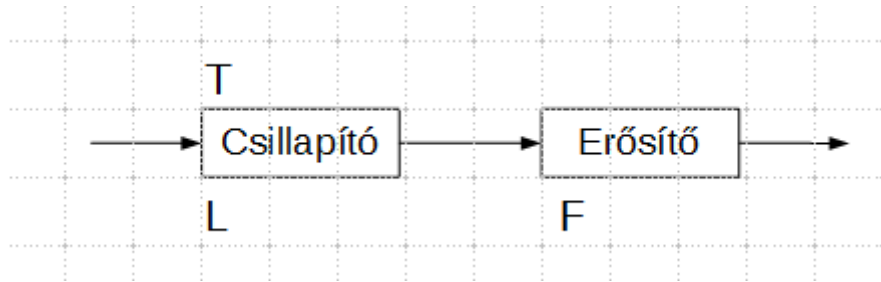


ZH összefoglaló

Elméleti kérdések

1. Vezesse le az L csillapítású T hőmérsékletű passzív csillapító zajtényezőjét!

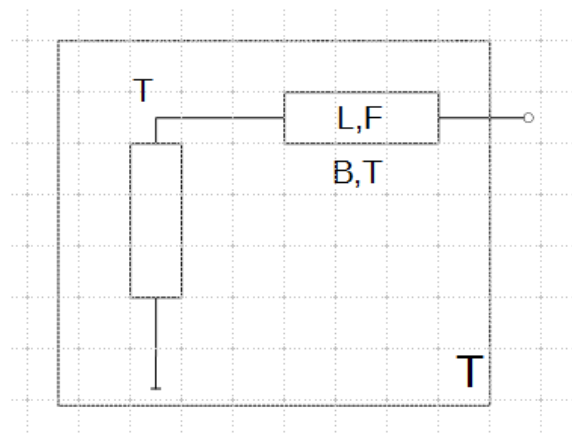
A bemeneti erősítőfokozat teljesítőképességét nagymértékben leronthatja, ha a jelforrás (pl.: antenna) és a bemeneti kábel közé csillapítóblokk (pl.: el nem hanyagolható veszteségű összekötő kábel) ékelődik.



A csillapító, mint a két fokozatú rendszerünk első blokkjának az „erősítése”:

$$G_1 = \frac{1}{L}$$

Egészítsük ki képzeletben a csillapítót egy ugyanolyan hőmérsékletű lezárással. Az így kapott rendszer hőmérséklete mindenhol T, ahogy a lentebbi ábra is mutatja.



Így alaptételünk alapján a kivehető zajteljesítmény $P_{ki} = kTB$. Másrészt az általános szabályt erre a rendszerre is alkalmazhatjuk:

$$P_{ki} = GP_{jbe} + GBk(T + T_{red})$$

$$kTB = \frac{1}{L}Bk(T + T_{red})$$

$$kTB = kB \frac{1}{L}(T + (F - 1)T_0)$$

$$T(L - 1) = (F - 1)T_0$$

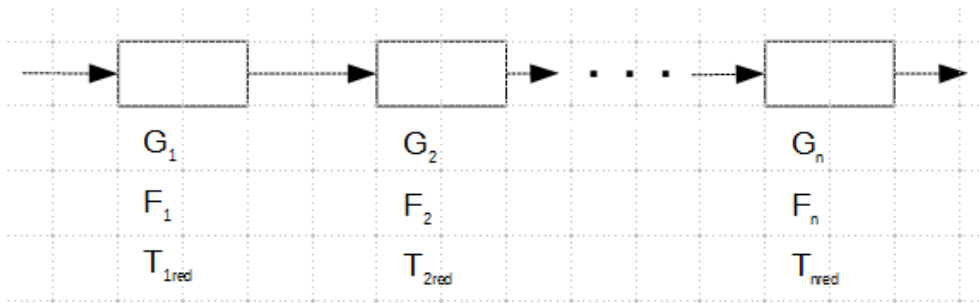
Az előző egyenletből a csillapító zajtényezője kifejezve:

$$F = (L - 1) \frac{T}{T_0} + 1$$

Könnyen áttekinthető eredményt kapunk, ha a csillapító hőmérséklete a referencia-hőmérséklettel közelíthető. Ebben az esetben:

$$F|_{T=T_0} = L$$

2. Eredő zajtényező levezetése



Az eredő erősítés a blokkok erősítésének szorzata:

$$G = G_1 G_2 \dots G_n$$

Az eredő, bemenetre redukált zajhőmérséklet kiszámításához meg kell határozni a kimenő zajteljesítményt (először csak két fokozatra; $n = 2$).

Az első blokk kimenetén megjelenő zajteljesítmény:

$$P_{1ki} = G_1 P_{zbe} + G_1 B k T_{1red}$$

A második fokozatnál az első kimeneti teljesítménye számít bemenetnek:

$$P_{2ki} = G_2 P_{1ki} + G_2 B k T_{2red} = G_1 G_2 \left[P_{zbe} + B k \left(T_{1red} + \frac{T_{2red}}{G_1} \right) \right]$$

Ebből az eredő redukált zajhőmérséklet:

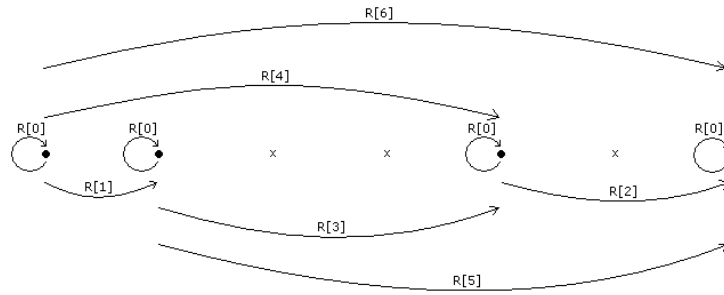
$$T_{red} = T_{1red} + \frac{T_{2red}}{G_1} \Rightarrow T_{nred} = T_{1red} + \frac{T_{2red}}{G_1} + \frac{T_{3red}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{nred}}{G_1 G_2 G_{n-1}}$$

Eredő zajtényező átszámítás után:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_{n-1}}$$

3. Mi az MRA? Rajzolja fel a 4 elemű MRA elrendezést. Miért előnyös az alkalmazása?

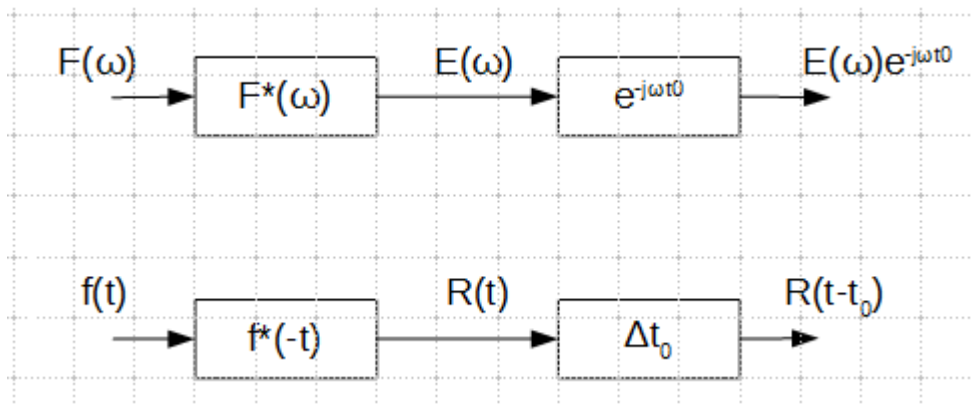
MRA – Minimum Redundancy Arrangement => Olyan antenna, amely adott elemszám mellett feladván az egyenközű mintavételezést, maximálisan tudja növelni az **R** korrelációs mátrix dimenzióját, ugyanakkor a mátrix minden elemére vonatkozik a mérés.



Előny: csak 4 elemmel rendelkezik, mégis közel azonos performanciát (*teljesítményt, teljesítőképességet*) képvisel, mint a 7 elemű ekvidisztáns és ezáltal redundáns megfelelője.

4. Illesztett szűrő – korrelációs vevő: modell, maximális jelzaj, optimális $H(\omega)$ általános és gaussi fehér zaj esetében (levezetés nélkül)

Modell:



Mivel az optimális vevő átviteli karakterisztikája és súlyfüggvénye „illeszkedik” az eredeti jelhez, ezért $H_{opt}(\omega)$ szűrőt *illesztett szűrő*nek nevezzük. A szűrő időtartománybeli kimenete a jel autokorrelációs függvénye t_0 -lal eltolva. Ez magyarázza *korrelációs vevő* elnevezést.

Feladat: annak a $H(\omega)$ amplitúdó átviteli karakterisztikának a megkeresése, mely alkalmazásával a döntés t_0 időpillanatában maximális a jel/zaj viszony.

Optimális szűrő $H_{opt}(\omega)$ általános esetben:

$$H_{opt}(\omega) = k \frac{F^*(\omega)}{S_n(\omega)} e^{-j\omega t_0}$$

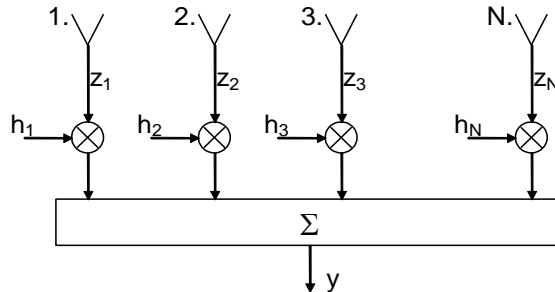
Optimális szűrő $H_{opt}(\omega)$ gaussi fehér zajban:

$$H_{opt}(\omega) = k F^*(\omega) e^{-j\omega t_0}$$

5. Fourier és Capon-iránymérés

Fourier

A legegyszerűbb iránymérési vagy másképp nevezve $S(\vartheta)$ becslési módszer, ha az antenna főnyalábjával pásztázva tapogatjuk le a vizsgálandó szögtartományt, miközben a letapogatási szög függvényében regisztráljuk az antenna kimenetén megjelenő átlagteljesítményt.



A számítások levezetése után megállapíthatjuk, hogy a teljesítmény irány szerinti megoszlása megkapható a környezet térbeli korrelációs mátrixának Fourier-transzformáltjaként $S(\vartheta) = \mathcal{F}(R)$.

Iránymérés problémái: - kicsi a dinamika (nagy teljesítmény-eltérésű forrásoknál nem jó)

- megtévesztő melléknyalábok (A melléknyalábokon keresztül, –ennélfogva nem főirányból - beszivárgó teljesítmény meghamisítja az aktuális irányra vonatkozó mérési eredményeket. Ablakfüggvény alkalmazásával ugyan növelhetnénk a zárósáv csillapítását, de ez egyidejűleg a főnyaláb kiszélesedését is eredményezi.)

- gyenge felbontás (kis szögben lévő források összemosódnak)

- pontatlan mérés (lapos tetejű karakterisztika)

- szögfelbontás: Rayleigh – limit $\delta_{3dB} = \frac{\lambda}{L}$ (L az antenna x irányú kiterjedése)

Capon

A Capon módszer lényege, hogy a vizsgált szögtartományon való pásztázás során az antenna minden egyes vizsgált szögre elvégzi az MSINR adaptációt, és így minimalizálja a melléknyalábi tartományon keresztül beszivárgó teljesítményt. Ezenkívül az iránykarakterisztika átvitelének egységnyinek kell lenni a vizsgálandó frekvencián, vagyis a becsülni kívánt spektrális összetevőnek változtatás nélkül kell átjutnia rajta.

Capon iránybecslés:

$$S(\vartheta) = \frac{1}{\mathbf{s}(\vartheta)^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}(\vartheta)}$$

A becslés tehát úgy történik, hogy a fiktív \mathbf{s} jel végigsöpör a mérendő szögtartományon, annak minden egyes szögén optimalizálja az $F(\vartheta)$ iránykarakterisztikát a (fiktív jel/mérendő jel) maximum kritériummal. Mivel a fiktív jel teljesítménye egységnyi, ezért a kapott jel/zaj reciproka a mérendő jel szögbéli eloszlása.

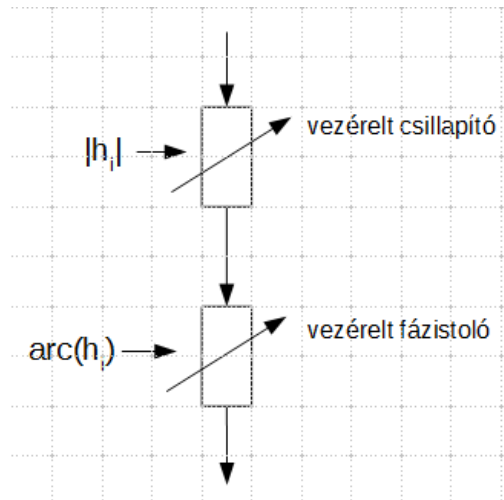
- Iránymérés előnyei:
- nagy dinamika (60dB körül)
 - nincs megtévesztés
 - nagy felbontás
 - nincs hamisítás

Kis kérdések

1. Hogyan valósítjuk meg a h_1 -el való szorzást az antennarendszerben?

Szoftveresen: komplex számmal való szorzás

Hardveresen: RF tartományban



2. Doppler-frekvencia kifejezése monosztatikus radarnál

Radiális sebességen a céltárgy sebességének a radar felé, vagy tőle elmutató sebesség-összetevőjét értjük.

A Doppler-elv szerint: ha egy folyamatos adású adó f frekvenciájú hullámmal sugároz be egy céltárgyat és a céltárgynak az adóhoz viszonyítva radiális sebessége (v_r) van, akkor a céltárgyról visszaverődött jel frekvenciája (f_v) vagy nagyobb, vagy kisebb lesz f -nél, attól függően, hogy a céltárgy az adó felé közeledik, vagy attól távolodik. Az adó által kisugárzott jel frekvenciájától való eltérést Doppler-frekvenciának (f_D) nevezzük.

$$f_D = \frac{2v_r}{\lambda_r}, \quad \text{ahol } v_r = \frac{v_c R}{R}$$

3. Reciprocitás tétele (összefüggés G_A és A_{eff} között)

Az antenna adó és vevő karakterisztikája azonos.

A lokátor adója λ_a hullámhosszon P_a teljesítményt sugároz ki a céltárgy felé G_a nyereségű antennán át. Az R_1 távolságra lévő céltárgy σ_c hatásos keresztmetszetével a ráeső teljesítmény egy részét felfogja, és a tér minden irányába visszasugározza. Az R_2 távolságra lévő vevő A_v felületű antennájával ezen teljesítmény egy részét veszi. Monosztatikus esetben ($R_1 = R_2 = R$), ha az adásra és a vételre használt antenna ugyanaz, akkor a nyeresége:

$$G_a = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_v$$

Ekvivalens térszög a főnyaláb térszöge (ψ_A)

$$\psi_A = \frac{\pi}{25} \Rightarrow G_a = \frac{4\pi}{\psi_A} = 100 = 20 \text{ dB}$$

4. Doppler-érzékenység lineáris FM chirp esetén mit okoz?

Induljunk az ősrobbanástól!

A fő cél mindig az, hogy adott detekciós minőség mellett adott antenna esetén a hatótávolságot növelni tudjuk! Erre a következő lehetőségek adódnak:

1. csökkentjük a vevő bemenetére redukált rendszer zajhőmérsékletét (tervezésnél eldől)
2. csökkentjük a radar veszteségeit (tervezésnél eldől)
3. növeljük az adó átlagteljesítményét

Az adó átlagteljesítményének növelésére a következő lehetőségek adódnak:

1. növeljük az impulzus csúcsteljesítményét (jelen technológiák mellett nem célszerű)
2. konstans impulzus hossz mellett növeljük az impulzus ismétlődési frekvenciát (nem szabad!)
3. növeljük az impulzus hosszát (romlik a radiális felbontás)
4. növeljük az antenna körülfordulási idejét (nő az adatfrissítési idő is, ami nem túl jó)

TOP DEAD END, de a felbontás határa két azonos és egymáshoz radiálisan közeli céltárgyról visszaverődő impulzusok átlapolódás határát jelenti. Ha az átlapolódás megvalósul, akkor az előzetesen szeparált impulzusok egy hosszabb impulzusba olvadnak össze. Ha nem 100%-os az átlapolódás, akkor mintázat rajzolódik ki, ami biztosítja a megkülönböztethetőséget => moduláció.

Tehát a radiális felbontás nem az alkalmazott impulzus hosszától, hanem az elfoglalt RF sávszéltől függ. A hosszú impulzus sáv szélességét úgy tudjuk megnövelni, hogy az impulzuson belül valamilyen szubmodulációt (impulzuson belüli modulációt) alkalmazunk.

A jelre illesztett szűrő segítségével pedig jóval rövidebb kimeneti impulzusokat tudunk létrehozni, amiből következik a jobb radiális felbontás. *(Az illesztett szűrő komprimálja (összenyomja) az eredetileg hosszú jelet a rajta lévő moduláció alapján. Ez a kompresszió a jel-zaj viszonyra javulást eredményez, amit úgy valósít meg az illesztett szűrő, hogy a jelre nézve koherens, míg a zajra nem koherens integrálást valósít meg.)*

Megállapíthatjuk, hogy hosszú impulzusokkal kis adó csúcsteljesítmény esetén is növelhetjük a hatótávolságot, de a radiális felbontásnak megfelelő sáv szélességű szubmodulációt (és ezáltal kompressziót) kell alkalmaznunk.

Impulzuskompresszió hátránya: bonyolult felépítés, számításigényes, Doppler-eltolásra érzékeny

Impulzuskompresszió előnye: redukált csúcsteljesítmény, jó felbontás

Impulzuskompresszió lehetőségei

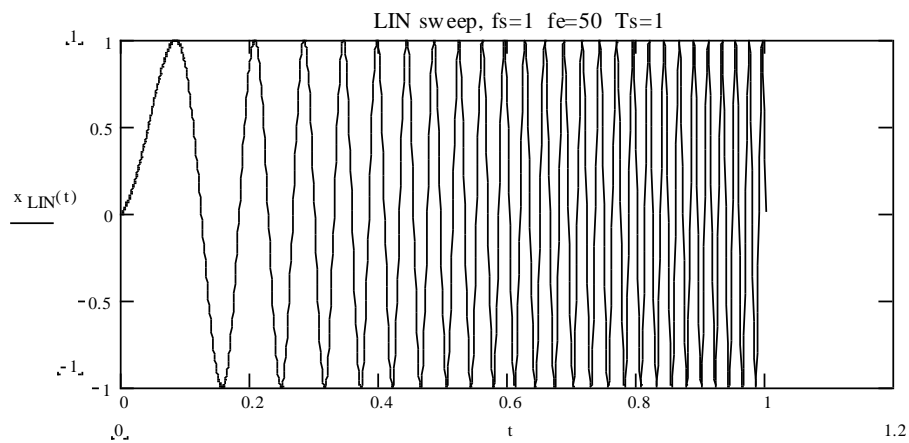
Mint korábban megállapítottuk a kisugárzott jel energiája alapvetően meghatározza a radar hatótávolságát. Mit lehet modulálni?

1. Amplitúdót – Nagyon nem praktikus, mert a jel konstans maximális energiájához képest csökkenne a moduláció miatt az energia.
2. Ezenkívül lehet frekvenciát – LFM (Linear FM), NLFM
3. Illetve lehet fázist – pl.: Barker-kódok

Lineáris frekvencia moduláció (LFM)

A legkönnyebben előállítható kompressziós moduláció. Nagy előnye, hogy megfelelő vételi szűrő esetében alig érzékeny a Doppler-eltolásra, de ez egyben a nagy hátránya is, mivel a Doppler-csúszás távolságmérési offszetet eredményez.

Az alábbi ábrán az impulzus ideje alatt lineáris frekvencia modulációt (chirp) alkalmazó radar kisugárzásra kerülő jelét figyelhetjük meg:



T_s időtartam alatt f_s -tól f_e -ig változik lineárisan a frekvencia,

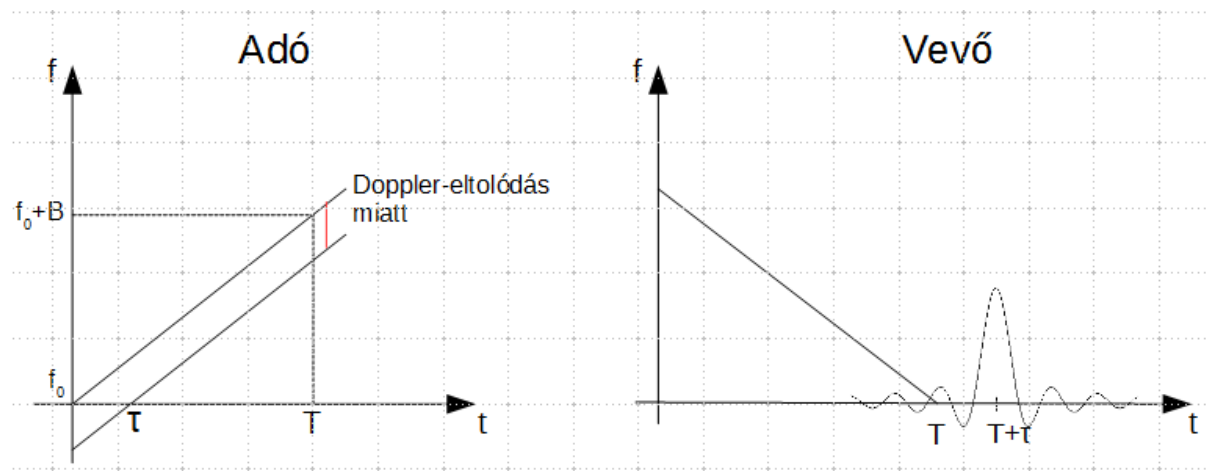
ahol f_e – end(stop) frekvencia

f_s – start frekvencia, és $f_e > f_s$

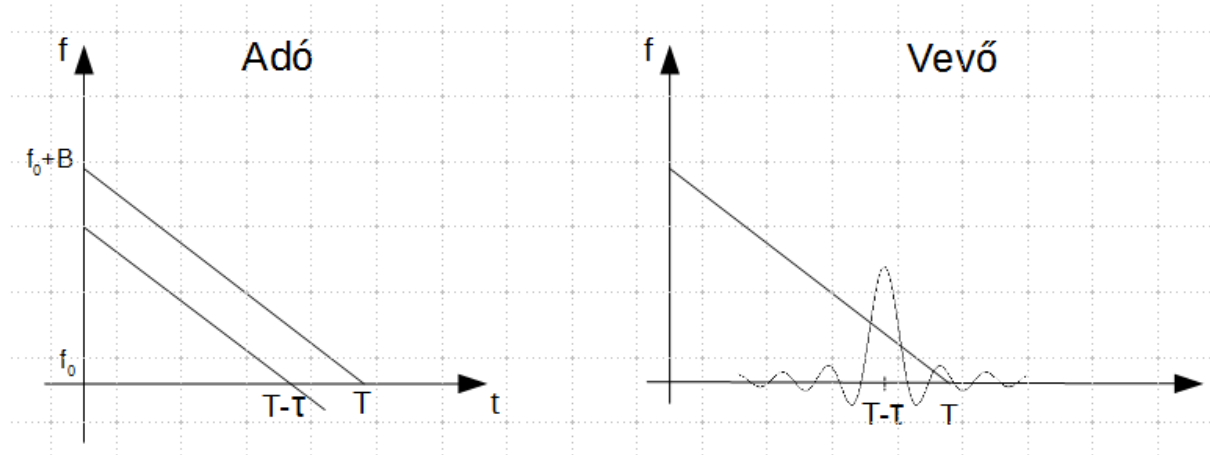
T_s – sweep idő

Innen kezdődik a feladatmegoldás

Az alábbi ábrán látható a lineáris frekvencianövelés (chirp), azonban a Doppler-eltolódás miatt (amit jelenleg egy távolodó céltárgy okozott) időbeli késleltetés lép fel, ami távolságmérési hibát okoz.

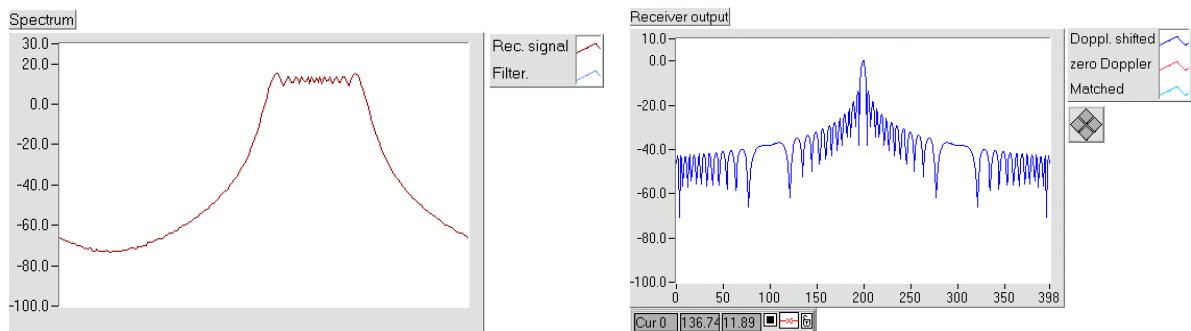


A Doppler-eltolódásra megoldás lehet az ellentétes meredekségű chirp jel használata. Felváltva sugározzuk a „+” és a „-” chirp-öt és az időbeli késleltetések átlagából tudjuk a pontos távolságot meghatározni. A különböző mérések közti különbségekből a céltárgy sebességére is következtethetünk.



Itt végződik a feladat megoldása

Az impulzus ideje alatt lineáris frekvencia modulációt (chirp) alkalmazó radar kisugárzásra kerülő jelének spektruma és a vevő kimenetén megjelenő komprimált jelek láthatóak:

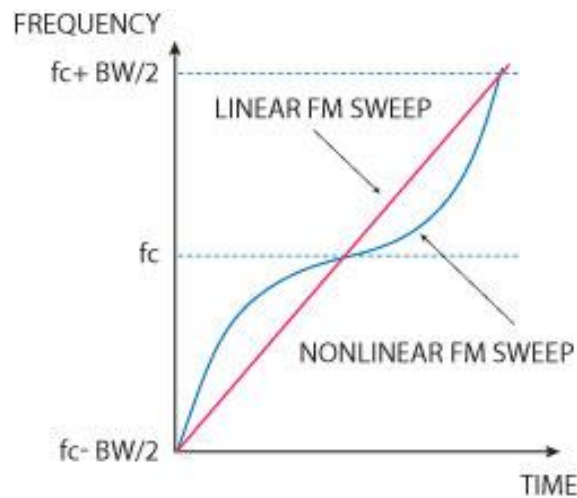


A komprimált (összenyomott) LFM jel magas időbeli melléknyalábjai (az ábrán is megfigyelhetők) csökkentik a mérés dinamikáját. A problémára megoldás lehet:

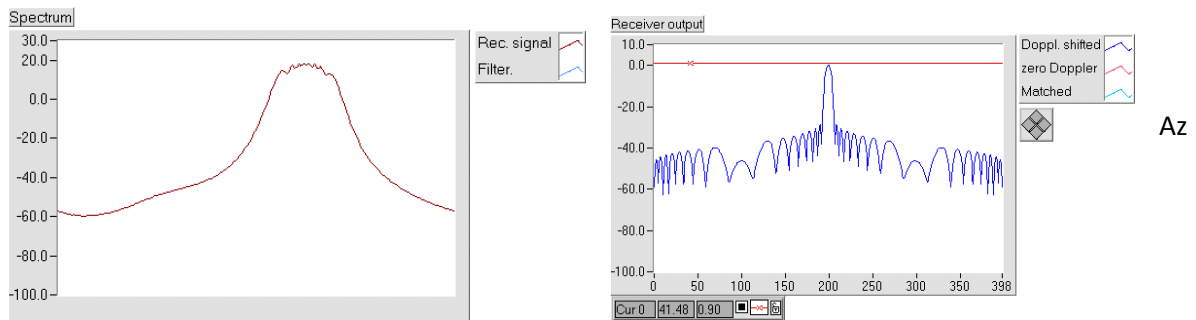
1. NLFM (maximális dinamika és energia, nagyon jó!)
2. ablakfüggvény alkalmazása (impulzus kiszélesedik => csökken a felbontás; valamint romlik a jel-zaj viszony => csökken a hatótávolság)

Nemlineáris frekvencia moduláció (NLFM)

Az időbeli melléknyalábok nagyságának csökkentésére ad lehetőséget az NLFM úgy, hogy a frekvencia modulációt nem lineárisan valósítja meg. Az alábbi ábrán jól látható a kisugárzásra kerülő jel lineáristól való eltérése:



Az alábbi ábrákon pedig a spektruma és a vevő kimenetén megjelenő komprimált jelek láthatóak:



NLFM előnyei közé tartozik:

1. spektrális összefogottság
2. maximális dinamika (legnagyobb melléknyaláb elnyomás)
3. maximális energia
4. Doppler-érzékenység szempontjából is kedvező jelalak (nagy szabadságfok miatt)

Barker-kód

A fázis modulációs eljárásokra összességében elmondható, hogy spektrális összefogottság, dinamika és Doppler-érzékenység szempontjából rosszabbak, mint az NLFM. A Doppler-érzékenység valós probléma lehet kellően gyorsan mozgó céltárgyak esetén, lásd repülőek vagy csészéaljak => vaksebesség.

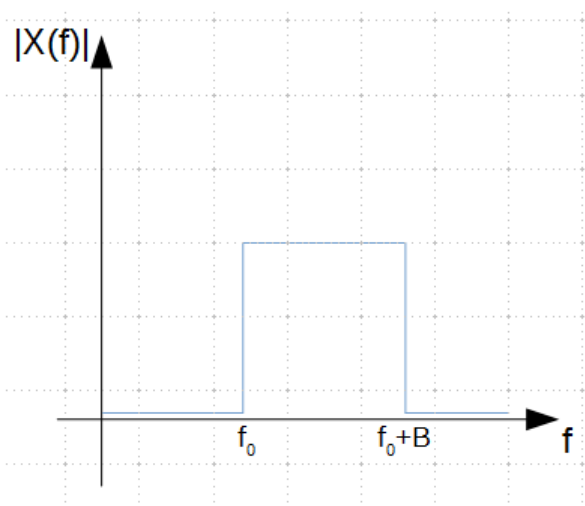
A Barker-kód fázismodulációs eljárásokon belül az ún. Biphasz kódokhoz tartozik. A kisugárzott impulzust N darab szubimpulzusra osztjuk fel, ahol a szubimpulzusok fázisa 0 vagy 180 fok lehet. A + jel 0 fok, a - jel 180 fok fázistolást jelent a kisugárzott RF jelben.

Length	Barker Codes	
2	+1 -1	+1 +1
3	+1 +1 -1	
4	+1 -1 +1 +1	+1 -1 -1 -1
5	+1 +1 +1 -1 +1	
7	+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1	
11	+1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 +1 -1	
13	+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1	

Számítási feladatok

1. LFM Chirp (vagy hasonló PSK modulációval) $T = 100\mu s$, $B = 100MHz$

- spektruma?



Nagyfrekvenciás rendszerek – 1. ZH ÖSSZEFOGLALÓ

- $CR = ?$, ($G_{sp} = ?$)

Kompressziós arány:

$$CR = \frac{\tau_a}{\tau_c}$$

ahol τ_a – a kisugárzott impulzus hossza

τ_c – a komprimált impulzus hossza

B sávszélesség esetén a komprimált impulzus hossza:

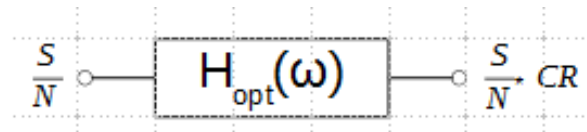
$$\tau_c = \frac{1}{B}$$

$$CR = \tau_a B = TB = 100 = 20 \text{ dB}$$

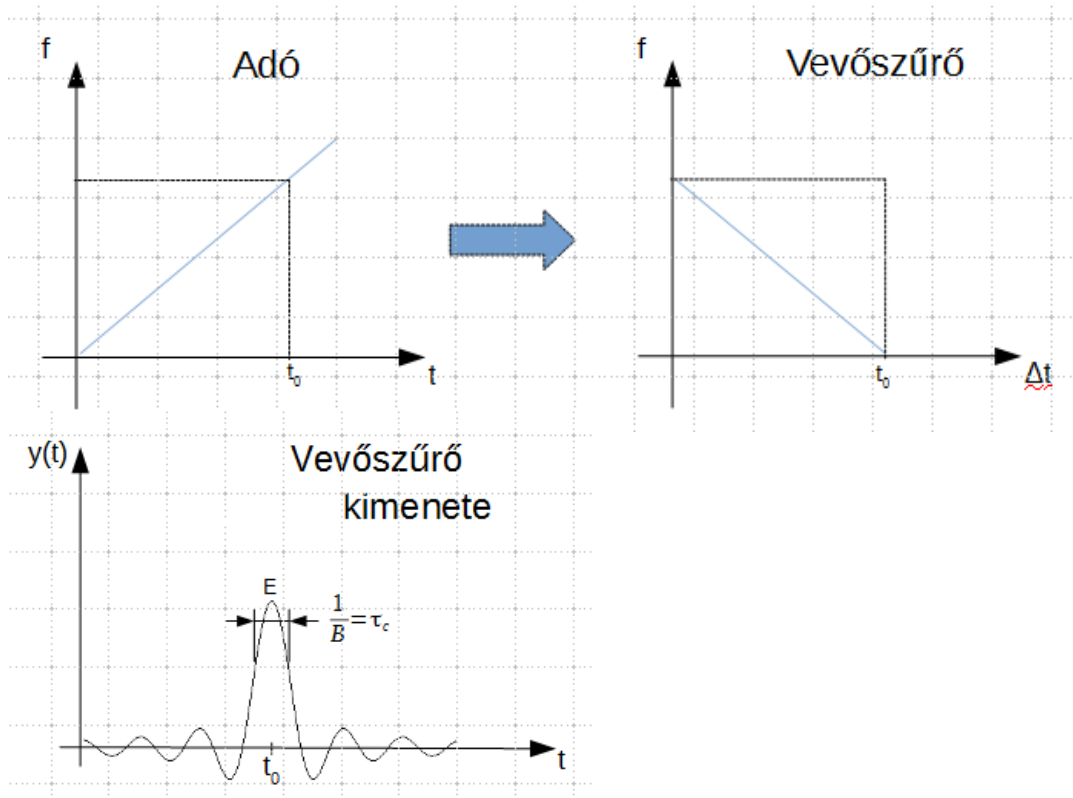
- Hogyan változik az illesztett szűrő be- és kimenetén a jel-zaj viszony?

A kompresszióval megvalósított jel-zaj viszony javulás:

$$CR = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}}$$



- Vevőszűrő futási idő karakterisztikája



2. Határozza meg a 7 elemű $\lambda/2$ ekvidisztáns antennasor azon h_{opt} súlyvektorát, amellyel az antenna optimálisan veszi a $\theta_0 = 45^\circ$ irányból beeső síkhullámot és a melléknyaláb-elynyomása nagyobb, mint 20dB. Interferencia nem, csak irányfüggetlen fehér zaj terheli a mérést.

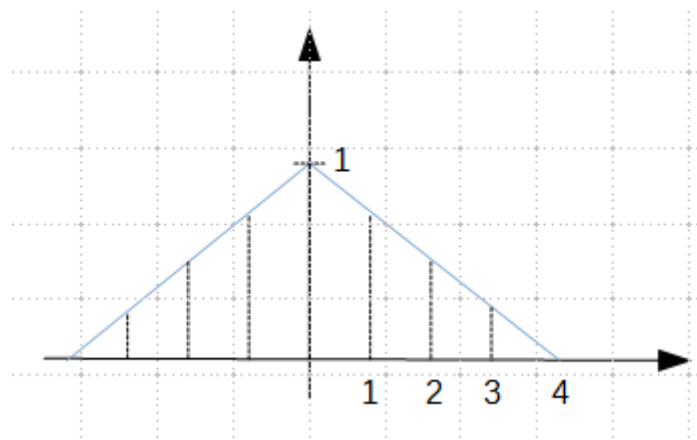
$$\theta_0 = 45^\circ, a_{sz} > 20dB \text{ (melléknyalábelnyomás)} \text{ és } d = \frac{\lambda}{2}$$

Forgatóvektor:

$$r^T = [1 \quad e^{j\Delta\psi(\theta_0)} \quad e^{2j\Delta\psi(\theta_0)} \quad e^{3j\Delta\psi(\theta_0)} \quad e^{4j\Delta\psi(\theta_0)} \quad e^{5j\Delta\psi(\theta_0)} \quad e^{6j\Delta\psi(\theta_0)}]$$

$$\text{ahol } \Delta\psi(\theta_0) = \frac{d}{\lambda} 2\pi * \sin(\theta_0)$$

A h^T vektornak szélek felé lesúlyozottnak kell lennie. Végtelen lehetőségünk van, de a háromszögmegoldás biztosan jó, és ZH-n is érdemes így csinálni.



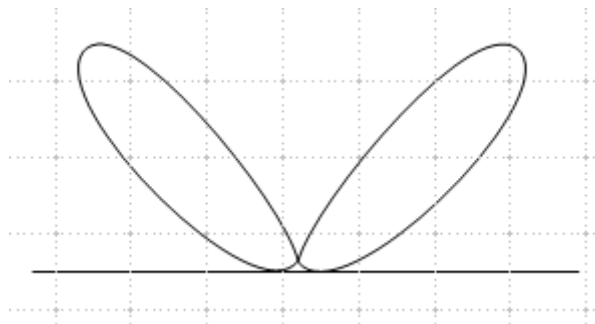
$$h^T = \left[\frac{1}{4} \quad \frac{1}{2} \quad \frac{3}{4} \quad 1 \quad \frac{3}{4} \quad \frac{1}{2} \quad \frac{1}{4} \right]$$

$$h_{eredő}^T = \left[\frac{1}{4} \quad \frac{1}{2} e^{j\Delta\psi(\theta_0)} \quad \frac{3}{4} e^{2j\Delta\psi(\theta_0)} \quad e^{3j\Delta\psi(\theta_0)} \quad \frac{3}{4} e^{4j\Delta\psi(\theta_0)} \quad \frac{1}{2} e^{5j\Delta\psi(\theta_0)} \quad \frac{1}{4} e^{6j\Delta\psi(\theta_0)} \right]$$

$$\text{ahol } \Delta\psi = \frac{\sqrt{2}}{2} \pi.$$

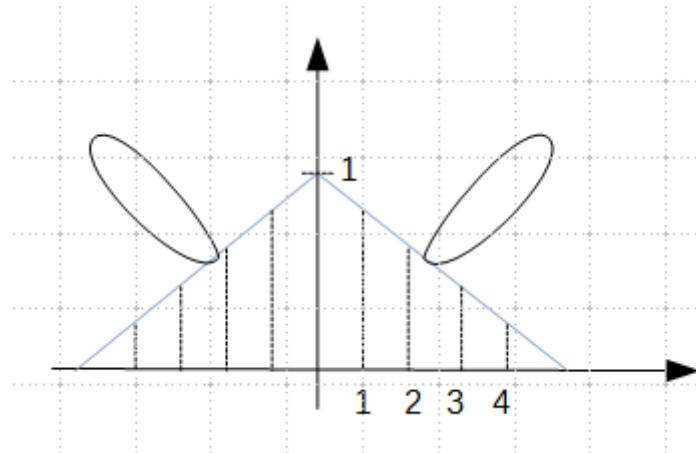
3. Két főirányú antennarendszer h_{opt} súlyvektorát kell meghatározni!

$$\text{Legyen } \theta_1 = 30^\circ, \theta_2 = -30^\circ, N = 8 \Rightarrow h^T$$



Melléknyaláb-elynyomásra (a_{sz}) nincs követelmény ezért h^T minden elemének abszolútértéke lehet 1.

Így a fázisemenettel tudjuk az iránykarakterisztikát beállítani.



$$+30^\circ \Rightarrow [1 \quad e^{j\Delta\psi} \quad e^{2j\Delta\psi} \quad e^{3j\Delta\psi}]$$

$$-30^\circ \Rightarrow [1 \quad e^{-j\Delta\psi} \quad e^{-2j\Delta\psi} \quad e^{-3j\Delta\psi}]$$

ahol $\Delta\psi = \pi * \sin(\theta) = \frac{\pi}{2}$.

Behelyettesítve az értékeket a következőt kapjuk:

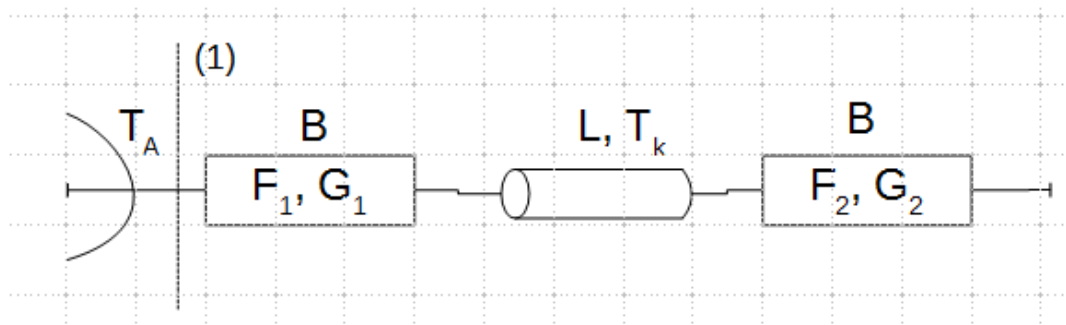
$$+30^\circ = [1 \quad j \quad -1 \quad -j]$$

$$-30^\circ = [1 \quad -j \quad -1 \quad j]$$

A két vektort egymás mellé illesztve kapjuk meg a súlyvektort:

$$\mathbf{h}^T = [1 \quad j \quad -1 \quad -j \quad 1 \quad -j \quad -1 \quad j]$$

4. Az antenna zajhőmérséklete $T_A = 80K$. A két erősítőtől és 30m kábelből álló vevőrendszer szobahőmérsékletű ($T_k = T_0 = 290K$), a kábel $0,2dB/m$ fajlagos csillapítású. Az erősítők erősítése $G_1 = 20dB, G_2 = 50dB$, az első erősítő zajtényezője $F_1 = 1dB$, a másodiké $F_2 = 3dB$. A vevő sávszélessége $B = 10MHz$.



- Mekkora T_{Σ} , az antenna kimenetére redukált zajhőmérséklet?

Az utolsó blokk erősítése az eredő zajtényezőben nem játszik szerepet. Ha a kábel zajhőmérséklete megegyezik T_0 -al, akkor a zajtényezőjét vehetjük L -nek.

$$T_{\Sigma} = T_A + T'_{\Sigma} = T_A + (F_{\Sigma} - 1)T_0$$

$$F_{\Sigma} = F_1 + \frac{F_k - 1}{G_1} + \frac{F_2 - 1}{G_1 \frac{1}{L}} = F_1 + \frac{L - 1}{G_1} + \frac{F_2 - 1}{G_1 \frac{1}{L}}$$

ahol $F_1 = 1dB = 10^{\frac{1}{10}} = 1,26$

$$F_2 = 6dB = 10^{\frac{6}{10}} = 4$$

$$G_1 = 20dB = 10^{\frac{20}{10}} = 100$$

$$G_2 = 50dB = 10^{\frac{50}{10}} = 10000$$

$$L = X * l = \frac{0,2dB}{m} * 30m = 6dB \Rightarrow 4$$

$$F_{\Sigma} = 1,41dB \Rightarrow T_{\Sigma} = 198,9K$$

- Mekkora a vevőrendszer kimenetén mérhető zajteljesítmény?

A vevőrendszer nemcsak a hasznos jelet, hanem a zajt is felerősíti. Tehát a kimeneti zajteljesítmény tulajdonképpen a bemeneti zajteljesítmény a rendszer erősítésével felerősítve.

$$P_{zaj,ki} = P_{zaj,be} G_{\Sigma} = P_{zaj,be} G_1 \frac{1}{L} G_2$$

ahol $P_{zaj,be} = kBT_{\Sigma}$

Az előző egyenletbe behelyettesítve:

$$P_{zaj,ki} = kBT_{\Sigma} G_1 \frac{1}{L} G_2 = 6nW$$

Források

Géher Károly – Híradástechnika

Dr. Sella Rudolf – Antenna könyv

Nagy Dániel órai jegyzetei

Dudás Levente magyarázatai

Bársony Kristóf

IGIMVP