

A sebességszűrés matematikai alapjai, digitális megvalósítása és közelítésének lehetőségei*

II**

MESKÓ ATTILA

*Az első részben összefoglalt matematikai és szűrőelméleti ismeretekre építve bemutatjuk a sáv-
szűrés és optimumszűrés kapcsolatát, számítjuk a sebességszűrő súlyfüggvényének alakját különböző
látszólagos sebességparaméterek esetén, végül összehasonlítjuk az RNP módszert, illetve a hagyományos
időbeli szűrés – geofoncsoport kombinációt a sebességszűréssel.*

*Рассмотрев в первой части статьи математические основы и основы теории филь-
тров, во второй её части переходим к разбору связи между полосовой фильтрацией в случае
различных параметров кажущейся скорости даем вывод формулы характеристики ско-
ростной фильтрации, в заключение сравниваются метод РНП а также комбинация обын-
ной временной фильтрации и группирования сейсмоприемников со скоростной фильтра-
цией.*

*Es wird bei Anwendung der im ersten Teil zusammengefassten mathematischen und filtertheore-
tischen Kenntnisse die Beziehung des Bandpassfilters und des Optimumfilters gezeigt, die Gewichtsfunk-
tion des Geschwindigkeitsfilters für verschiedene scheinbare Geschwindigkeitsparameter berechnet und
schliesslich die RNP Methode bzw. die traditionelle gemeinsame Anwendung des zeitlichen Filters
und der Bündelung von Geophonen mit dem Geschwindigkeitsfilter verglichen.*

3. A sebességszűrés átviteli függvénye és súlyfüggvénye

A reflexiók szeizmikában – mint ismeretes – a regisztrált hullámtípusok-
nak csak kis részét hasznosítjuk: elsősorban a jól felismerhető valódi reflexió-
kat. Ezeket hasznos hullámoknak, jeleknek tekintjük. Bizonyos hullámok a
jeleket elnyomják vagy torzítják. Ezzel megnehezítik, esetleg megakadályozzák
a reflexiók felismerését vagy paramétereik pontos meghatározását. Ilyenek
például a felszíni zavarhullámok, a felszínközelből származó refraktált és dif-
fraktált hullámok stb. Mások a hasznos hullámokhoz rendkívül hasonlóak, de
nem valódi reflexiók és emiatt jelként való értelmezésük helytelen következte-
tésekre vezet: többszörös reflexiók. Az összes, nem hasznos beérkezéseket zajnak
nevezzük és különböző szűrési eljárásokkal igyekszünk a szeizmogramból el-
távolítani, vagy legalább a jelekhez viszonyítva csökkenteni.

A szeizmikus gyakorlatban a szűrési eljárásoknak számos típusa alakult
ki. Egy részük már a regisztrálás előtt alkalmazásra kerül: geofoncsoport,
keverő, elektromos szűrőkörök. Másokat – többnyire speciális felvételezési
eljárások befejező lépéseként – a regisztrátumok további feldolgozásában
használnak: RNP, horizontális és vertikális összegezések. Bizonyos szűrési mód-

* A Magyar Geofizikusok Egyesületében 1966. január 20-án elhangzott előadás.

** A dolgozat első része a MAGYAR GEOFIZIKA VIII. évfolyamának 5–6. számában
jelent meg. A képletek és ábrák számozása folyamatos.

** Первая часть статьи напечатана в сборнике „ВЕНГЕРСКАЯ ГЕОФИЗИКА”
вып. VIII. номер 5–6. Нумерация формул и рисунков последовательна.

** Der erste Teil der Abhandlung ist im Nummer 5–6 des VIII. Jahrganges „MAGYAR
GEOFIZIKA” erschienen. Die Numerierung der Formeln und der Abbildungen ist fortlaufend.

szerek egy-egy szűrt szeizmogram számítására több „nyers” vagy „bemenő” szeizmogramot használnak fel. Mások egyetlen szeizmogramot alakítanak át egy új, áttekinthetőbb szeizmogrammá. Ide sorolhatjuk a regisztrálás előtt alkalmazott szűrési módszereket is. Ilyenkor az eredeti, átalakítandó szeizmogramot a módszer alkalmazása nélkül regisztrálható, fiktív szeizmogrammal azonosítjuk.

A dolgozatban egyetlen szeizmogram átalakításaival foglalkozunk. A csatornák száma az átalakítás során csökkenhet. Speciálisan leképezhetjük a teljes szeizmogramot egyetlen csatornára is. (*RNP* egy-egy összegcsatornája).

A bemenő szeizmogram és lineáris módszerekkel átalakított változata közötti kapcsolatot kétváltozós, lineáris szűréssel írhatjuk le. A szűrő hatását a tér-idő tartományban a (2.1), a kétváltozós frekvenciatartományban a (2.2) egyenletek adják meg. Az első felvetődő gondolat természetesen az, hogy optimális átvitelre kell törekednünk, olyan átalakításokat végezzük, melyek a lehető legjobb $S(\omega, \psi)$ -t valósítják meg. A lehető legjobb átviteli függvény meghatározásával az optimumszűrő elmélet foglalkozik. Felhasználásával — feltéve, hogy elegendő pontossággal ismernénk a jelek és zajok kétváltozós spektrumait — meghatározhatnánk a kétváltozós optimumszűrő átviteli függvényét.

Elvi és praktikus nehézségek miatt azonban a gyakorlatban a kétváltozós optimumszűrőnek különböző közelítéseit szokták használni. Sokszor így is megfelelő jel/zaj arány javulás érhető el, kielégítő eredmények kaphatók. Az optimumszűrő igen egyszerű közelítése sávszűrő alkalmazása. Vizsgáljuk meg a közelítés mértékét és hatásának szerepét az egyszerűség kedvéért egyváltozós példán. Mindenekelőtt tekintsük át röviden az optimumszűrő megvalósításának alap gondolatait.

Szükségünk van a bemenetből kiemelendő, illetve eltávolítandó komponensek bizonyos leírására. Ismernünk kell a jelek és zajok olyan jellegzetes tulajdonságait, melyek elkülönítésük alapjául szolgálhatnak. Definiálnunk kell az átalakítás célját. (Például arra törekszünk, hogy a kimenet zajmentes legyen: simító-szűrés vagy — ha a jel alakjának megőrzése nem lényeges — csupán beérkezésének időpillanatát kívánjuk meghatározni: detektáló szűrés.) A cél közelítésének mérésére ún. jósági kritériumot kell választanunk, mely a tényleges és a kívánt kimenet valamilyen függvénye. (Például a gyakran használt átlag-négyzetes hiba kritérium esetén annál jobbnak tartjuk a közelítést, minél kisebb a tényleges és a kívánt kimenetek különbsége négyzetének időátlaga. A tényleges kimenet a (2.1) egyenletből kapható, mint a teljes bemenet és a súlyfüggvény konvolúciója. A kívánt kimenet a jelek és zajok leírására használt mennyiségekkel fejezhető ki. Simító-szűrés esetén a kívánt kimenet zajmentes, azaz megegyezik a torzítatlan jeleket leíró függvénnyel.)

A kitűzött céltól való eltérés minimalizálása egy egyenletet ad, melyet úgy alakítunk, hogy benne a szűrő meghatározandó súlyfüggvényén (átviteli függvényén) kívül csupa ismert mennyiségek szerepeljenek. Az egyenlet megoldásával jutunk az optimális súlyfüggvényhez (átviteli függvényhez).

Ha célunk simítás, a jelekről és zajokról feltesszük, hogy korrelálatlanok, továbbá zérus átlagértékűek és teljesítményspektrumaikat ismerjük, a fentiekben vázolt számítás sorozat a szűrő átviteli függvényére

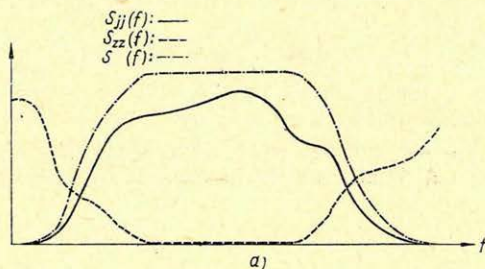
$$S(f) = \frac{S_{jj}(f)}{S_{jj}(f) + S_{zz}(f)} \quad (3.1)$$

eredményt ad, melyben $S_{jj}(f)$ a jel, $S_{zz}(f)$ a zaj teljesítményspektruma (Davenport, Root, 1958). A 21a ábra egyszerű példát mutat be a (3.1) képlet alkalmazására. Megrajzoltuk az $S_{jj}(f)$ és $S_{zz}(f)$ teljesítményspektrumokat és a felhasználásukkal számított optimális simítószűrő átviteli függvényét.

21. ábra. Sávszűrés, mint az optimális simítószűrő közelítése

(a) Jel és zaj teljesítményspektrumai: $S_{jj}(f)$ és $S_{zz}(f)$ illetve az optimális simítószűrő átviteli függvénye: $S(f)$

(b) Ha a jel és zaj spektrumai nem fedik át egymást a simítószűrő sáv szűrőbe megy át.



Фиг. 21. Полосовая фильтрация как приближение оптимальной сглаживающей фильтрации

(a) Спектры мощности сигнала и помехи: $S_{jj}(f)$ и $S_{zz}(f)$ и оптимальная характеристика сглаживающего фильтра: $S(f)$

(б) Если спектры сигнала и помехи не накладываются друг на друга, то ослабляющий фильтр переходит в полосовой фильтр

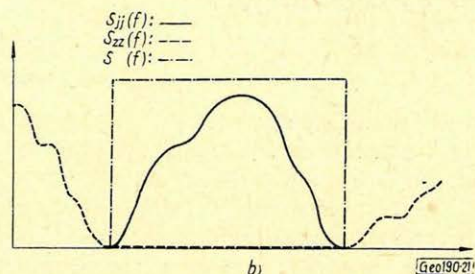


Fig. 21. Bandpassfilter als Approximation zum optimalen Glättungsfilter

(a) Leistungsspektren des Signals $S_{jj}(f)$ bzw. Geräusches $S_{zz}(f)$ und die Übertragungsfunktion des optimalen Glättungsfilters $S(f)$

(b) Wenn die Signal- und Geräuschkennlinien einander nicht überdecken der Glättungsfilter in einen Bandpassfilter übergeht

Tételezzük fel most, hogy az $S_{jj}(f)$ egy f_1, f_2 sávon kívül mindenütt zérus és $S_{zz}(f)$ éppen a sávon belül vesz fel zérus értéket. A jel és zaj spektrumok nem fedik át egymást, azaz:

$$S_{jj}(f) = 0, \text{ ha } f < f_1 \text{ vagy } f > f_2 \quad (3.2)$$

$$S_{zz}(f) = 0, \text{ ha } f_1 < f < f_2$$

Az optimális simítószűrő átviteli függvényéből a (3.2) feltevések teljesülése esetén:

$$S(f) = 1, \text{ ha } f_1 < f < f_2 \quad (3.3)$$

$$= 0, \text{ máshol}$$

kapható. A simítószűrő sávszűrőbe ment át.

Fordítva: a sávszűrő (megfelelően választott alsó és felső határokkal) az optimális simítószűrő egy közelítésének tekinthető. A közelítés annál jobb, minél pontosabban teljesülnek a (3.2) feltevések. A közelítés egyenlőségbe megy át, ha a jel és zaj spektrumoknak nincs közös része.

Az optimális simítószűrő hatását tehát approximálhatjuk úgy, hogy kijelöljük az f_1 és f_2 értékeket, azaz a jeltartomány alsó és felső határát és az (f_1, f_2) sávot átengedő sávszűrőt alkalmazunk. Ekkor – hallgatólagosan ugyan – de feltételezzük, hogy a jelek és zajok közelítőleg kielégítik a (3.2)-t és emiatt van értelme „jeltartományról” beszélni.

Kétváltozós szűrés esetén hasonló módon járhatunk el. Meg kell határozni az (f, k) frekvenciasíkon a jeltartományt és ezen tartományt átengedő sávszűrőt kell terveznünk.

A jelek a szelvény síkjából érkező valódi reflexiók. Ezeket – újabb közelítéssel – síkhullámoknak tekintjük, melyek hullámnormálisa beleesik a szelvényen átmenő függőleges síkba. Legyen a hullámnormális felszínnel bezárt szöge: α . Ha a hullám diszperziómentes, a hullámforma a terjedés során változatlan marad. A vonal mentén észlelhető folyamatot a jólismert

$$g(t, x) = a \left(t - \frac{x}{v} \right) \quad (3.4)$$

függvény írja le, melyben

$$v = \frac{c}{\cos \alpha} \quad (3.5)$$

(v a hullám látszólagos sebessége). A látszólagos sebességnek előjele is van. A terítés mentén az x tengely felvétele kijelöl egy irányt. A sebesség pozitív előjelű, ha a hullámnormális és a kijelölt irány hegyesszöget zár be, negatív előjelű, ha tompaszöget. A (3.4) függvény Fourier-transzformáltját már számítottuk: (1.74). Diszperziómentes, ideális síkhullám képe az f, k síkon: az $f = -v \cdot k$ egyenes fölé koncentrálódó, a hullám alakjától függő $A(f)$ -fel „modulált” Dirac-késél:

$$G(f, k) = A(f) \cdot \delta \left(k + \frac{f}{v} \right).$$

(1. 16. ábra.) Valójában azonban egy tényleges hullám alakja a diszperzió miatt a távolsággal változik. Ezt úgy vehetjük figyelembe, hogy a (3.4)-et a diszperzió hatását leíró $d(x)$ függvénnyel szorozzuk:

$$g(t, x) = d(x) \cdot a \left(t - \frac{x}{v} \right). \quad (3.6)$$

A (3.6) Fourier-transzformáltját az (1.74), (1.36) és a konvolúciótétel felhasználásával kapjuk:

$$G(f, k) = D(k) * A(f) \delta \left(k + \frac{f}{v} \right) = A(f) D \left(k + \frac{f}{v} \right). \quad (3.7)$$

Pontosan az $f = -v \cdot k$ egyenesre eső, „végtelen magas” Dirac-él helyett az $f = -v \cdot k$ egyenes környezetében kapunk, most már véges nagyságú amplitúdóértékeket. Egy valódi hullám képét a 22. ábra mutatja be. A $G(f, k)$ kétváltozós függvényt szintvonalalaival ábrázoltuk. A legkisebb értékű, még megrajzolt szintvonal egy (f, k) tartományt határoz meg. A tartomány helyzete és alakja jellemző a hullámra. A gyors tájékozódás kedvéért sokszor ezt a tartományt azonosítjuk a hullám képével. Ha a $d(x)$ lassan változik, a $D(k)$ csak szűk sávban különbözik zérustól.

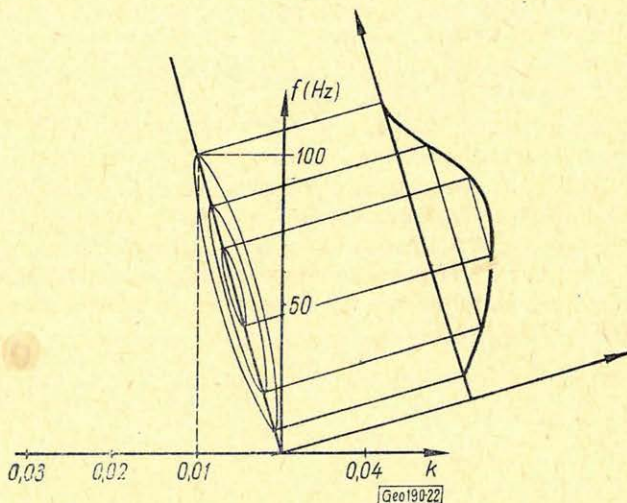
Minél nagyobb a hullám látszólagos sebessége, annál meredekebb az $f = -v \cdot k$ egyenes. Végtelen látszólagos sebesség, azaz a mérési vonalra merőleges hullámnormális esetén a diszperziómentes hullám képe pontosan az f tengelyre eső Dirac késél; valódi, diszperziót is mutató hullámé az f tengelyre szimmetrikus szűk tartomány.

Hasznos reflexiók esetén az α értéke közel 90° , a látszólagos sebesség abszolút értéke nagy. Emiatt a reflexiók lépe az f tengellyel kis szöveget bezáró egyenesek közötti tartományt tölti ki. Adott kutatási területen – a megfelelő dőlés és sebességviszonyok ismeretében – számítható az a legkisebb látszólagos sebesség, mellyel még hasznos reflexiók érkezhetnek be. Jelölje ezt v_0 . A v_0 által meghatározott, f tengelyre szimmetrikus, ék alakú területrészt tekintjük jeltartománynak: 23. ábra. A sebességszűrővel ezt a sávot, vagy a sáv kisebb részintervallumait kell kiemelni.

22. ábra. Csekély diszperziót mutató, 10 km/sec látszólagos sebességű és 60 Hz csúcsfrekvenciájú síkhullám képe az f, k síkon.

Фиг. 22. Дисперсия плоской волны с кажущейся скоростью 10 км/сек и частотой 60 Гц в плоскости f, k

Fig. 22. Bild einer, eine geringe Dispersion aufweisenden Ebenewelle mit 10 km/sec scheinbarer Geschwindigkeit und einer Spitzenfrequenz von 60 Hufz der Fläche f, k



23. ábra. Jelek és zajok idealizált eloszlása a kétváltozós f, k frekvenciasíkon. Csak az $f > 0$ félsíkot ábráztuk (Embree et al nyomán)

Фиг. 23. Идеализированное распределение сигналов и помех в частотной плоскости fk . На рисунке представлена только половина плоскости $f > 0$ (по Embree et al)

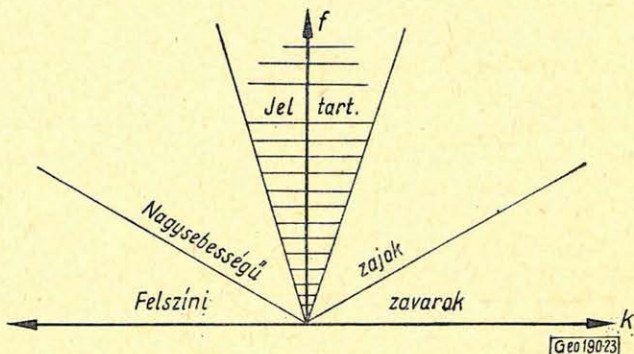


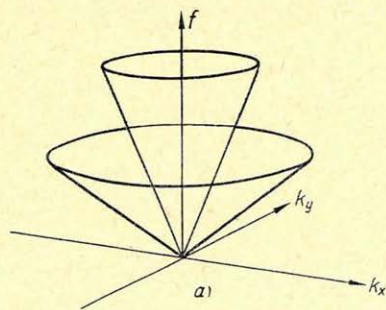
Fig. 23. Signale und Geräusche in einem idealisierten Fall auf der zweidimensionalen Frequenzfläche f, k . Es wird nur die $f > 0$ Halbebene dargestellt (nach Embree u. a.)

Tételezzük fel, hogy megfelelően tervezett sebességszűrővel eltávolítottuk a v_0 értéknél kisebb látszólagos sebességű zajokat. A művelet ellenére is megmaradnak olyan zajkomponensek, melyeknek normálisa a terítés irányával közel 90° -os szöget zár be. Ugyanis horizontálisan, de a vonalra merőlegesen érkező zaj látszólagos sebessége is nagy lehet, ugyanúgy, mint a közel vízszintes réteghatárról érkező valódi reflexióké. Emiatt sebességszűrés alkalmazása esetén is ajánlatos területi geofoncsoportokkal észlelni, melyekkel csökkenthetjük az oldalról érkező zajok amplitúdóját.

A robbantás után a felszínen lejátszódó folyamatot a $g = g(x, y, t)$ háromváltozós függvénnyel írhatjuk le; melyben az új (y) változó a terítésre merőleges irányban mért távolság. A jelek és zajok kiegészített ábrázolására be kell vezetnünk egy további térbeli frekvenciaváltozót. Jelöljük a két térbeli frekvenciaváltozót k_x -szel és k_y -nal. A k_x a k helyét foglalja el, míg k_y az új térbeli frekvenciaváltozó. A $g(x, y, t)$ folyamat ezek után a háromváltozós frekvencia-térben izo-felületekkel ábrázolható, melyek az azonos amplitúdó-sűrűségű pontokat tartalmazzák.

Síkhullám reflexióra, melynek normálisa a szelvényen átfektetett függőleges síkba esik, a vonalra merőleges irányban mérhető látszólagos hullámhossz, λ_y végtelen, így $k_y = 2\pi/\lambda_y = 0$. Valójában a hasznos reflexiók sem síkhullámok és emiatt a nekik megfelelő k_y nem pontosan zérus, csak igen kicsiny. A szelvény síkján kívülről érkező reflexiók y irányú térfrekvenciája nagyobb. Végül k_y a vonalra merőlegesen érkező felszíni zavarhullám esetén veszi fel a legnagyobb értéket. Emiatt a jeltartomány a k_y zérushoz közeli környezetét tartalmazza.

Az x irányban a hasznos hullámok látszólagos hullámhossza kisebb: $\lambda_x < \lambda_y$. Emiatt a jeltartomány k_x irányú felső határára jellemző $(k_x)_f$ nagyobb lehet a $(k_y)_f$ értéknél.



24. ábra. Jelek és zajok eloszlása a háromváltozós f, k_x, k_y frekvenciaterében: (a) és az $f = f_0$ síkon; (b) (Burg nyomán).

Фиг. 24. Распределение погналов и помех в частотном пространстве трех переменных (f, k_x, k_y, δ) а), б) в плоскости $f = f_0$ (по Бург)



Fig. 24. Signale und Geräusche (a) im dreidimensionalen f, k_x, k_y Frequenzraum, (b) auf der Fläche $f = f_0$. (nach Burg)

Az elmondottak értelmében a jel és zaj tartományokat a háromváltozós f, k_x, k_y térben a 24. ábrán megadott felületek választják el. Rögzített f értékre vonatkozó metszetet a 24b ábrán mutatunk be. Az elmondottakból kitűnik, hogy a kétváltozós geofoncsoporthoz felülvágó jellegű átviteli függvénnyel kell rendelkeznie. A megfelelő szűrőhatást a geofontávolságoknak és esetleg a geofonok érzékenységeinek megfelelő választásával állíthatjuk be.

Tételezzük fel, hogy az oldalról érkező zajokat geofoncsoporthal eltávolítottuk. A sebességszűrés — mint speciális kétváltozós sávszűrés — kiemeli a nagy látszólagos sebességű valódi reflexiókat. További probléma marad a többszörösök és ghostok eltávolítása. A terjedési sebesség a mélységgel általában nő. Emiatt a többszörösök látszólagos sebessége általában kisebb, mint a velük egyidőben beérkező valódi reflexióké. Ez azonban nem zárja ki azt, hogy meg egyezzen vagy nagyobb legyen, mint a náluk korábban beérkező valódi reflexióké. Ha a sebességszűrő határait úgy állítjuk be, hogy átengedje a „korai” reflexiókat, átengedi a szeizmogram „végén” regisztrált többszörösöket is. Ezt a nehézséget az átengedett látszólagos sebességsáv határainak időbeli változtatásával küzdhetjük le. A szeizmogram elején v_0 -nak kicsinynek kell lennie — mely széles „éknak” felel meg. Majd a regisztrálási idővel növekednie kell — ami szemléletesen az ék „élesedését” jelenti. A sebességszűrés így a többszörösök bizonyos csökkentésére is alkalmas.

A v_0 sebességnél nagyobb abszolút értékű látszólagos sebességgel rendelkező hullámokat átengedő szűrő átviteli függvénye elvileg:

$$S(f, k) = 1, \text{ ha } \left| \frac{f}{k} \right| < v_0$$

$$= 0, \text{ ha } \left| \frac{f}{k} \right| > v_0$$
(3.8)

alakú volna. Azonban a bemenet spektruma valamilyen f_h felső határfrekvencián túl — a beérkezés látszólagos sebességétől függetlenül — zérus értéket vesz fel. Emiatt az átvitel valamilyen — az áteresztett időbeli frekvenciatartomány felső határára jellemző — f_h értéken túl, azaz $f > f_h$ esetén zérusnak választható. Másrészt az f_h -nak felső határt szab a spektrumismétlődés is. Mint említettük, a vonal mentén, v látszólagos sebességű síkhullám beérkezésekor lejátszódó folyamat a

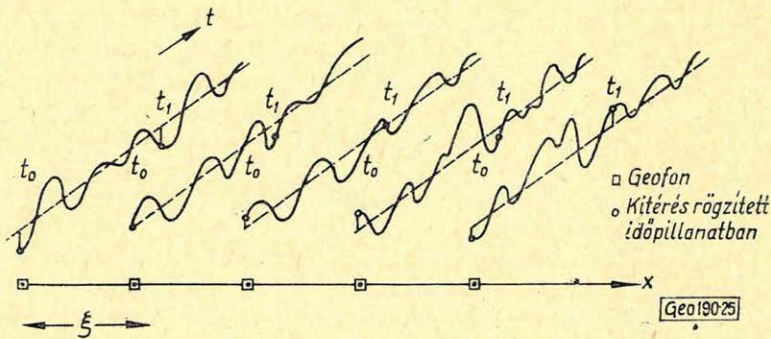
$$g(t, x) = d(x) a \left(t - \frac{x}{v} \right)$$
(3.9)

kétváltozós függvénnyel írható le. Rögzítsük gondolatban az időváltozó értékét! Akkor (3.9) az x koordináta folytonos függvénye marad. De a $g(t_0, x)$ értékét csak ott ismerjük, ahová geofont helyeztünk. A regisztrálás az x koordináta szerint már eleve digitális. Mintavételi távolság a geofonok távolsága: ξ (25. ábra). Emiatt a szeizmogram spektruma a k változó szerint mindenképpen ismétlődő. Az ismétlődés periódusa a k tengely mentén: $1/\xi$. A továbbiakban feltételezzük, hogy a mintavételi távolság megfelelően kicsiny, az ismétlődés az eredeti, folytonos függvény spektrumát nem torzítja. Azaz a k -beli felső határfrekvencia kielégíti a

$$k_h \leq \frac{1}{2\xi}$$
(3.10)

egyenlőtlenséget. Mivel az f és k között érvényes az $f = -v \cdot k$ összefüggés, a (3.10) egyszerűsödik felső határt szab az f_h -ra is:

$$f_h \leq v_0 \cdot k_h \leq \frac{v_0}{2\xi} \quad (3.11)$$



25. ábra. A mérési vonal mentén lejátszódó folyamatot leíró $g(t, x)$ kétváltozós függvény értékét csak a geofonok koordinátaival kijelölt pontokban ismerjük. A regisztrálás a távolságváltozó szerint digitális

Фиг. 25. Значения функции двух переменных $g(t, x)$, описывающей процесс, протекающий вдоль линии наблюдений, известны лишь в точках отмеченных координатами сейсмоприемников. Регистрация по переменной расстояния цифровая

Fig. 25. Wir kennen den Wert, der den sich längs der Messungslinie abspielenden Vorgang beschreibenden zweidimensionalen Funktion $g(t, x)$ nur in den durch die Geophonen bestimmten Punkten. Die Registrierung ist nach den Raumkoordinaten digital

A geofontávolság, és a legkisebb, még hasznos információt hordozó látszólagos sebesség, v_0 megszabják az alkalmazható legnagyobb f_h értéket. A számszerű összefüggéseket az I. táblázat tartalmazza.

I. táblázat

Összefüggés a v_0 , ξ és f_0 között

v_0 (km/sec)	f_0 $\xi = (m)$			
	= 15	= 20	= 25	= 30
1	133,33	100,00	80,00	66,66
2	266,67	200,00	160,00	133,33
3	400,00	300,00	240,00	200,00
4	533,33	400,00	320,00	266,67
5		500,00	400,00	333,33
6			480,00	400,00
7				466,67
8				533,33

Általában az időtartománybeli szűrés is digitális, mely az f_h -ra további felső korlátot ír elő. Helyes mintavételezés esetén az f_h -ra érvényes az

$$f_h \leq \frac{1}{2\tau} \quad (3.12)$$

egyenlőtlenség. Az f_h -nak a (3.11) és (3.12) egyenlőtlenségeket egyaránt ki kell elégítenie; azaz

$$f_h \equiv \min \left(\frac{1}{2\tau}, \frac{v_0}{2\xi} \right). \quad (3.13)$$

A megvalósítandó átviteli függvény a (3.8) kiegészítésével:

$$\begin{aligned} S(f, k) &= 1, \text{ ha } \left| \frac{f}{k} \right| < v_0 \text{ és } |f| < f_h, \\ &= 0, \text{ ha } \left| \frac{f}{k} \right| > v_0 \text{ vagy } |f| > f_h. \end{aligned} \quad (3.14)$$

A (3.14)-nek megfelelő súlyfüggvényt inverz Fourier-transzformációval kapjuk:

$$\begin{aligned} s(t, x) &= \int_{-f_h}^{f_h} \int_{-\frac{|f|}{v_0}}^{\frac{|f|}{v_0}} e^{j(\omega t + vx)} dk df = \int_{-f_h}^{f_h} e^{j\omega t} \int_{-\frac{|f|}{v_0}}^{\frac{|f|}{v_0}} e^{jvx} dk df = \\ &= 2 \int_{-f_h}^{f_h} \frac{\sin 2\pi \frac{|f|}{v_0} x}{2\pi x} e^{j\omega t} df = \frac{2}{\pi x} \int_0^{f_h} \sin 2\pi \frac{f}{v_0} x \cos 2\pi t f df. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Felhasználva az

$$\int \sin af \cos bf df = -\frac{\cos(a+b)f}{a+b} - \frac{\cos(a-b)f}{a-b} \quad (3.16)$$

összefüggést a (3.15)-ből:

$$\begin{aligned} s(t, x) &= -\frac{2}{\pi x} \left[\frac{\cos 2\pi f \left(\frac{x}{v_0} + t \right)}{2\pi \left(\frac{x}{v_0} + t \right)} + \frac{\cos 2\pi f \left(\frac{x}{v_0} - t \right)}{2\pi \left(\frac{x}{v_0} - t \right)} \right]_0^{f_h} = \\ &= \frac{2v_0}{\pi^2 [x^2 - (v_0 t)^2]} \left\{ 1 - \cos 2\pi f_h \frac{x}{v_0} \cos 2\pi f_h t - \frac{v_0 t}{x} \sin 2\pi f_h \frac{x}{v_0} \sin 2\pi f_h t \right\} \end{aligned} \quad (3.17)$$

kapható. A (3.17) kétváltozós súlyfüggvényt többnyire digitális adatrendszerre alakítva alkalmazzuk. (Megjegyezzük azonban, hogy a sebességszűrés végrehajtására optikai eszközöket használó analóg módszereket is kidolgoztak: *Jackson, 1965/a és 1965/b*.)

Az alkalmazás előtt a (3.17) súlyfüggvényt, τ , illetve ξ mintavételi távolságokkal digitális adatrendszerre kell alakítanunk. A változtatható paramétereiket: az f_0 értékét és az együttható-elrendezés középpontját határozzuk meg úgy, hogy a végzendő műveletek minél egyszerűbbek legyenek. Helyezzük az

együtthatható-elrendezés középpontját két eredeti (átalakítandó) csatorna közé és használjunk páros, $2n$ számú csatornát! Akkor:

$$x = \left(l - \frac{1}{2} \right) \xi, \text{ ahol } l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(n-1), +n. \quad (3.18)$$

Alkalmazzunk egy-egy csatornán belül páratlan, $2m+1$ számú kiolvasási pontot! A t változó helyét a

$$t = i\tau, \text{ ahol } i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm m \quad (3.19)$$

foglalja el.

A (3.18) és (3.19) egyenletekből láthatóan a tényleges átviteli függvény a tervezett átviteli függvény és egy időben $(2m+1)\tau$, távolságváltozóban $2n\xi$ oldalhosszúságú, egységnyi magasságú négyszögimpulzus szorzata. Emiatt a tényleges átviteli függvény a pontos átviteli függvény és a négyszögimpulzus spektrumának konvolúciója. Az m és n értékeket megfelelően nagyoknak kell választani, hogy a súlyfüggvény $2n\xi(2m+1)\tau$ négyszögön túli részeinek elhagyása ne változtassa meg lényegesen a tervezett átviteli függvény értékét. Az okozott változás jellege a 13b ábra alapján megbecsülhető. Mértéke annál kisebb, minél hosszabbak a négyszög oldalai. Az oldalhossz a t változó szerinti irányban különösebb nehézség nélkül növelhető, $(2m+1)\tau$ elegendő nagy lehet, hiszen elegendően sok időbeli kiolvasás áll rendelkezésre. A $2n$ – mely az átalakításban felhasznált csatornák számát jelenti – azonban nem növelhető korlátlanul. Egy szélsőséges példával élve: ha $2n$ az összes csatornák számával egyenlő, a művelet a teljes szeizmogramból egyetlen csatornát állít elő. Általában arra törekszünk, hogy az átalakítás után a csatornák száma ne csökkenjen kevesebbre az eredeti szeizmogram csatornaszámának felénél. Ez szükségképpen azt jelenti, hogy a (3.14) átviteli függvény nem valósítható meg pontosan.

A v_0 helyett célszerű egy dimenziótlan változót bevezetni. Legyen:

$$v_0 = \frac{\xi}{\tau\kappa}. \quad (3.20)$$

A κ szemléletes jelentésű. Azt adja meg, hogy a v_0 látszólagos sebességű beérkezés időkülönbsége a szomszédos csatornák között hányszorosa az időbeli mintavételi távolságnak. Ha például $\xi = 25$ m, $\tau = 2 \cdot 10^{-3}$ sec, $v_0 = 2,5 \cdot 10^3$ m/sec, a (3.20)-ból:

$$2,5 \cdot 10^3 = \frac{25}{2 \cdot 10^{-3} \kappa},$$

és így $\kappa = 5$, megfelelően annak, hogy a $2,5$ km/sec látszólagos sebességű beérkezés 25 méter távolságban elhelyezett csatornák között 10 m/sec időkülönbséggel jelentkezik, mely a kiolvasási távolság ötszöröse.

Ha feltesszük, hogy az ismétlődés miatti spektrumtorzulás kicsiny, a (3.13)-ból az egyenlőtlenség jele elhagyható. Az f_0 az $1/2\tau$ és $v_0/2\xi$ mennyiségek közül a kisebbnek választható:

$$f_0 = \min \left(\frac{1}{2\tau}, \frac{v_0}{2\xi} \right). \quad (3.21)$$

A v_0 paraméter értéke dönti el, hogy melyik választással élünk; a $\frac{v_0}{2\xi} < \frac{1}{2\tau}$ egyenlőtlenség akkor teljesül, ha $v_0 < \xi/\tau$, vagy, a (3.30) egyenletben definiált sebességváltozóval ha:

$$\kappa > 1, \quad (3.22)$$

tehát ha szűrőnkön még olyan sebességű komponenseket is át akarunk eresztetni, melyek beérkezési időkülönbsége csatornánként nagyobb, mint az időbeli mintavételi távolság. Ekkor:

$$f_0 = \frac{v_0}{2\xi}. \quad (3.23)$$

A gyakorlatban leggyakrabban használt $\tau = 2$ msec esetén a (3.22) sokszor teljesül.

Alakítsuk át most a (3.17) súlyfüggvényt a (3.18) – (3.22) felhasználásával!

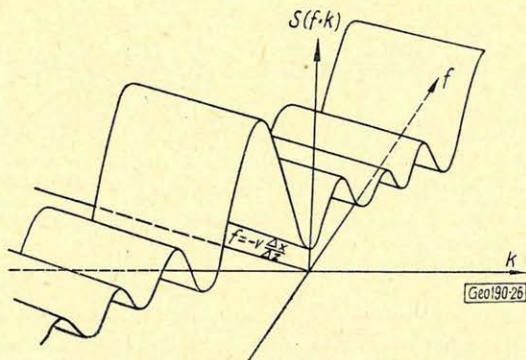
A zárójelben álló mennyiség előtti szorzóból a megfelelő változók behelyettesítésével:

$$\frac{2v_0}{\pi^2(x^2 - t^2v_0^2)} = \frac{\kappa}{\xi\tau} \frac{2}{\pi^2 \left[\left(l - \frac{1}{2} \right)^2 \kappa^2 - t^2 \right]}. \quad (3.24)$$

A zárójelben álló kifejezés értékét befolyásolja, hogy az f_0 -ra a (3.21)-ben felírt két lehetőség közül melyik teljesül.

a) Tegyük fel először, hogy a (3.22) nem érvényes, a v_0 elegendő nagy, azaz $\kappa < 1$. Akkor a (3.21)-ből:

$$f_0 = \frac{1}{2\tau} \quad (3.25)$$



26. ábra. Az RNP összegzés kétváltozós átviteli függvényének származtatása. A $q_0(u)$ függvényt toljuk el a $v = -k\Delta x/\Delta t$ egyenes mentén

Фиг. 26. Образование характеристики суммирования двух переменных РНП. Функцию $q_0(u)$ перемещаем по прямой $V = -\kappa\Delta x/\Delta t$

Fig. 26. Die Entstehung der zweidimensionalen Übertragungsfunktion der RNP Methode. Man verschiebt dabei die $q_0(u)$ Funktion längs der $f = -(\Delta x/\Delta t) k$ Geraden

és a trigonometrikus függvények argumentumai így alakulnak:

$$2\pi f_0 \frac{x}{v_0} = \pi \kappa \left(l - \frac{1}{2} \right), \quad \text{ahol } l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm (n-1), +n$$

és $2\pi f_0 t = \pi i$, ahol $i = 0, +1, +2, \dots +m$.

Mivel $\cos \pi i = (-1)^i$ és $\sin \pi i = 0$ a (3.17)-ből:

$$s(i, l, \kappa) = \frac{2}{\pi^2 \xi \tau} \frac{\kappa}{\left(l - \frac{1}{2} \right)^2 \kappa^2 - i^2} \left[1 - \cos \pi \kappa \left(l - \frac{1}{2} \right) \cdot (-1)^i \right]. \quad (3.26)$$

b) $\kappa > 1$ esetén a (3.23) egyenlőséget kell alkalmaznunk és a trigonometrikus kifejezések argumentumai:

$$2\pi f_0 \frac{x}{v_0} = \pi \left(l - \frac{1}{2} \right), \quad \text{ahol } l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm (n-1), +n$$

illetve: $2\pi f_0 t = \frac{\pi i}{\kappa}$, ahol $i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm m$.

Mivel $\cos \pi \left(l - \frac{1}{2} \right) = 0$ és $\sin \pi \left(l - \frac{1}{2} \right) = (-1)^{l+1}$,

továbbá

$$\frac{v_0 t}{x} = \frac{i}{\kappa \left(l - \frac{1}{2} \right)}$$

a (3.17)-ből:

$$s(i, l, \kappa) = \frac{2}{\pi^2 \xi \tau} \frac{\kappa}{\left(l - \frac{1}{2} \right)^2 \kappa^2 - i^2} \left[1 - \frac{i}{\kappa \left(l - \frac{1}{2} \right)} \sin \frac{\pi i}{\kappa} \cdot (-1)^{l+1} \right] \quad (3.27)$$

c) A képletek tovább egyszerűsödnek, ha $\kappa = 1$, hiszen $\cos \frac{\pi}{2} (2j+1) = 0$, illetve $\sin \pi j = 0$, ha $j = 0, +1, +2, \dots$ és emiatt mind a (3.26)-ból, mind a (3.27)-ből:

$$s(i, l; \kappa = 1) = \frac{2}{\pi^2 \tau \xi} \frac{1}{\left(l - \frac{1}{2} \right)^2 - i^2} \quad (3.28)$$

adódik.

A megfelelő sebességszűréssel átalakított szeizmogramot úgy kapjuk, hogy a (3.26) – (3.28) súlyfüggvények (aszerint, hogy $\kappa < 1$, $\kappa > 1$ vagy $\kappa = 1$) és a digitált bemenő szeizmogram konvolúcióját képezzük. A számítás a (2.21) képlettel történik, melyben most

$$c_{il} = s(i, l; \kappa). \quad (3.30)$$

Látható, hogy a konvergencia nem gyors, a súlyfüggvények lassan tartanak zérushoz. Emiatt a súlyfüggvény előzőekben tárgyalt (és szükséges) és

rövidítése az előírt átviteli függvény torzulását okozza. A lassú konvergencia oka a (3.14)-ben előírt éles vágás. A súlyfüggvény szükséges hosszát kisebbé tehetjük az átviteli függvény simításával.

Ha az áteresztett sáv határát a szeizmogram mentén változtatni akarjuk, a \varkappa paraméter értékét kell előírt program szerint módosítani.

4. A sebességszűrés közelítései

Az *RNP* módszer, továbbá a geofoncsoportok és időbeli szűrés együttes alkalmazása bizonyos értelemben közelítései a látszólagos sebesség szerinti szűrésnek. Ezen szűrés eljárások közismertek, emiatt részletes tárgyalásuk szükségtelen. Csupán arra kívánunk rámutatni, milyen értelemben és milyen korlátok között tekinthetők a sebességszűrés közelítéseinek.

Összehasonlítási módszerünk a kétváltozós átviteli függvények vizsgálata. Az egyes módszerek akkor közelítik jól a sebességszűrést, ha átviteli függvényük jól közelíti a sebességszűrés átviteli függvényét.

Az *RNP módszer* a távolságváltozó szerint digitális, az időváltozó szerint folytonos szűrést valósít meg.

Tárgyaljuk külön a szummázás és a beépített szűrőfokozatok hatását. Ha 9 eredeti csatornából készítünk egy összegcsatornát, a szomszédos rések időbeli távolsága Δt , a csatornák vonatkoztatási pontjainak távolsága Δx , továbbá az egyes csatornákhöz különböző, c_i súlyokat rendelünk a szummázás művelete a

$$g_{ki}(t, x_0) = \sum_{i=-4}^4 c_i g_{be}(t + i\Delta t, x_0 + i\Delta x) \quad (4.1)$$

egyenlettel írható le. Ha a középső csatornára szimmetrikusan elhelyezkedő együttthatók azonos értékűek, a (4.1) művelet átviteli függvénye a (2.22) szerint:

$$S(f, k) = \sum_{i=-4}^4 c_i e^{j(\omega i \Delta t + \psi i \Delta x)} = c_0 + 2 \sum_{i=1}^4 c_i \cos i(\omega \Delta t + \psi \Delta x).$$

Az összefüggés segítségével tetszőleges, szimmetrikus érzékenység eloszláshoz tartozó átviteli függvényt meghatározhatunk. Vizsgáljuk először azt az esetet, melyben az érzékenységek azonosak (egyszerű összegzés). Ekkor $c_i = 1$ és a (4.1)-ből:

$$S(f, k) = \sum_{i=-4}^4 e^{ji(\omega \Delta t + \psi \Delta x)}. \quad (4.2)$$

A véges Dirac- δ sorozat Fourier-transzformáltjának levezetésekor alkalmazott gondolatmenet megismételhető. Csupán az $\omega \tau$ helyére kell az $\omega \Delta t + \psi \Delta x$ kifejezést beírni. Az (I. 43) felhasználásával:

$$S(f, k) = \frac{\sin 9\pi(f\Delta t + k\Delta x)}{\sin \pi(f\Delta t + k\Delta x)} q = q_9(f\Delta t + k\Delta x). \quad (4.3)$$

A $|q_9(u)|$ függvényt a 9. ábrán mutattuk be. Az *RNP* kétváltozós átviteli függvényét ábrázoló felületet úgy kapjuk, hogy a $q_9(u)$ függvényt önmagával párhuzamosan eltoljuk az (f, k) sík

$$0 = f\Delta t + k\Delta x \quad (4.4)$$

egyenese mentén: 26. ábra. A (4.4) így is írható:

$$f = -k \frac{\Delta x}{\Delta t}.$$

Ebből a felírásból világosan látszik, hogy az átviteli függvény origón átmenő főmaximuma a $-\Delta x/\Delta t$ iránytangensű egyenesre esik. A 3. részben megmutattuk, hogy v látszólagos sebességű, diszperziómentes síkhullám képe az (f, k) síkon a $-v$ iránytangensű egyenesre; tényleges, diszperziót is mutató hullámé a $-v$ iránytangensű egyenes környezetébe esik: 16. és 22. ábrák. A Δt réstávolságokkal készített összeg emiatt átengedi a $v = \Delta x/\Delta t$ látszólagos sebességű, diszperziómentes síkhullámokat (alakjuktól, azaz az $A(f)$ függvényről függetlenül).

A 27. ábrán az átviteli függvény szintvonalas képét mutatjuk be, 10 km/sec látszólagos sebességet kiemelő réseltolásra, mely a 22. ábrán bemutatott hullámra biztosítja a lehető legjobb átvitelt.

Az összegzés átviteli függvénye periodikus. A teljes átviteli függvény az origó középpontú, $1/\Delta x$, $1/\Delta t$ oldalhosszúságú négyzög ismétlése a teljes frekvenciasíkon. Jelöljük a tartomány frekvenciaegységekben megadott határait f_n és k_n -nel. A négyzög k tengellyel párhuzamos oldalának hossza a művelet során változatlan marad:

$$k_n = \frac{1}{2\Delta x}.$$

A másik oldal hossza a rések közötti időtolás pillanatnyi értékétől függ:

$$f_n = \frac{1}{2\Delta t}.$$

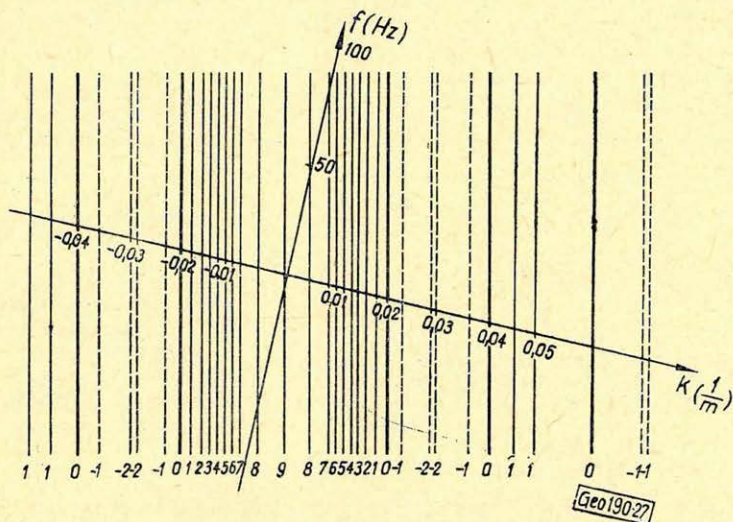
A szélső helyzetben, amikor $\Delta t = 10$ msec, $f_n = 50$ Hz. A Δt csökkentésével az f_n értéke nő: $\Delta t = 5$ msec esetén $f_n = 100$ Hz; $\Delta t = 2$ msec mellett $f_n = 250$ Hz, stb. A $\Delta t = 0$ esetben a határ a végtelenbe távolodik el. Amikor a zérus érték átlépése után a Δt előjele negatívvá válik és abszolút értékben újból növekedni kezd, a határ ismét egyre kisebb f_n értékekhez kerül. Végül $\Delta t = -10$ msec esetén újból $f_n = 50$ Hz. A maximálisan kiemelt látszólagos sebességet a $-\Delta x/\Delta t$ hányados, a négyzög egyik átlójának iránytangense adja meg. A pozitív Δt értékekhez tartozó átló a bal felső – jobb alsó sarkokat köti össze. Az átló a Δt csökkenésével az f tengely felé mozdul el. Majd negatív Δt esetén a jobb felső – bal alsó sarok helyzetbe fordul át: 28. ábra.

Az előző részben ismertetett sebességszűrővel való könnyebb összehasonlíthatóság kedvéért a 27. ábrán bemutatott átviteli függvény egyszerűsített képe mellett tüntessük fel a jeltartományt is! Az RNP elvben a jeltartomány egyes részintervallumainak, a $v = -\Delta x/\Delta t$ látszólagos sebesség környezetének kiemelését tűzi ki célul. Azonban – ahogyan ez a 29. ábrából kitűnik – a jeltartomány más komponenseit is átengedi, illetve a zajok egy részét sem távolítja el. További eltérés a sebességszűrés átviteli függvényétől az RNP összegzés átviteli függvényében a mellékmaximumok fellépése. A mellékmaximumokat csökkenteni lehet ha az eddig tárgyalt egyszerű összeget helyett súlyozott összeget képezzünk. Az egyes csatornák súlyozása a gyakorlatban a rések fényerejének vagy szélességének beállításával valósítható meg.

Ha a súlyokat a háromszögmódszer szerint választjuk:

$$\begin{aligned} c_0 &= 1 \\ c_{-1} &= c_1 = 0,8 \\ c_{-2} &= c_2 = 0,6 \\ c_{-3} &= c_3 = 0,4 \\ c_{-4} &= c_4 = 0,2 \end{aligned}$$

a mellékmaximumok értéke jóval kisebb lesz. A megfelelő átviteli függvényt ábrázoló felület metszetét egy, az (f, k) síkra és a síkbeli $f = -v \cdot k$ egyenesre merőleges síkkal a 30. ábra pontozott vonala mutatja. Az azonos érzékenységgű összegzéssel való összehasonlítás kedvéért felrajzoltuk az egyszerű összegzésre jellemző karakterisztikát is: 30. ábra folytonos vonala. Látható, hogy a mellékmaximumok csökkenésének „ára” az, hogy a főmaximum is kisebbé válik.



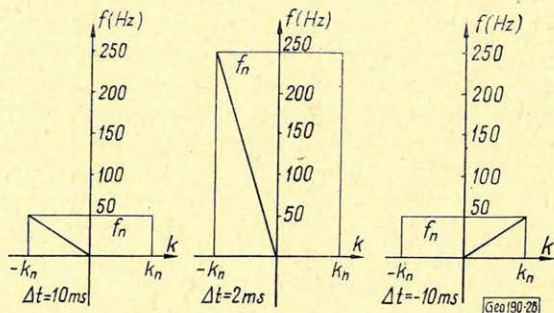
27. ábra. Az RNP összegzés kétváltozós átviteli függvénye

Фиг. 27. Характеристика суммирования двух истренных РНП
Fig. 27. Die zweidimensionale Übertragungsfunktion der RNP Summation

28. ábra. A maximálisan kiemelt látzólagos sebesség változása a Δt változása során.

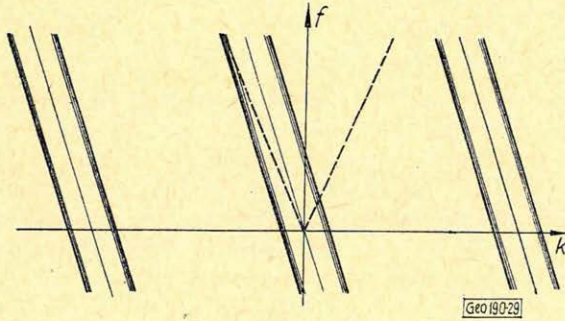
Фиг. 28. Максимальное изменение кажущейся скорости при изменении Δt

Fig. 28. Die Änderung der maximal verstärkten scheinbaren Geschwindigkeit mit der Änderung der Größe Δt .



Javítási lehetőség a visszajátszóba épített alul- és felülvágó szűrő-sorozatok alkalmazása. Ezek az összegzésnek megfelelő átviteli függvényből az f_1, f_2

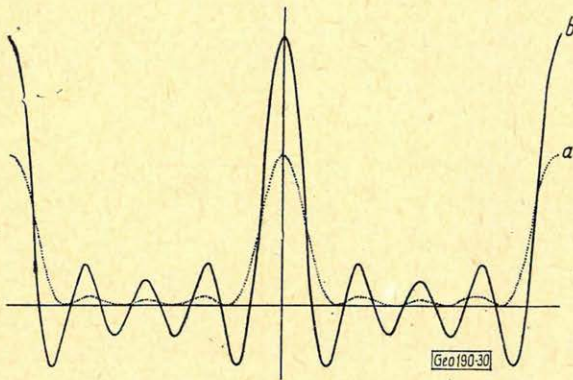
frekvenciák közötti részintervallumot vágják ki: 31. ábra. Az alulvágó szűrő a felszíni zavarhullámok tartományának az összegzés után még megmaradó részét távolítja el. A felülvágó a spektrumismétlődésből adódó hatásokat csökkentheti.



29. ábra. Az RNP összegzés átviteli függvényének sematikus képe és a jeltartomány

Фиг. 29. Схематическое изображение характеристики суммирования РНП и диапазон сигнала

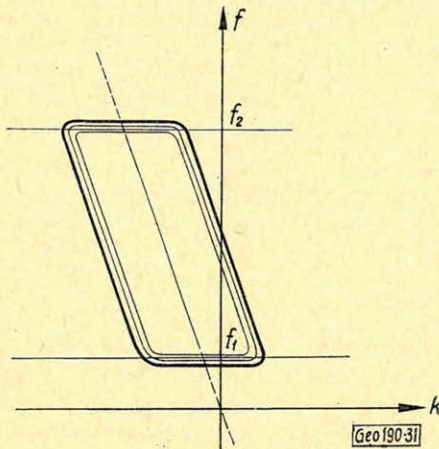
Fig. 29. Schematisiertes Bild der Übertragungsfunktion der RNP Summation und der Signalbereich



30. ábra. A háromszög módszer szerinti és a közönséges összegzés összehasonlítása. A kétváltozós átviteli függvényekből egy, az $f = -(\Delta x/\Delta t)k$ egyenesre és az f, k síkra egyaránt merőleges síkkal ki-metszett görbékét mutatjuk be.

Фиг. 30. Сравнение обычного и треугольного суммирования. Показаны кривые, полученные при сечении характеристик двух переменных плоскостью перпендикулярной к прямой $f = -(\Delta x/\Delta t)k$ и к плоскости f, k

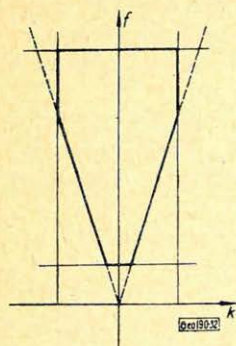
Fig. 30. Ein Vergleich mittels der Dreiecksmethode erhaltenen und der einfachen Summation. Es werden die aus den Oberflächen der Übertragungsfunktionen mittels einer auf die Gerade $f = -(\Delta x/\Delta t)k$ und die Ebene f, k gleicherweise senkrechten Ebene ausgeschnittenen Kurven gezeigt



31. ábra. Az RNP alul- és felülvágó szűrő alkalmazásával átalakított átviteli függvénye

Фиг. 31. Характеристика РНП, преобразованная фильтрации верхних и нижних частот

Fig. 31. Die durch Anwendung der Tiefpass- und Hochpassfilter veränderte Übertragungsfunktion der RNP Summation



32. ábra. Geofoncsoport és időbeli szűrés együttes alkalmazásának sematikus átviteli függvénye

Fig. 32. Схематическая характеристика совместного применения группирования сейсмоприемников и временной фильтрации

Fig. 32. Schematisiertes Bild der Übertragungsfunktionen der gemeinsamen Anwendung der Bündelung von Geophonen und des zeitlichen Filters

Jó közelítéssel mondhatjuk: egy-egy összegcsatorna előállításakor célunk azon sebességtartomány kiemelése, melynek alsó és felső határát az összegcsatorna elején és végén érvényes réselemlések szabják meg. Ha $\Delta x = 20\text{ m}$ illetve 25 m , a szélső réselemlés 10 msec , az összegcsatornák készítése közben a 2. táblázatban szereplő sebességsávokat emeljük ki. A beosztás nem egyenletes.

2. táblázat

Összegszalag, csatornaszám	Kiemelt sebesség (km/sec)	
	20 m	25 m
1	2,0	2,5
2	2,14	2,68
3	2,31	2,88
4	2,5	3,12
5	2,73	3,41
6	3,0	3,75
7	3,33	4,17
8	3,75	4,69
9	4,28	5,36
10	5,0	6,25
11	6,0	7,50
12	7,50	9,38
13	10,0	12,5
14	15,0	18,75
15	30,0	37,5
16	∞	∞
17	30,0	37,5
18	15,0	18,75
.	.	.
.	.	.
.	.	.

Túlságosan részletező a kis látszólagos sebességeknél, melyek egy része (különösen a szeizmogram későbbi szakaszain) érdektelen, nem tartalmaz hasznos információt. Kissé durva beosztású a nagyobb látszólagos sebességeknél, a jeltartományban. A valódi sebességszűrés lehetővé tenné a 2. táblázatban felsorolt sávok kiemelését mellékmaximumok fellépése nélkül. De lehetőséget

nyújt arra is, hogy a teljes jeltartományt a szükséges és tetszőlegesen szabályozható Δx lépésközzel bontsuk fel részintervallumokra. Emiatt a 3. részben leírt sebességszűrés hatásosabb, hajlékonyabb módszere a hasznos hullámok, a jelek kiemelésének, mint az *RNP*.

Hasonlítsuk össze most a sebességszűrést a hagyományos jel/zaj arány javító módszerek: a geofoncsoport és időbeli szűrés együttes alkalmazásával.

Azonos érzékenységgű, egymástól egyenlő, Δx távolságokra elhelyezett $2m+1$ számú geofonból álló csoport a $g_{be}(t, x)$ benenethez a

$$g_{ki}(t, x) = \sum_{i=-m}^m g_{be}(t, x + i\Delta x) \quad (4.6)$$

kimenetet rendel, ha vonatkoztatási pont a geofoncsoport középpontja. A (4.6) a (2.21) egyszerűsített alakjának felhasználásával konvolúcióképzésként is felírható:

$$g_{ki}(t, x) = \left[\sum_{i=-m}^m \delta(x + i\Delta x) \right] * g_{be}(t, x). \quad (4.7)$$

A geofoncsoport átviteli függvénye tehát véges, $2m+1 = M$ számú Dirac- δ impulzusból álló sorozat Fourier-transzformáltja. Az 1. részben ismertetett levezetés végeredményét, (1.43)-at az időváltozó helyett távolságváltozóra alkalmazva:

$$D_M(k) = \frac{\sin M\pi k \Delta x}{\sin \pi k \Delta x} \quad (4.8)$$

és így az azonos érzékenységgű geofonokból álló csoport átviteli függvénye:

$$S(k) = q_M(k\Delta x) = \frac{\sin M\pi \Delta x}{\sin \pi k \Delta x}.$$

A $|q_m(u)|$ függvényt néhány M paraméterre a 9. ábrán már bemutattuk. Látható, hogy a geofoncsoport, ha a bemenet k_n felső határfrekvenciája kisebb, mint $1/2 \Delta x$ alulvágóként működik. A mellékmaximumok fellépése miatt valójában csak az alulvágó közelítése. A mellékmaximumok értékét az érzékenységek megfelelő beállításával csökkenteni lehet. Ezen a helyen azonban nem térhetünk ki további részletekre és megelégszünk azzal a durva képpel, hogy a geofoncsoport alkalmazása az f, k síknak az f tengellyel párhuzamos sávjait emeli ki. A sávok határát például az erősítésnek a maximális erősítés $1/10$ részére való csökkenése jelölheti ki. A sávok szélességét a geofonok számának növelésével vagy a Δx geofontávolság növelésével tehetjük kisebbé. Előző állítás a 9. ábrából közvetlenül látszik, a második is nyilvánvalóvá válik, ha meggondoljuk, hogy az első zérushelyet a $k = M/\Delta x$ határozza meg és a főmaximum zérushely távolsággal arányosan csökken a főmaximum főmaximum tizedének megfelelő erősítés helye közötti távolság is.

Az időbeli frekvencia szerinti szűrőkkel a k tengellyel párhuzamos sávokat vágthatunk ki. Ha mind a két szűrés lehetőséggel élünk kiemelhetjük a jeltartomány egy részét. De még a legkedvezőbb választás esetén is szükségképpen átengedjük a nagysebességű zaj egy részét és eltávolítjuk a jel nagy időbeli és térbeli frekvenciájú komponenseinek jelentős részét: 32. ábra.

Ha módunkban áll csatornánként több geofont alkalmazni, akkor ezeket megfelelő időbeli sávszűrőkkel párosítva a kivágott kis téglalapokkal jobban közelíthetjük a jeltartományt. Nagyobb időbeli frekvenciákat áteresztő sávon a geofoncsoport áteresztési tartományát is nagyobboknak kell választani: *Embree, Burg, Backus, 1963*. Csatornánként 3–4 fajta geofoncsoporttal dolgozva a sebességszűrés jó közelítése érhető el. Azonban nyilvánvaló egy ilyen típusú közelítés technikai nehézsége és körülményes volta. Ha így járunk el, nincsen lehetőség a jeltartomány részintervallumainak átengedésére vagy a jeltartomány határainak változtatására sem.

Összefoglalva megállapíthatjuk: a sebességszűrést pontosan, hajlékonyan megvalósító digitális adatfeldolgozásra kell törekednünk. Ugyanakkor világosan látnunk kell a sebességszűrés korlátait is. A sebességszűrés lényegében a kétváltozós sávszűrők egy típusa és akkor a legeredményesebb, ha a jel és zaj tartományok nem fedik át egymást. A valóságos helyzet ennél bonyolultabb. Ha a szeizmogram digitális adatrendszerként áll rendelkezésre és elegendően gyors számítógéppel dolgozhatjuk fel, a kétváltozós optimumszűrés megvalósítása is reálissá válik. Ez pedig a jel/zaj arány javítására a sebességszűrésnél is kedvezőbb lehetőségeket nyújt.

IRODALOM

- Burg, J. P.*, 1964: Three-dimensional filtering with an array of seismometers. *Geophysics*, v. 29. 693–713.
- Davenport, B. D. and Root, W. D.*, 1958: An introduction to the theory of random signals and noise. McGraw–Hill Book Comp.
- Fail, J. P. and Grau, G.*, 1963: Les filtres en eventail. *Geophysical Prospecting*, v. 11, 131–164.
- Embree, P., Burg, J. P. and Backus, M. M.*, 1963: Wide-band velocity filtering – the pie-slice process. *Geophysics*, v. 28, 948–974.
- Jackson, P. L.*, 1965/a: Analysis of variable-density seismograms by means of optical diffraction. *Geophysics*, v. 30. 5–23.
- 1965/b: Directional and wide band velocity filtering. (Short note.) *Geophysics*, v. 30. 279–281.
- Meskó A.*, 1964: Reflexiós szeizmogramok szűrése. *Magyar Geofizika*, 4. 1–27.
- Posgay K.*, 1964: A szeizmikus módszer legújabb eredményei, alkalmazásának lehetőségei. Mérnöki Továbbképző Intézet, 1–59.
- Smith, M. K.*, 1956: Noise analysis and multiple seismometer theory. *Geophysics*, v. 21. 44–57.

EGYESÜLETI HÍREK A KÖZGYŰLÉSÉRŐL

Az egyesület oktatási munkája a beszámolási időszakban az alábbi statisztikával jellemezhető:

Év	Tanf. megnevezése	Óraszám	Hallgatóság száma
1965. I. 4–IV. 3.	Geoelektromos szaktanf. technikus szinten geofizikával foglalkozók részére	64	42
1965. VIII. 22–II. 10.	A mélyfúrású geofizika korszerű r. a. módszerei egyetemet végzettek részére	22	40
1966. XII. 7.–II. 9.	Elektronikus számítógép programozó tanfolyam geofizikusok részére		130
1967. VI. 7.–VII. 5.	Laterolog műszer tanfolyam technikusok részére (Szolnokon)	25	38

Igen aktív élet folyt egyesületünk bizottságaiban és vidéki csoportjainál is.