleges válaszfüggvényű módszerek. Ezek elnevezésére az irodalomban a szabályozott jelközti átlapolódású rendszerek kifejezés is használatos. Ennek az eljárásnak speciális esetei az egymással szoros rokonságban levő biternáris és duobináris átviteli eljárások.

Részleges válaszfüggvényű átviteli eljárások leírása

A részleges válaszfüggvényű átviteli eljárások alapötlete a következő: míg a Nyquist-féle átvitelnél arra törekedtünk, hogy minden egyes adott szimbólumnak a saját, és csakis a saját mintavételi időpontjában legyen nullától eltérő értéke, azaz az átvitel legyen jelközti átlapolódás mentes, addig itt megengedjük, hogy minden jel egy adott, előre meghatározott értékkel befolyásolja a környezetében levő meghatározott minták értékét. Tulajdonképpen ez adja az eljárás nevét, hiszen ennek értelmében az egy adott impulzusra kapott válasz nem csak a saját mintavételi időpontjában, hanem másutt is részlegesen hozzájárult a vett jel mintaértékéhez. Vizsgáljuk meg részletesen ezeknek az eljárásoknak az általános tulajdonságait!

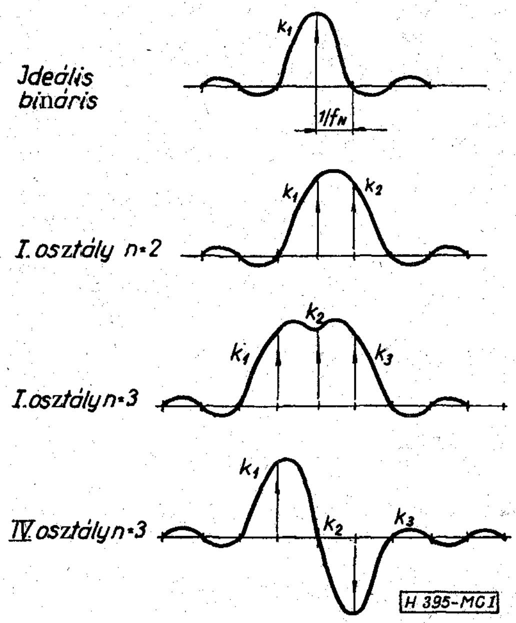
Az átviteli csatornába vizsgálatainknál beleértjük az átviteli közeg, az adó és vevő szűrő, valamint az adott impulzus jelalakjának tulajdonságait. Így a bemenetre adott időfüggvényt Dirac impulzusok sorozatának vehetjük, és a következőképpen írhatjuk:

$$x(t)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n\,\delta(t-n/f_N), \tag{2}$$

ahol b_n értéke 0 vagy 1, az átvitt információnak megfelelően.

Beérkezett: 1975. VI. 30.

A teljes csatorna jellemzésére átviteli függvényét $H(f)$-et, vagy a Dirac impulzusra adott válaszfüggvényét, a súlyfüggvényt $h(t)$-t használjuk.



1. ábra. Átviteli csatorna súlyfüggvénye néhány különböző részleges válaszfüggvényű rendszernél

Vizsgálatainknál induljunk ki a súlyfüggvényből. Az előbb elmondottak alapján ennek értéke több mintavételi helyen is zérustól különböző. Néhány ilyen függvényt az 1. ábrán láthatunk a jelközti átlapolódás mentes esettel együtt. Ebben az esetben a rendszer $x(t)$ bemenetre adott válaszának mintavételi értékei c_n a következő alakban írhatók:

$$c_n=k_1b_n+k_2b_{n-1}+\ldots+k_nb_1, \tag{3}$$

ahol a k_i súlyozó tényezők egész számok, és a súlyfüggvény mintavételi értékeivel egyenlőek. Az ábrán feltüntetett példáknál láthatók a megfelelő k értékek. Az így előállott vett c_n jelsorozat dekódolására a későbbiekben visszatérünk, most vizsgáljuk meg, milyennek kell lennie a $H(f)$ csatorna karakterisztikának ahhoz, hogy a bemeneti b_n jelsorozatot a c_n sorozatba vigye át. Ehhez csak az kell, hogy a rendszer $h(t)$ súlyfüggvényének mintái rendre k_1; k_2; k_3; ... k_n értékűek legyenek.

Világos, hogy a fenti feltételnek végtelen sok csatorna karakterisztika megfelel. Legyen az általunk vizsgált csatorna sávhatárolt, $|f|\leqq f_N/2$ sávban, ebben az esetben az $1/f_N$ időközönként vett minták a mintavételi tétel értelmében a súlyfüggvényt egyértelműen meghatározzák. A mintavételezett függvényt a következőképpen írhatjuk fel:

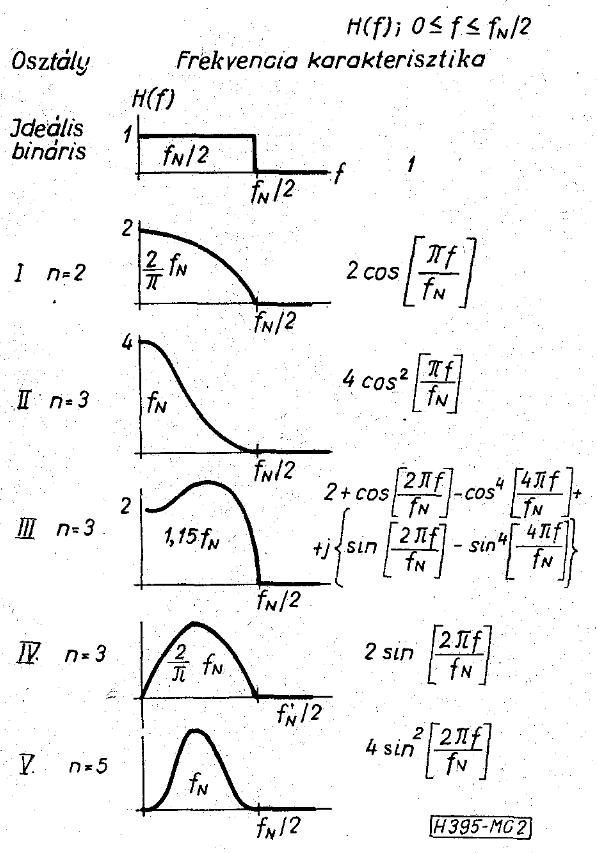
$$h(t)=k_1\,\delta(t-t_0)+k_2\,\delta\left(t-t_0-\frac{1}{f_N}\right)+\dots$$

$$\dots+k_n\,\delta\left(t-t_0-(\mathrm{n}-1)\frac{1}{f_N}\right), \qquad (4)$$

ahol t_0 egy konstans késleltetés. Ismeretes, hogy a súlyfüggvény Fourier transzformáltja megadja a csatorna frekvencia karakterisztikáját, a sávhatárolás miatt számolhatunk a mintavételezett súlyfüggvénnyel, ha az $f_N/2$ frekvencia feletti komponenseket a határolás értelmében zérusnak tekintjük. Így tehát $H(f)$-re írhatjuk:

$$H(f)=\int_{-\infty}^{+\infty} h(t)e^{-j2\pi ft}\,dt. \qquad (5)$$

Ezzel az összefüggéssel tetszőleges k_i értékek felvételéhez meghatározható az illető részleges válaszfüggvényű rendszerhez tartozó átviteli karakterisztika. Természetes azonban, hogy a gyakorlati megvalósíthatóság érdekében $H(f)$-re megkötést kell tennünk, $H(f)$-nek folytonosnak kell lennie. Ez bizonyos k_i csoportok választását kizárja. A gyakorlati megvalósításra alkalmas rendszereket Kretzmer [2] sorolta osztályokba. A 2. ábrán látható ez a csoportosítás. Az 1. táblázat a súlyozó tényezők értékeit és a vett jel szintjeinek számát mutatja.



2. ábra. Részleges válaszfüggvényű rendszerek osztályai és a csatorna átviteli karakterisztikák

1. *táblázat*

Súlyozó tényezők értékei

Osztály	n	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6	k_7	k_8	k_9	Vett szintek száma
I.	2	1	1								3
	3	1	1	1							4
	4	1	1	1	1						5
II.	3	1	2	1							5
	7	1	2	3	4	3	2	1			17
III.	3	2	1	−1							5
	7	4	3	−3	2	−2	1	−1			17
IV.	3	1	0	−1							3
	7	1	2	1	0	−1	−2	−1			9
V.	5	−1	0	2	0	−1					5
	9	1	0	−2	0	3	0	−2	0	1	10

Az egyes osztályokat a k_i súlyozó tényezők elosztása különbözteti meg egymástól. Így például az I. osztályban minden egyes súlyozó tényező értéke +1, míg a II. osztályban a k_i értékeket egy egyenlőszárú háromszög súlyozása szerint választjuk. Hasonló törvényszerűségek találhatók a további osztályokban is. Az összes osztályban a k_i súlyozó tényezők számának növelésével a vevőben a vett szintek száma nő, és a $H(f)$ spektrum egyre élesebben koncentrálódik. Példaképpen bemutatjuk az egyik leghasználatosabb esetre, az I. osztály $n=2$ esetre a frekvencia karakterisztika számítását. Ebben az esetben $k_1=k_2=1$, így

$$H(f)=\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\delta(t-t_0)+\delta\left(t-t_0-\frac{1}{f_N}\right)\right]e^{-j2\pi ft}\,dt=$$

$$=e^{-j2\pi ft_0}+e^{-j2\pi f\left(t_0+\frac{1}{f_N}\right)}. \qquad (6)$$

Tekintsük most a konstans késleltetést $t_0=-\frac{1}{2f_N}$-nek, így

$$H(f)=2\cos\frac{\pi f}{f_N}; \quad \text{ha} \quad |f|\leq\frac{f_N}{2} \qquad (7)$$

egyébként zérus a sávhatárolás feltétele miatt.

Megvizsgálva a 2. ábra csatorna karakterisztikáit, láthatjuk a részleges válaszfüggvényű rendszerek előnyét: a $0\leq f\leq\frac{f_N}{2}$ frekvenciasávon belül gyakorlatilag is lehetővé teszik az átvitelt. Bináris esetben ebben a sávban csak az ideális aluláteresztő csatorna karakterisztika mellett lenne ez lehetséges, a megvalósított bináris rendszerek sávszélessége ennél mindig nagyobb. A 2. ábrán látható $H(f)$ csatorna karakterisztikák közül különösen figyelemre méltó a IV. osztály $n=3$ esete, mely zérus frekvenciás komponenst nem tartalmaz, és így sáváteresztő jellegű átviteli utaknál előnyösen alkalmazható.

Dekódolás és előkódolás

Térjünk most vissza a vevőbe megérkező c_n jelsorozat dekódolásának kérdésére. Mivel minden egyes adott jel n darab mintavételi helyen jelentkezik valamilyen értékkel, a vevőben minden vett c_n minta értéke az őt időben megelőző n darab bemeneti jel értékétől függeni fog. Ezek additív tagokkal járulhatnak értékéhez. A vett c_n jel nyilván többszintű lesz, ahol a lehetséges szintek számát a k_i súlyozó tényezők n számának és értékének megválasztása szabja meg. A kiértékelésnél éppen ezért minden egyes vett mintát pillanatnyi értékének és a megelőző n−1 jel által létrehozott additív tag értékének különbsége alapján kell értékelni. A (3) egyenlet alapján írhatjuk:

$$b_n=\frac{1}{k_1}[c_n-k_2b_{n-1}+\ldots+k_nb_1]. \qquad (8)$$

Látható, hogy a vevőben tárolni kell a megelőző n−1 darab b_i jel értékét. A dekódolás csak attól a pillanattól kezdve válik helyessé, mikor az adott jelben n darab egymásutáni b_i bit azonos bináris értékű; azaz c_n eléri maximumát vagy minimumát.

A figyelmes olvasónak az is rögtön feltűnik, hogy ebben a dekódolási eljárásban egyetlen vett c_n jel értékének hibás detektálása hiba láncot hozhat létre, mely mindaddig tart, míg c_n újra el nem éri valamely szélső értékét.

Ennek a jelenségnek az elkerülésére az adóban egy előkódolás alkalmazható. Ezzel az eljárással a vevőben szükséges műveletek egy részét mintegy áthelyezzük az adóba, és így elérhető, hogy minden egyes c_n minta értéke csak a hozzá tartozó adott jeltől függjön. Az alábbiakban ennek az előkódolásnak a szabályait vizsgáljuk meg. A csatorna bemenetére kerülő bináris jelsorozatot továbbra is b_n-nel jelöljük, de ez most már az átvinni kívánt bináris információ sorozat, a_n valamilyen származéka. Az adásra kerülő b_n jelsorozatot, azaz az előkódolási szabályt, a következő egyenlet definiálja:

$$a_n=[k_1b_n+k_2b_{n-1}+\ldots+k_nb_1] \bmod 2 \qquad (9)$$

(A mod 2 összeadásban például:

$$[1+0]_{\text{mod}2}=1, \quad [1+1]_{\text{mod}2}=0,$$

$$[3+2]_{\text{mod}2}=1, \quad [3+1]_{\text{mod}2}=0, \quad \text{stb.})$$

A fenti (9) összfüggésből b_n-et kifejezve:

$$b_n=\frac{1}{k_1}[a_n+k_2b_{n-1}+\ldots+k_nb_1]_{\text{mod}2}. \qquad (10)$$

Ez a kifejezés adja meg a csatorna bemenetére jutó bináris jelsorozatot. Ezt a jelet a $H(f)$ karakterisztikájú átviteli csatorna egy többszintű c_n jelsorozatba viszi át a (3) egyenletnek megfelelően. Az összehasonlítás kedvéért egymás alá írjuk ezt és az előkódolást definiáló egyenletet.

$$c_n=k_1b_n+k_2B_{n-1}+\ldots+k_nb_1 \qquad (3)$$

$$a_n=[k_1b_n+k_2b_{n-1}+\ldots+k_nb_1]_{\text{mod}2}. \qquad (9)$$

Látjuk, hogy ugyanazoknak a tagoknak az algebrai és modulo 2 összegéről van szó, így tehát mikor az a_n értéke 1, ez a c_n-re adódó összegben egy páratlan, $a_n=0$ pedig páros egész számnak (a nullát is ide értve) felel majd meg. Más szavakkal: páros értékű vett c_n szintekhez az adott jel $a_n=0$, páratlan szintekhez $a_n=1$ értéke tartozik. A vevőben minden egyes jelet a hozzá tartozó adatjel határoz meg. A vevőben nincs szükség tárolásra, ez az adó előkódoló áramkörébe került. Ily módon a dekódolási folyamat viszonylag egyszerűvé vált, és megakadályoztuk a hibaláncok kialakulását. A 2. táblázatban megadjuk a 2. ábrán definiált esetekhez a szükséges előkódolás konkrét összefüggéseit.

2. táblázat

Előkódolási összefüggések

Osztály	n	Előkódolás
I.	2	$b_n=[a_n+b_{n-1}]_{\text{mod}\,2}$
II.	3	$b_n=[a_n+b_{n-2}]_{\text{mod}\,2}$
III.	3	$b_n=]a_n+b_{n-2}]_{\text{mod}\,2}$
IV.	3	$b_n=[a_n+b_{n-2}]_{\text{mod}\,2}$
V.	5	$b_n=[a_n+b_{n-4}]_{\text{mod}\,2}$

Itt említjük meg a részletes válaszfüggvényű rendszerek egy előnyös tulajdonságát, azt, hogy bizonyos korlátozott mértékben lehetőséget adnak hiba felismerésre. A vevőben detektált c_n jel szintje ugyanis nem változhat tetszőlegesen lehetséges értékei között. A maximális lehetséges változás értékét k_1 határozza meg, így az ennél nagyobb változások, hibázások következményei.

Zajtűrő képesség

A következőkben megvizsgálunk néhány részleges válaszfüggvényű rendszert a zajtűrés szempontjából. Vizsgálatunknál Gauss amplitúdó eloszlású fehér zajt tételezünk fel. Az összehasonlítás alapját az azonos sebességű bináris, jelközti átlapolódásmentes rendszer zajtűrése adja. Azt vizsgáljuk, mekkora jel—zaj viszony növelésre van szükség az egyes vizsgált rendszereknél. A számításnál a döntési távolságot; a vett c_n jel két lehetséges szintjének különbségét, és a $\sqrt{H(f)}$ alapján számítható zaj sávszélességet vesszük figyelembe. A négyzetgyökös kifejezés abból származik, hogy feltételezzük, hogy $H(f)$ az adó és a vevő szűrő között szimmetrikusan oszlik meg. Ily módon az egyes $H(f)$ görbék alatti területek és a bináris esetben számítható terület hányadosa a szükséges jel teljesítmény növelést adja. A $H(f)$ görbék alatti területeket a 2. ábrán feltüntettük. A számított jel—zaj viszony értékek a 3. táblázatban láthatók.

Szükségesnek tartjuk megemlíteni, hogy bármely részleges válaszfüggvényű rendszer c_n kimenő jelsorozata digitális úton is előállítható. Az ily módon előállított jelsorozat spektruma szintén a $H(f)$-nek

3. táblázat

Jel/zaj viszony romlása

Osztály	n	Jel/zaj viszony romlása dB
ideális bináris	1	0
I.	2	2,1
II.	3	6,0
III.	3	7,2
IV.	3	2,1
V.	5	6,0

megfelelően fog alakulni, természetesen a jelstatisztika és a jelalak figyelembevételével. Így a jel spektrumát a bináris esethez képest digitális úton kisebb sávba tömöríthetjük, és ez a jel egy megfelelően csökkentett sávszélességű átviteli úton átvihető. Rádiós átviteli rendszereknél általában ezt az utat követik, mert itt lényeges, hogy az adásra kerülő jel sávszélessége lehetőleg kicsiny legyen.

Befejezésül, röviden áttekintjük a témakör irodalmát. Az első részleges válaszfüggvényű eljárást, az úgynevezett biternáris eljárást A. P. Brogle írta le 1960-ban [3]. Ez osztályozásunkban az I. osztály n=2 esetnek felel meg, előkódolás nélkül. Előkódolt változatát O. E. Ringelhaan [4] szabadalmaztatta. Tőlük függetlenül írta le az úgynevezett duobináris eljárást A. Lender [5], [6]. Ez tulajdonképpen az előkódolt I. osztály n=2 esetnek felel meg invertált adatjel mellett. A különböző részleges válaszfüggvényű eljárásokat E. R. Kretzmer általánosította [2]. További segítséget adhatnak a megértéshez a [7], [8] irodalmak.

IRODALOM

[1] *H. Nyquist:* Certain Topics in Telegraph Transmission Theory. AIEE Transactions, April 1928.

[2] *E. R. Kretzmer:* Generalisation of a Technique for Binary Data Communication. IEEE Trans. on Com. Tech., February 1966, COM 14, No 1.

[3] *A. P. Brogle:* A New Transmission Method for PCM Communication Systems. IRE Trans. on Com. Systems, September 1960, CS 8.

[4] *O. E. Ringelhaan:* System for Transmission of Binary Information at Twice the Normal Rate. US Patent, 3 162 724, December 1964.

[5] *A. Lender:* The Duobinary Technique for High Speed Data Transmission: IEEE Tráns. on Communication and Electronics, vol. 82. May 1963.

[6] *A. Lender:* Correlative Level Coding for Binary Data Transmission. IEEE Spectrum, February 1966.

[7] *R. Kersten:* Verdopplerung der Sehrittgeschwindigkeit oder Bandhalbierung durch das Biternáre Pulscodeverfahren. NTZ, Heft 3, 1965.

[8] *K. H. Schmidt:* Data Transmission Using Controlled Intersymbol Interference. ITT Electrical Communication, Vol. 48. No 1—2.