

Nagyfrekvenciás rendszerek

Zajtényező, redukált zajhőmérséklet, antennák ekvivalens zajhőmérséklete
Láncba kapcsolt blokkok eredő zajtényezője

Illesztett szűrő, korrelációs vevő.
Kiterjesztett spektrumú moduláció

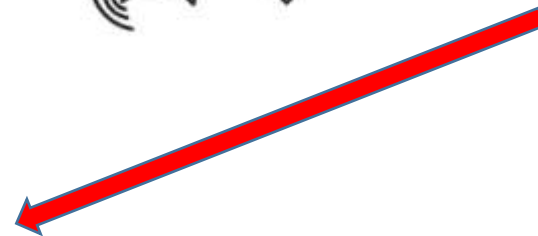
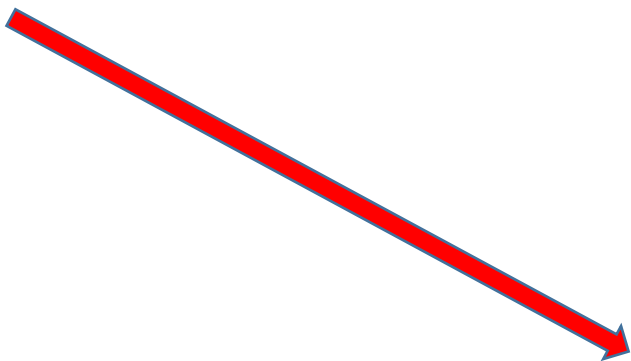
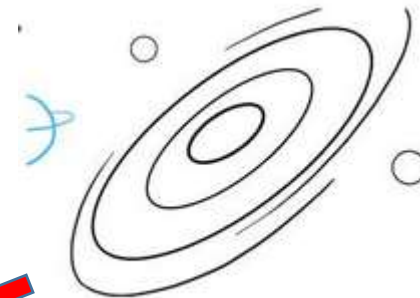
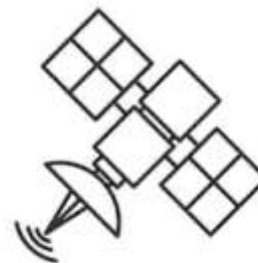
Adaptív antennarendszerek alapjai, Elektronikus nyalábformálás
Térbeli szűrő, analógia az idő/frekvencia leírással
Adaptív interferencia szűrés
Konvencionális iránymérés
Adaptív iránymérés

Radar mérés alapjai

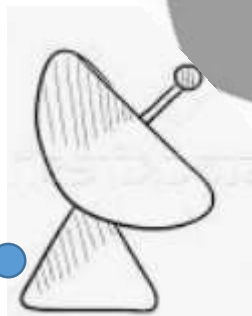


Zaj

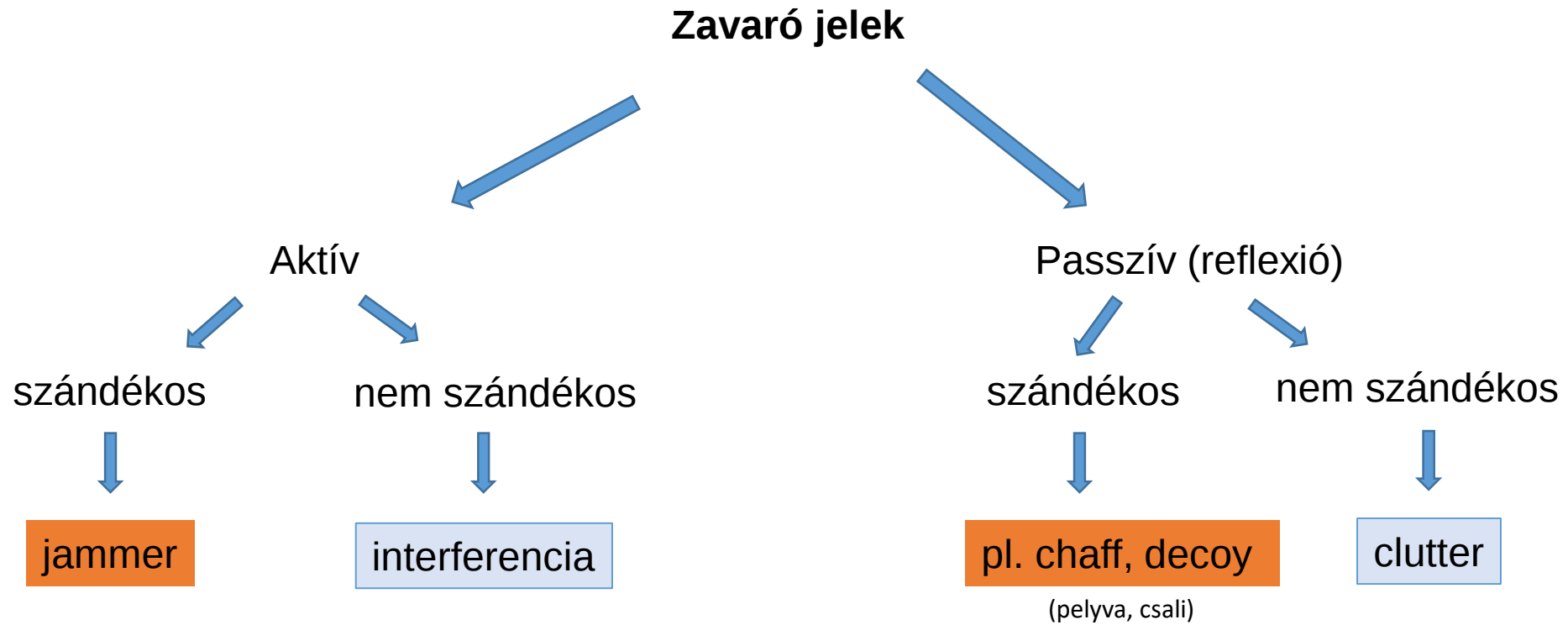
2,7 K



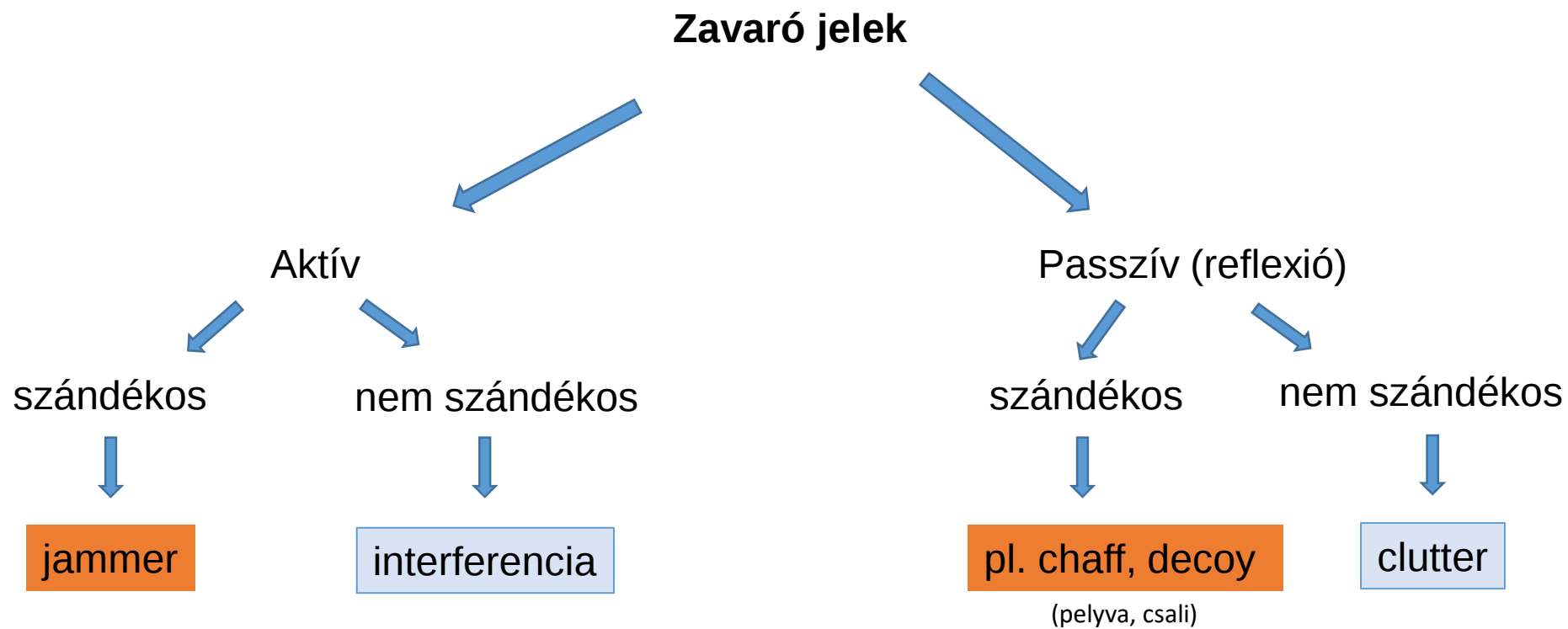
Vevő



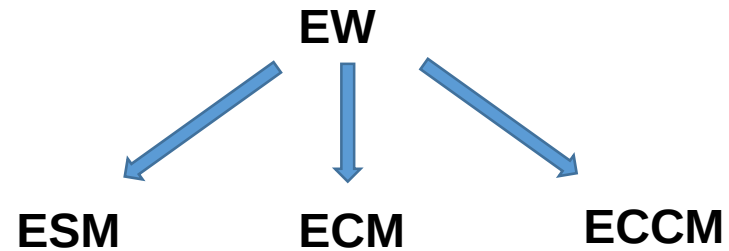
Zavarvédelem



Radarok zavarvédelme



Radarok zavarvédelme



EW: Electronic warfare

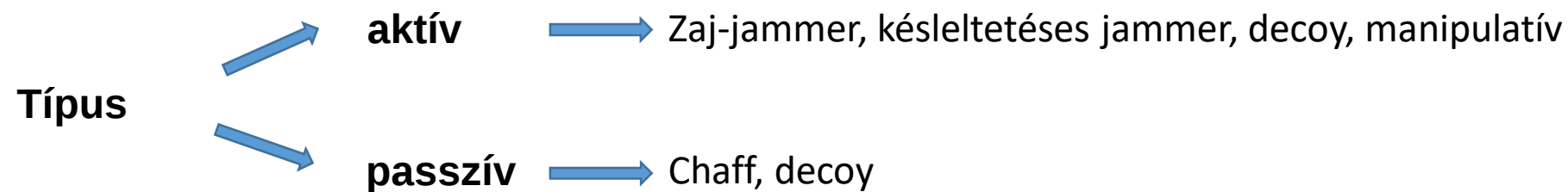
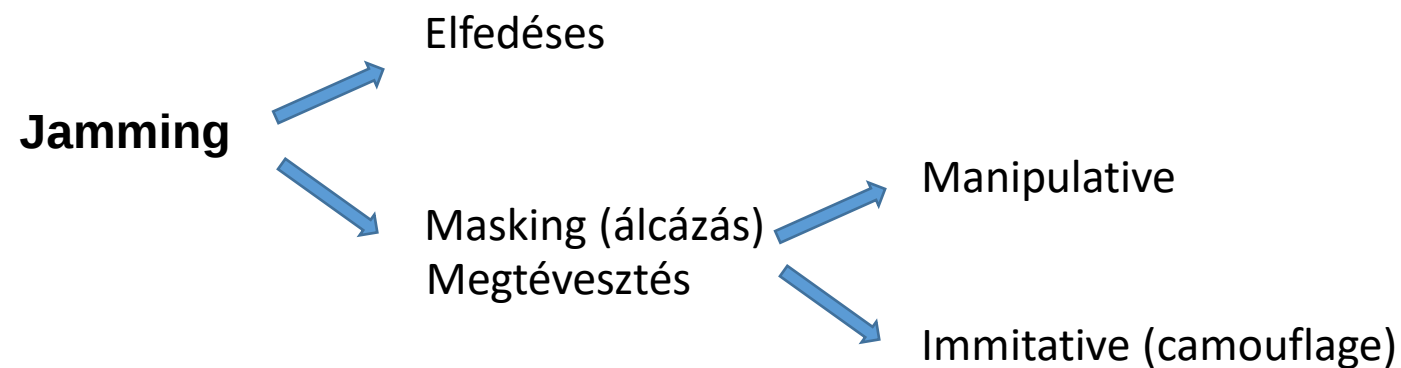
ESM: Electronic Support Measures

ECM: Electronic Countermeasures

ECCM: Electronic Counter-Counter Measures

Radarok zavarvédelme

Rendszerezés



Termikus zaj: $n(t)$

Sűrűség függvény:

$$p_{\text{Gauss}}(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \cdot e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}}$$

Autokorrelációs függvény:

$$R(\tau) = \mathcal{E} \left\{ n \left(t + \frac{\tau}{2} \right) n^* \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right\} \quad \text{Halmazátlag}$$

$$R(\tau) = \mathcal{M} \left\{ n \left(t + \frac{\tau}{2} \right) n^* \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right\} \quad \text{Időátlag}$$

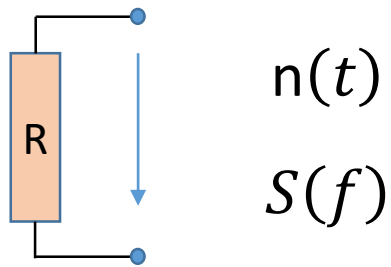
Ergodikus esetben:

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} n \left(t + \frac{\tau}{2} \right) x \left(t - \frac{\tau}{2} \right) dt$$

Teljesítmény spektrális eloszlása (PSD): $S(\omega) = \mathcal{F}\{R(\tau)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$

Termikus zaj, PSD:

T hőmérsékletű ellenállás zaj leírása: PSD $S(\omega) \rightarrow S(f) \quad f \geq 0 \quad S(f) = \left[\frac{W}{Hz} \right]$



Planck sugárzási törvény:

$$S(f) = \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1}$$

$h = 6,626 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$
 $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

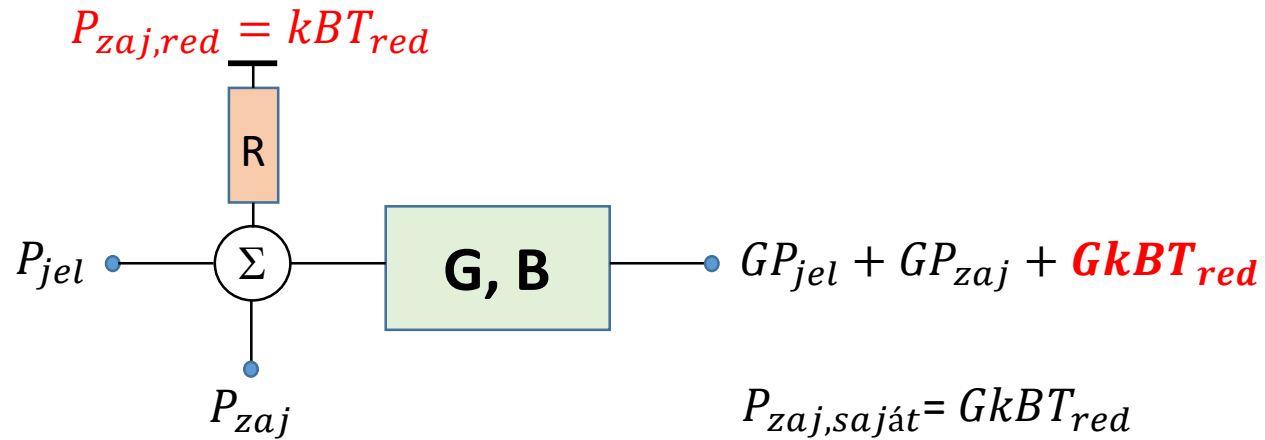
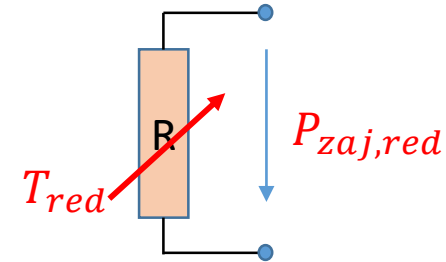
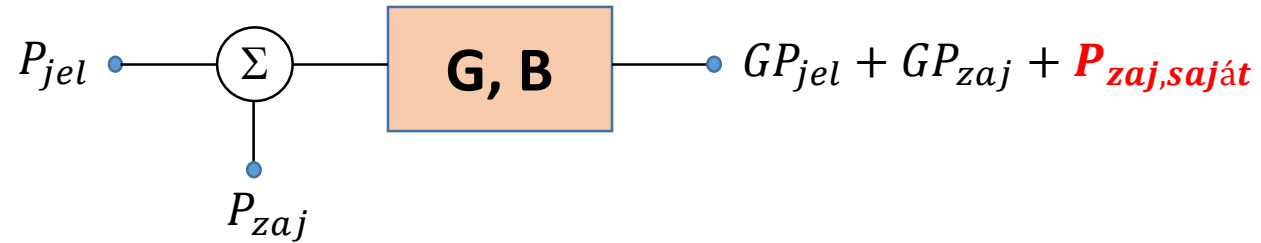
$$P_{zaj} = kBT$$

Átlagteljesítmény!

$$P_{zaj} = \int_B S(f) df \approx kTB$$

Rendszerek zaj leírása

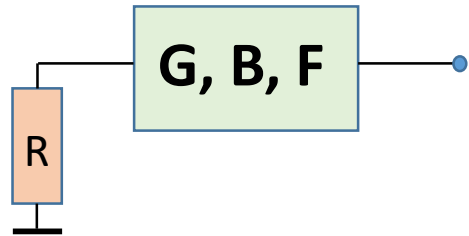
Redukált zajhőmérséklet



$$T_{red} = \frac{P_{zaj,sajat}}{GkB}$$

Rendszerek zaj leírása

Zajtényező



$$P_{zaj,ki} = GP_{zaj,be(T_0)} + P_{zaj,saját}$$

$$P_{zaj,ki} = GkBT_0 + GkBT_{red}$$

$$F = \frac{P_{zaj,ki}}{GP_{zaj,be}} \bigg|_{T_0}$$

$$P_{zaj,be} = kBT_0$$

$$T_0 = 290K$$

$$F = \frac{GkBT_0 + GkBT_{red}}{GkBT_0} = \frac{T_0 + T_{red}}{T_0} = 1 + \frac{T_{red}}{T_0}$$

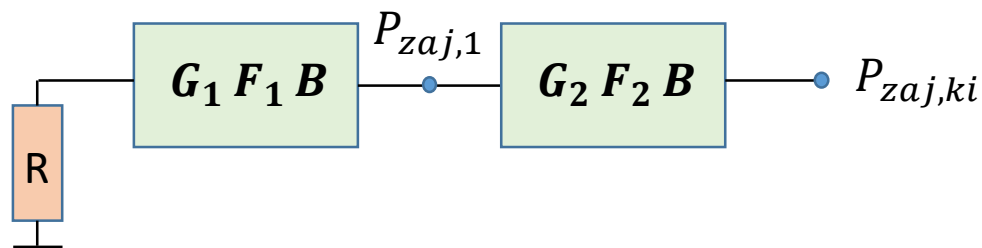
$$F = 1 + \frac{T_{red}}{T_0}$$

$$T_{red} = (F - 1)T_0$$

$$F^{dB} = 10 \lg F$$

F zajtényező a rendszer által okozott SNR romlást fejezi ki (! T_0).

Láncba kapcsolt blokkok eredő zajtényezője



$$F_{12} = \left. \frac{P_{zaj,ki}}{GP_{zaj,be}} \right|_{T_0}$$

$$P_{zaj,be} = kBT_0$$

$$T_0 = 290K$$

$$P_{zaj,1} = G_1 k B (T_0 + T_{red,1}) = G_1 k B [T_0 + (F_1 - 1)T_0] = G_1 k B F_1 T_0$$

$$P_{zaj,ki} = G_2 P_{zaj,1} + G_2 k B T_{red,2} = G_2 P_{zaj,1} + G_2 k B (F_2 - 1)T_0$$

$$P_{zaj,ki} = G_1 G_2 k B F_1 T_0 + \frac{1}{G_1} G_1 G_2 k B (F_2 - 1)T_0 = G_1 G_2 k B T_0 \left[F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \right]$$

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

$$F_N = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

Low Noise Amplifier



Frequency Band	1400 to 1600 MHz
RF Gain	30 dB
Gain Flatness	± 1 dB
Gain Stability	± 0.5 dB/day max.
Input Noise Temperature (Noise Figure)	1 dB max.
I/O VSWR	2 : 1
1 dB Compression	+ 10 dBm
I/O Impedance	50 ohm
Supply Voltage	+ 12 ...+ 24 V DC
RF Connectors	N female
Power Supply Connector	SMA female
Humidity	waterproof
Operating Temperature Range	- 20...+ 45 °C

Specifications are subject to change without notice.

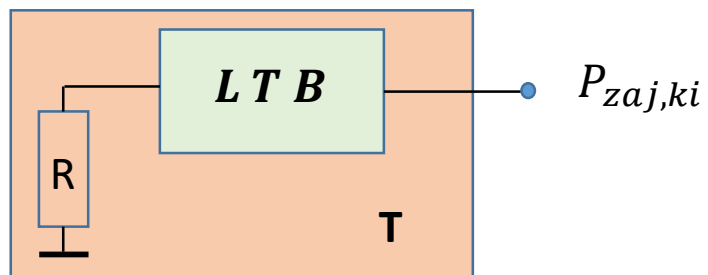
Láncba kapcsolt blokkok eredő T_{red}

$$F_N = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

$$T_{red} = (F - 1)T_0$$

$$T_{red,N} = T_{red,1} + \frac{T_{red,2}}{G_1} + \frac{T_{red,3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{red,N}}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

Csillapító zajtényezője



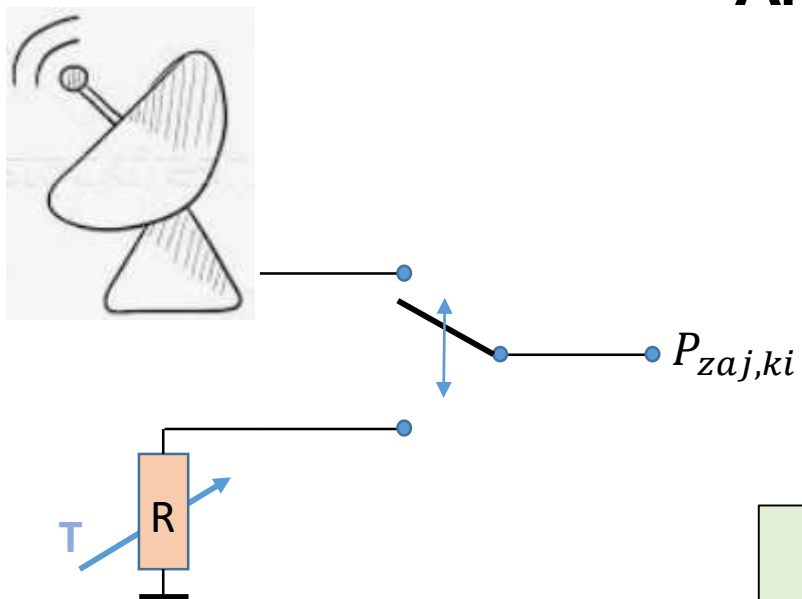
$$P_{zaj,be} = kBT$$

$$P_{zaj,ki} = \frac{1}{L} (kBT + kBT_{red}) = \frac{1}{L} kB[T + (F - 1)T_0] \qquad P_{zaj,ki} = kBT$$

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

$$T \approx T_0 \rightarrow F \approx L$$

Antenna ekvivalens zajhőmérséklet

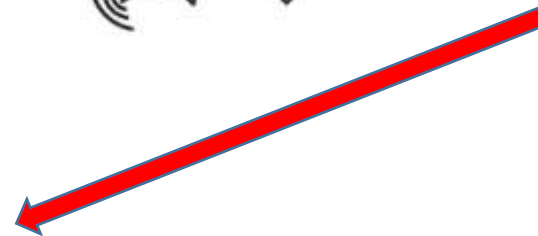
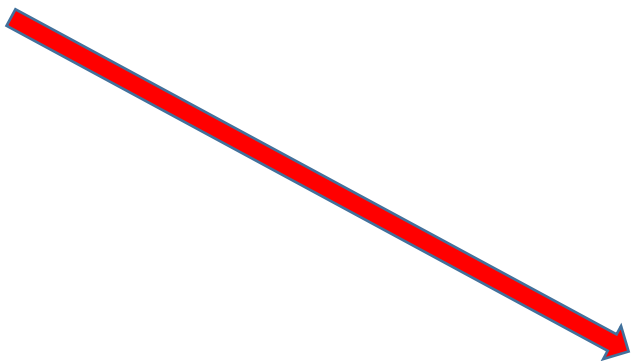
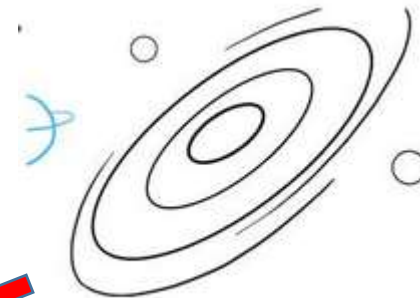
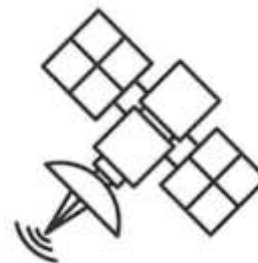


$$T_A = \frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} G_A(\vartheta, \varphi) T(\vartheta, \varphi) d\Omega$$

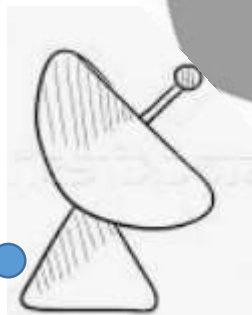


Zaj

2,7 K



Vevő



Termikus zaj: $n(t)$, sztochasztikus folyamatok

Sűrűség függvény:

$$p_{\text{Gauss}}(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \cdot e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}}$$

Autokorrelációs függvény:

$$R(\tau) = \mathcal{E} \left\{ n \left(t + \frac{\tau}{2} \right) n^* \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right\} \quad \text{Halmazátlag}$$

$$R(\tau) = \mathcal{M} \left\{ n \left(t + \frac{\tau}{2} \right) n^* \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right\} \quad \text{Időátlag}$$

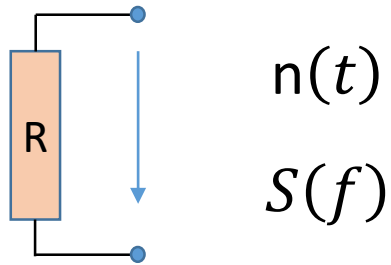
Ergodikus esetben:

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} n \left(t + \frac{\tau}{2} \right) x \left(t - \frac{\tau}{2} \right) dt$$

Teljesítmény spektrális eloszlása (PSD): $S(\omega) = \mathcal{F}\{R(\tau)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$

Termikus zaj, PSD:

T hőmérsékletű ellenállás zaj leírása: PSD $S(\omega) \rightarrow S(f)$ $f \geq 0$ $S(f) = \left[\frac{W}{Hz} \right]$



Planck sugárzási törvény:

$$S(f) = \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1}$$

$h = 6,626 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$
 $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

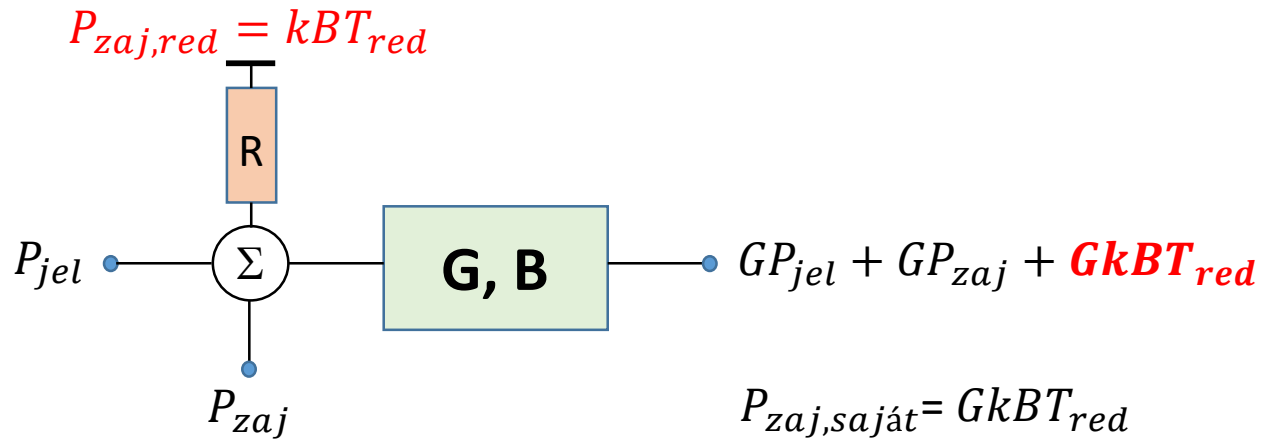
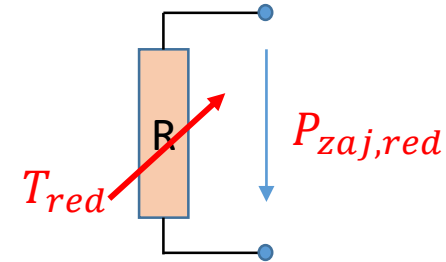
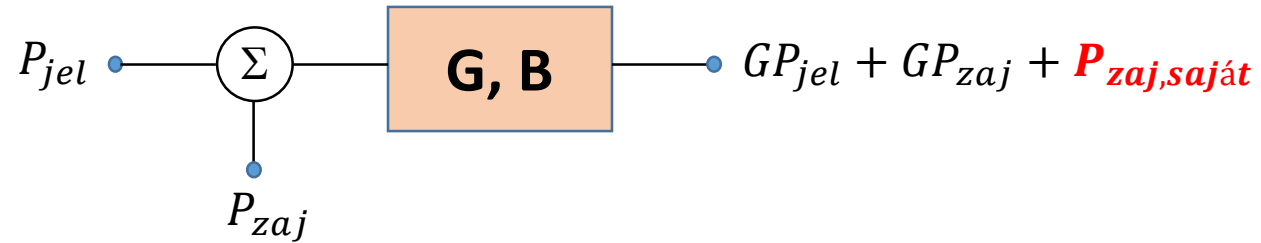
$$P_{zaj} = kBT$$

Átlagteljesítmény!

$$P_{zaj} = \int_B S(f) df \approx kTB$$

Rendszerek zaj leírása

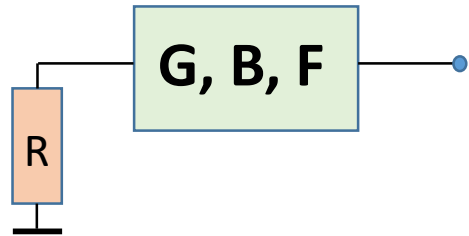
Redukált zajhőmérséklet



$$T_{red} = \frac{P_{zaj,sajat}}{GkB}$$

Rendszerek zaj leírása

Zajtényező



$$P_{zaj,ki} = GP_{zaj,be(T_0)} + P_{zaj,saját}$$

$$P_{zaj,ki} = GkBT_0 + GkBT_{red}$$

$$F = \frac{P_{zaj,ki}}{GP_{zaj,be}} \bigg|_{T_0}$$

$$P_{zaj,be} = kBT_0$$

$$T_0 = 290K$$

$$F = \frac{GkBT_0 + GkBT_{red}}{GkBT_0} = \frac{T_0 + T_{red}}{T_0} = 1 + \frac{T_{red}}{T_0}$$

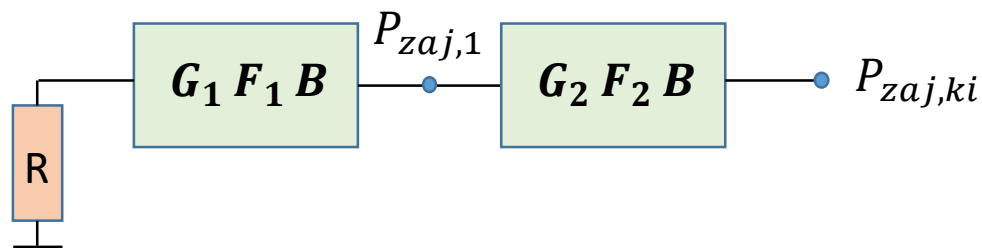
$$F = 1 + \frac{T_{red}}{T_0}$$

$$T_{red} = (F - 1)T_0$$

$$F^{dB} = 10 \lg F$$

***F* zajtényező a rendszer által okozott SNR romlást fejezi ki (! T_0).**

Láncba kapcsolt blokkok eredő zajtényezője



$$F_{12} = \left. \frac{P_{zaj,ki}}{GP_{zaj,be}} \right|_{T_0}$$

$$P_{zaj,be} = kBT_0$$

$$T_0 = 290K$$

$$P_{zaj,1} = G_1 k B (T_0 + T_{red,1}) = G_1 k B [T_0 + (F_1 - 1)T_0] = G_1 k B F_1 T_0$$

$$P_{zaj,ki} = G_2 P_{zaj,1} + G_2 k B T_{red,2} = G_2 P_{zaj,1} + G_2 k B (F_2 - 1)T_0$$

$$P_{zaj,ki} = G_1 G_2 k B F_1 T_0 + \frac{1}{G_1} G_1 G_2 k B (F_2 - 1)T_0 = G_1 G_2 k B T_0 \left[F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \right]$$

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

$$F_N = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

Low Noise Amplifier



Frequency Band	1400 to 1600 MHz
RF Gain	30 dB
Gain Flatness	± 1 dB
Gain Stability	± 0.5 dB/day max.
Input Noise Temperature (Noise Figure)	1 dB max.
I/O VSWR	2 : 1
1 dB Compression	+ 10 dBm
I/O Impedance	50 ohm
Supply Voltage	+ 12 ...+ 24 V DC
RF Connectors	N female
Power Supply Connector	SMA female
Humidity	waterproof
Operating Temperature Range	- 20...+ 45 °C

Specifications are subject to change without notice.

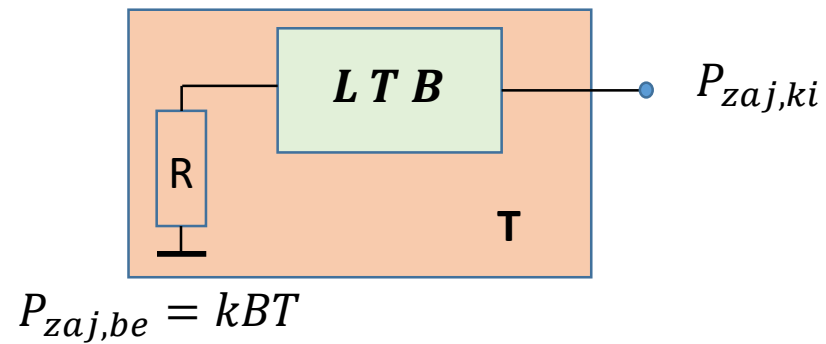
Láncba kapcsolt blokkok eredő T_{red}

$$F_N = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

$$T_{red} = (F - 1)T_0$$

$$T_{red,N} = T_{red,1} + \frac{T_{red,2}}{G_1} + \frac{T_{red,3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{red,N}}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

Csillapító zajtényezője

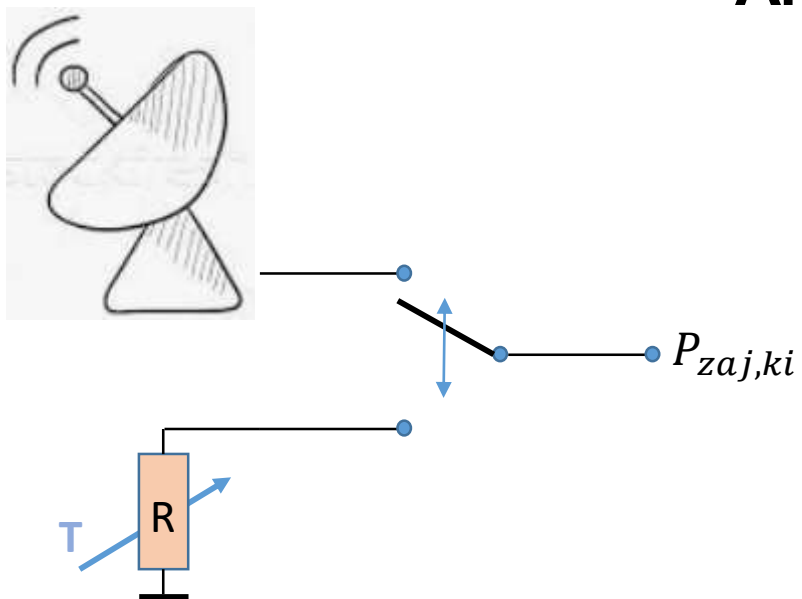


$$P_{zaj,ki} = \frac{1}{L} (kBT + kBT_{red}) = \frac{1}{L} kB[T + (F - 1)T_0] \quad P_{zaj,ki} = kBT$$

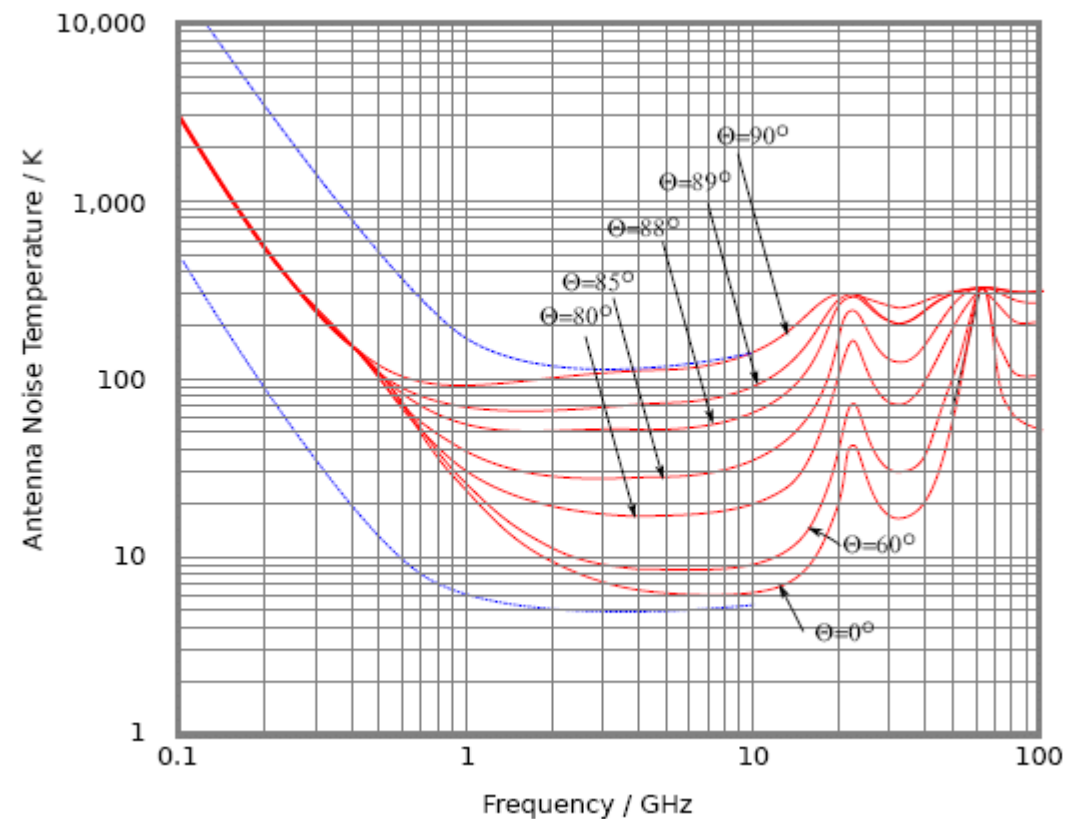
$$F = 1 + \frac{T}{T_0} (L - 1)$$

$$T \approx T_0 \rightarrow F \approx L$$

Antenna ekvivalens zajhőmérséklet



$$T_A = \frac{1}{4\pi} \oint G_A(\vartheta, \varphi) T(\vartheta, \varphi) d\Omega$$



Antenna ekvivalens zajhőmérséklet

Molekuláris rezonanciák

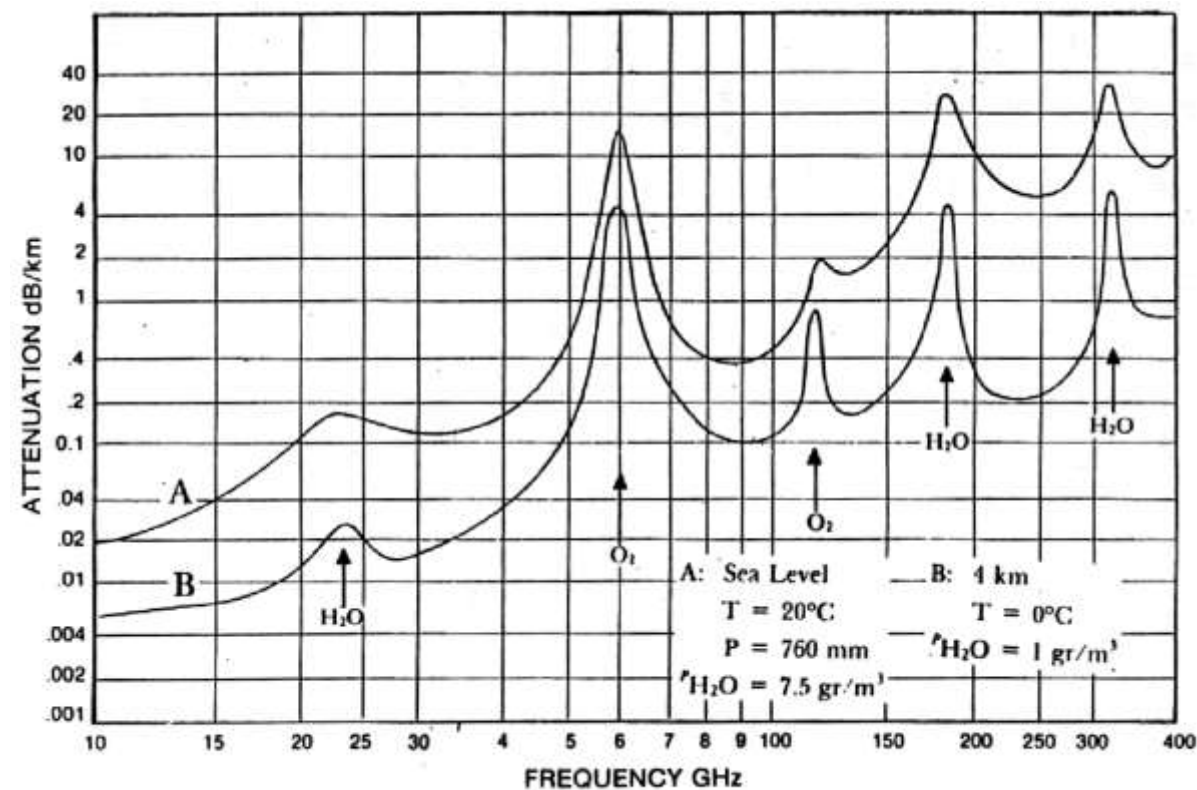
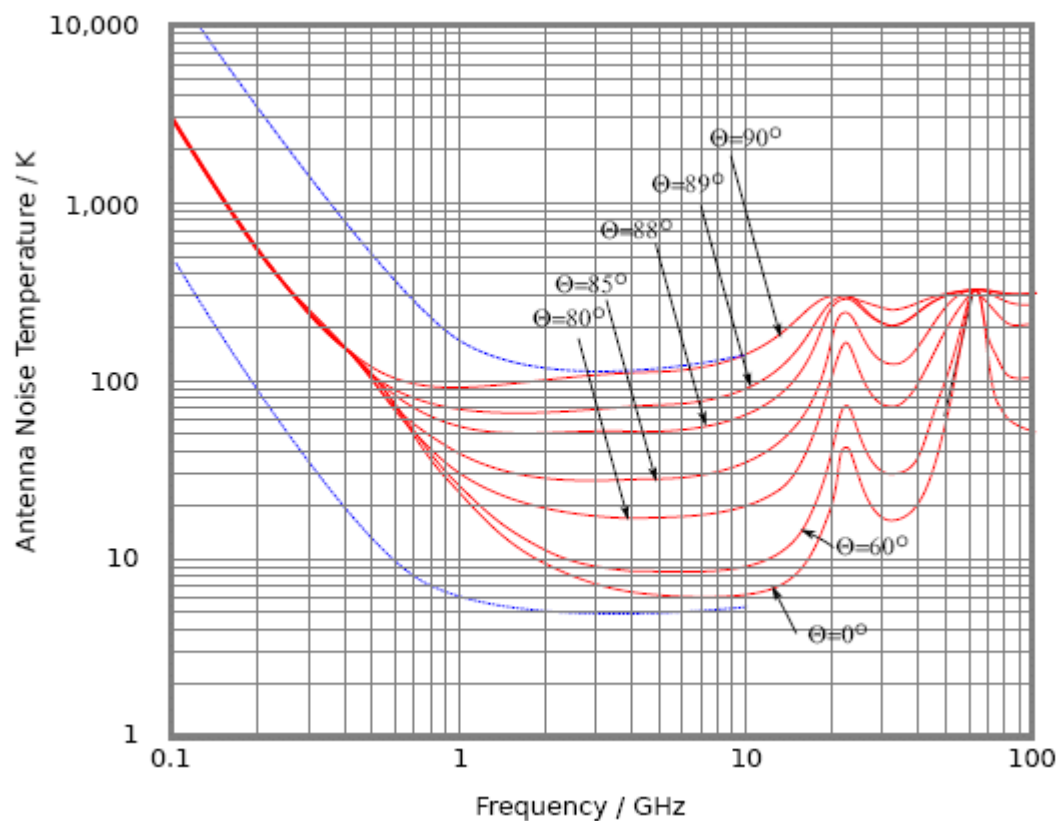


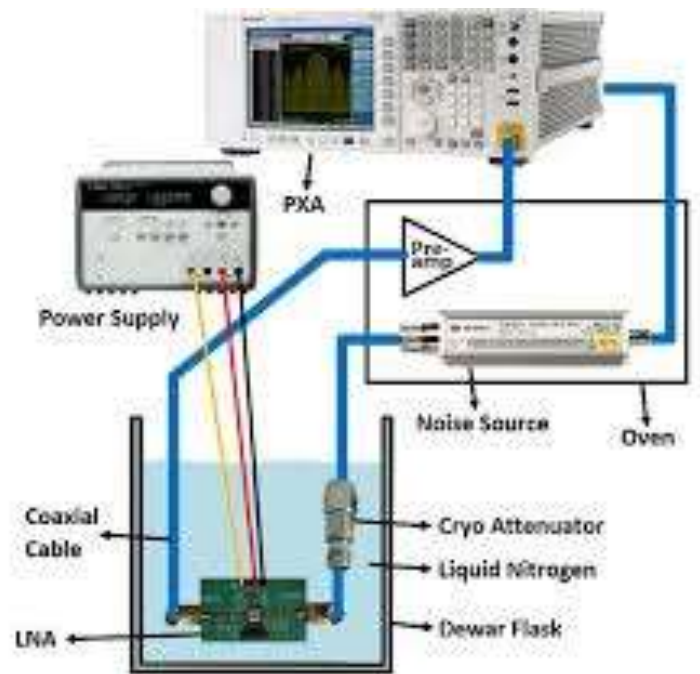
Figure 4: Average Atmospheric Absorption of Millimeter Waves.

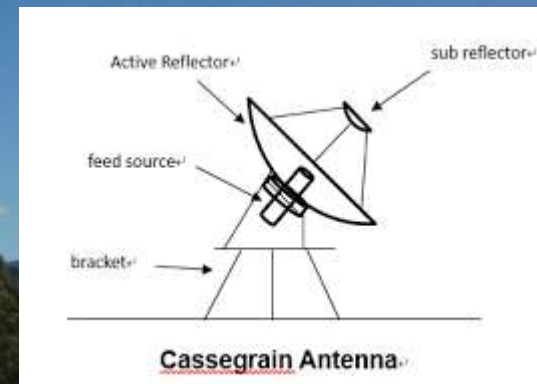
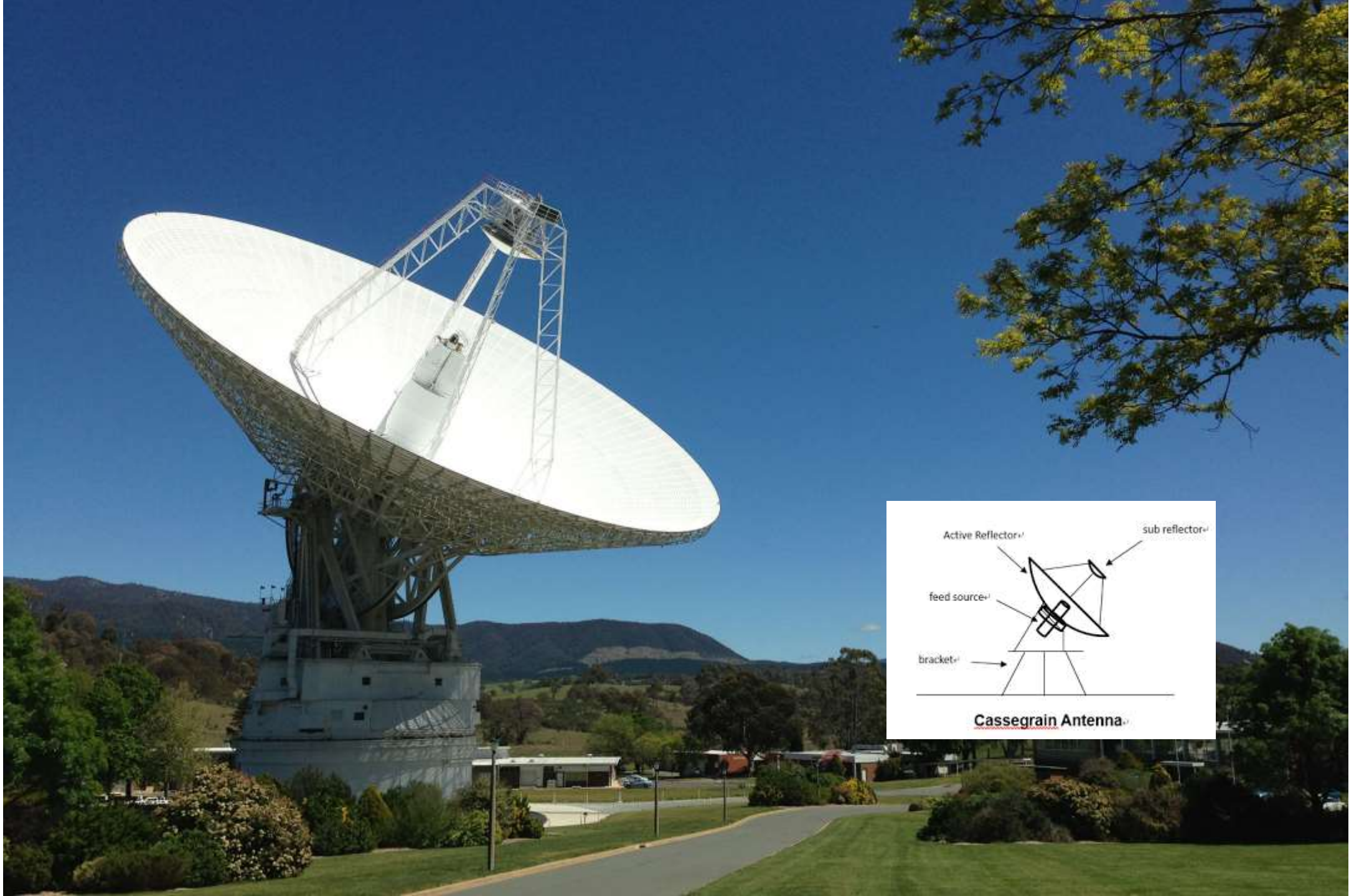
$$T_A = \frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} G_A(\vartheta, \varphi) T(\vartheta, \varphi) d\Omega$$

Antenna ekvivalens zajhőmérséklet

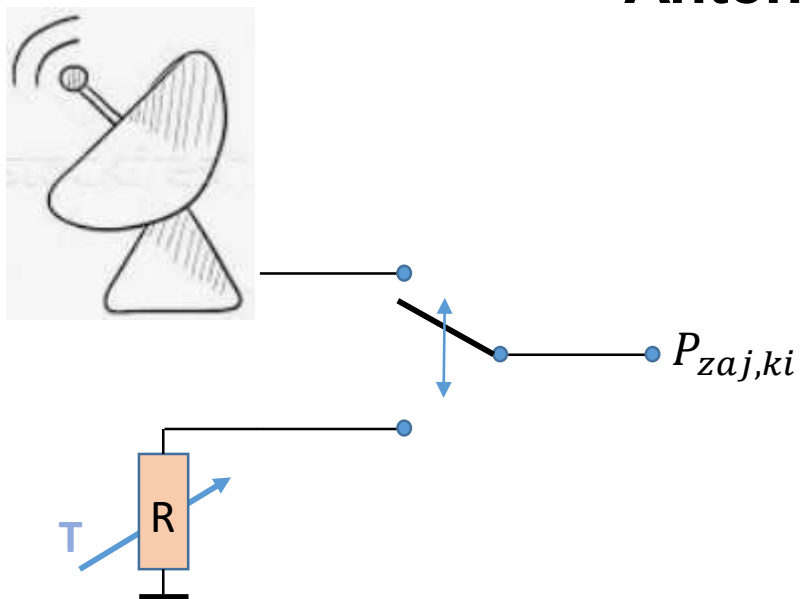


Antenn





Antenna ekvivalens zajhőmérséklet



$$T_A = \frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} G_A(\vartheta, \varphi) T(\vartheta, \varphi) d\Omega$$



Antenna ekvivalens zajhőmérséklet

P-14
Abarona
Tall King

33m széles antenna



Specifications

frequency: 150 to 170 MHz
pulse repetition time (PRT): 5 or 10 milliseconds
pulse repetition frequency (PRF): 100 or 200 Hz
pulsewidth (τ): 10 μ s
receive time:
dead time:
peak power: 700 to 900 kW
average power: 800 watts
instrumented range: 320 nm
range resolution: 0.8 nautical mile
beamwidth: $4^{\circ}20' \dots 8^{\circ}$
hits per scan: >15
antenna rotation: 10 to 25 seconds (0 ... 4 ... 6 rpm.)

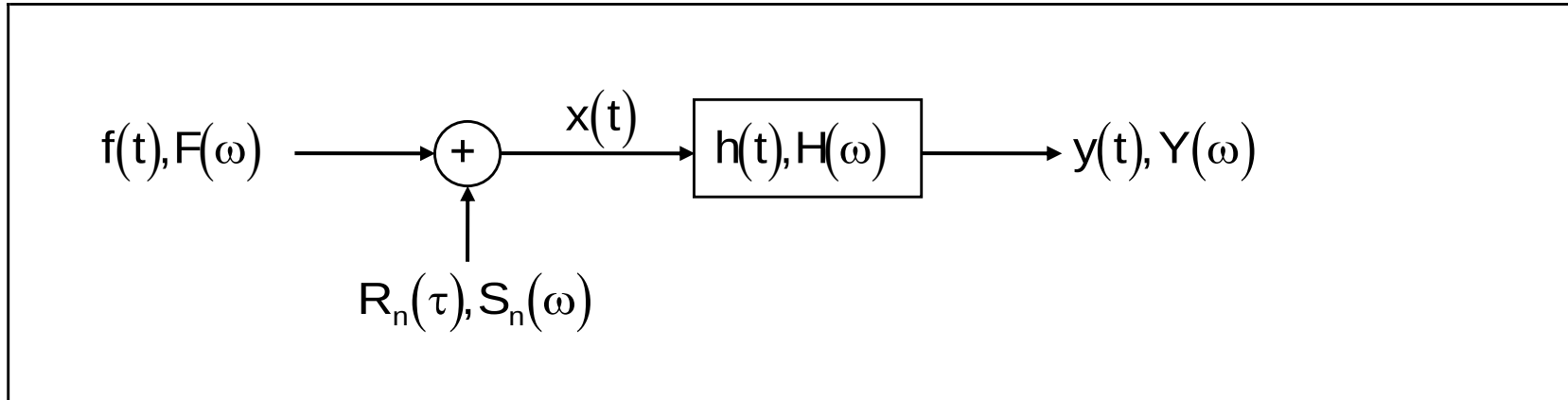


Következik...



Ismert jel zajban, optimális vevő

Modell



$f(t)$ ismert jel, véges energiájú

$S_n(\omega)$ additív zaj, PSD

$H(\omega)$ lineáris jelfeldolgozás

Feladat: $\underset{H(\omega)}{Max} \left\{ \frac{P_s(t_0)}{P_N} \right\}$

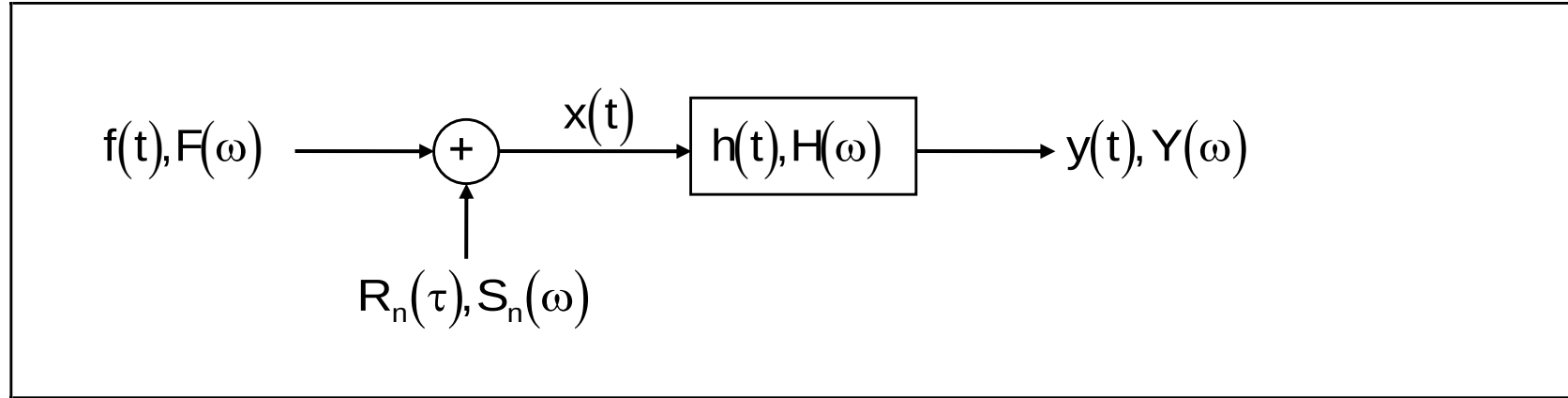
Optimális

- Döntés
- Becslés

Mi következik a szemléleti megközelítésből?

Ismert jel zajban, optimális vevő

Feladatunk annak a $H(\omega)$ átviteli karakterisztikának a megkeresése, amely alkalmazásával a t_0 döntés pillanatában maximális lesz a jel-zaj viszony.



Írjuk fel a kimeneti jelet időtartományban:

$$y(t) = x(t) * h(t)$$

$$y(t) = f(t) * h(t) = \int_{-0}^{\infty} h(\tau) f(t - \tau) d\tau$$

$$x(t) = f(t) + n(t)$$

$$y_s(t) = f(t) * h(t)$$

$$y(t) = [f(t) + n(t)] * h(t)$$

$$y_n(t) = n(t) * h(t)$$

Ismert jel zajban, optimális vevő

A zaj átlagteljesítménye a szűrő bemenetén:

$$P_{Nin} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega) d\omega$$

A zaj teljesítményének várható értéke a szűrő kimenetén:

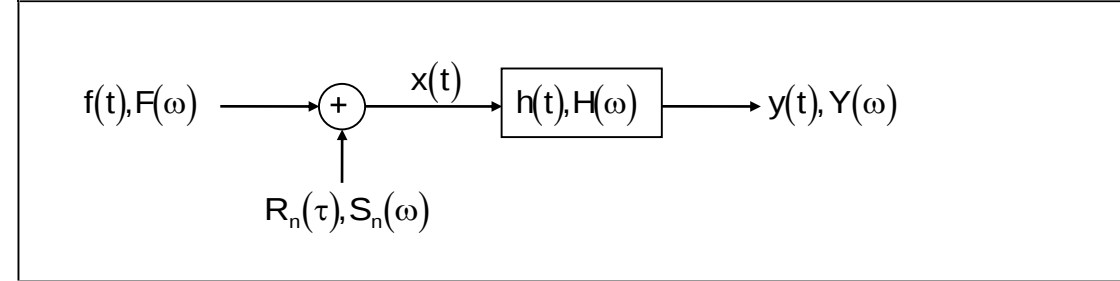
$$P_N = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega$$

A kimeneti jel pillanatnyi amplitúdója a t_0 pillanatban:

$$y_f(t_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) H(\omega) e^{j\omega t_0} d\omega$$

és ebből a pillanatnyi teljesítmény a t_0 pillanatban:

$$P_S(t_0) = |y_f(t_0)|^2 = \left(\frac{1}{2\pi} \right)^2 \left| \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) H(\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2$$



végül a kimeneti jel-zaj viszony:

$$\frac{P_S(t_0)}{P_N} = \frac{1}{2\pi} \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) H(\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega}$$

Ismert jel zajban, optimális vevő

$$\frac{P_S(t_0)}{P_N} = \frac{1}{2\pi} \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) H(\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega}$$

Ennek a kifejezésnek kell a maximumát keresni a $|H(\omega)|$ szűrő átviteli karakterisztika függvényében.

$$\underset{H(\omega)}{\text{Max}} \left\{ \frac{P_S(t_0)}{P_N} \right\}$$

Vezessük be a következő segédfüggvényeket:

$$F_0^*(\omega) \triangleq \frac{F(\omega)}{\sqrt{S_n(\omega)}} e^{j\omega t_0}$$

$$F_1(\omega) \triangleq F(\omega) \sqrt{S_n(\omega)}$$

Ekkor a jel-zaj viszonyra vonatkozó egyenletünk a következőképp alakul:

$$\frac{P_S(t_0)}{P_N} = \frac{1}{2\pi} \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} F_0^*(\omega) F_1(\omega) d\omega \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |F_1(\omega)|^2 d\omega}$$

A kifejezés maximumának megállapításához használjuk fel a Cauchy–Bunyakovszkij–Schwarz egyenlőtlenséget:

Cauchy–Bunyakovszkij–Schwarz egyenlőtlenség a valós vagy komplex számtest feletti V euklideszi vektortér tetszőleges x és y elemének $\langle x, y \rangle$ skaláris szorzata abszolút értékének felső becslésére szolgál.

Ismert jel zajban, optimális vevő

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} F_0^*(\omega) F_1(\omega) d\omega \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |F_0(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |F_1(\omega)|^2 d\omega$$

az egyenlőség akkor és csak akkor teljesül, ha

$$F_1(\omega) = k F_0(\omega).$$

Ezt figyelembe véve átalakíthatjuk egyenlőtlenségünket egyenlőséggé α segéd konstans bevezetésével.

$$0 \leq \alpha \leq 1$$

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} F_0^*(\omega) F_1(\omega) d\omega \right|^2 = \alpha \int_{-\infty}^{\infty} |F_0(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |F_1(\omega)|^2 d\omega$$

helyettesítsük ezt vissza a maximalizálandó egyenletünkbe:

$$\frac{P_S(t_0)}{P_N} = \frac{1}{2\pi} \frac{\alpha \int_{-\infty}^{\infty} |F_0(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |F_1(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |F_1(\omega)|^2 d\omega}$$

majd egyszerűsítsünk:

$$\frac{P_S(t_0)}{P_N} = \frac{1}{2\pi} \alpha \int_{-\infty}^{\infty} |F_0(\omega)|^2 d\omega$$

fenti egyenlet a maximumot $\alpha = 1$ esetben veszi fel.

$$\underset{H(\omega)}{Max} \left\{ \frac{P_S(t_0)}{P_N} \right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_0(\omega)|^2 d\omega$$

Ismert jel zajban, optimális vevő

$$\underset{H(\omega)}{\text{Max}} \left\{ \frac{P_s(t_0)}{P_N} \right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_0(\omega)|^2 d\omega$$

$F_1(\omega)$ eredeti kifejezését visszahelyettesítve:

$$F_0^*(\omega) \triangleq \frac{F(\omega)}{\sqrt{S_n(\omega)}} e^{j\omega t_0}$$

$$\boxed{\underset{H(\omega)}{\text{Max}} \left\{ \frac{P_s(t_0)}{P_N} \right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|F(\omega)|^2}{S_n(\omega)} d\omega}$$

Az optimum szűrőre az

$$\alpha = 1 \Rightarrow F_1(\omega) = kF_0(\omega)$$

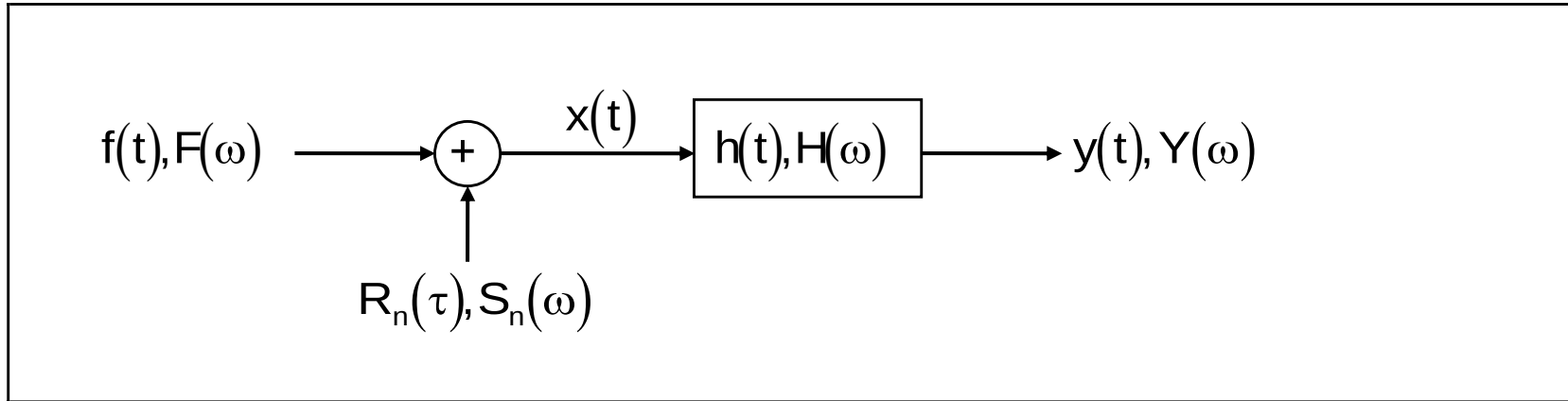
megkötésből következtethetünk $F_0(\omega)$

és $F_1(\omega)$ eredeti kifejezéseit visszahelyettesítve:

$$F_1(\omega) \triangleq F(\omega) \sqrt{S_n(\omega)}$$

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

Ismert jel zajban, optimális vevő



$$\mathop{Max}_{H(\omega)} \left\{ \frac{P_S(t_0)}{P_N} \right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|F(\omega)|^2}{S_n(\omega)} d\omega$$

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

Mennyire egyezik a szemléleti megközelítéssel?

Illesztett szűrő

Optimális vevő additív GWN esetében

Fehér zaj esetében $S_n(\omega) = N_0/2$.

Az optimális szűrő átviteli karakterisztikája:

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

a jel-zaj viszony maximuma pedig

$$\text{Max}_{H(\omega)} \left\{ \frac{P_S(t_0)}{P_N} \right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|F(\omega)|^2}{S_n(\omega)} d\omega = \frac{2}{N_0} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega = \frac{2E}{N_0}$$

SNR maximum:

$$\text{Max}_{H(\omega)} \left\{ \frac{P_S(t_0)}{P_N} \right\} = \frac{2E}{N_0}$$

Optimális vevő:

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

Illesztett szűrő, korrelációs vevő

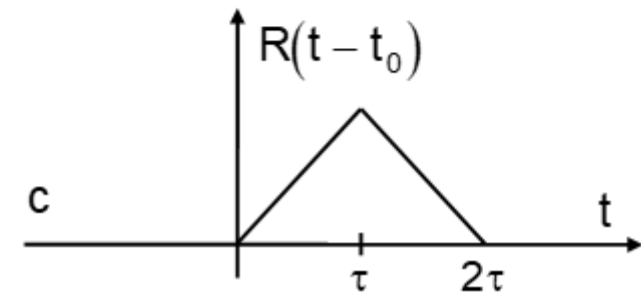
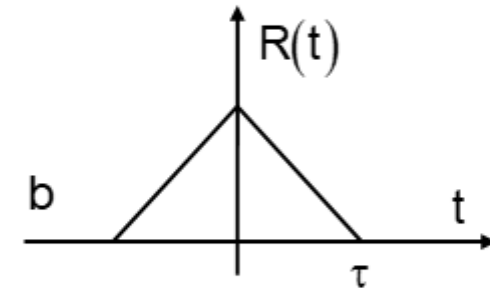
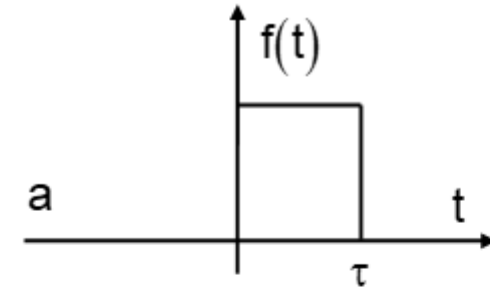
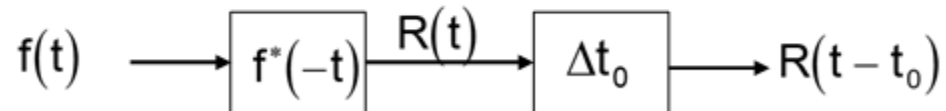
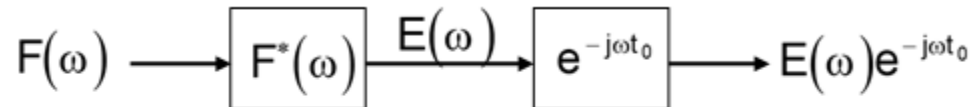
Optimális vevő:

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

legyen $k = 1$

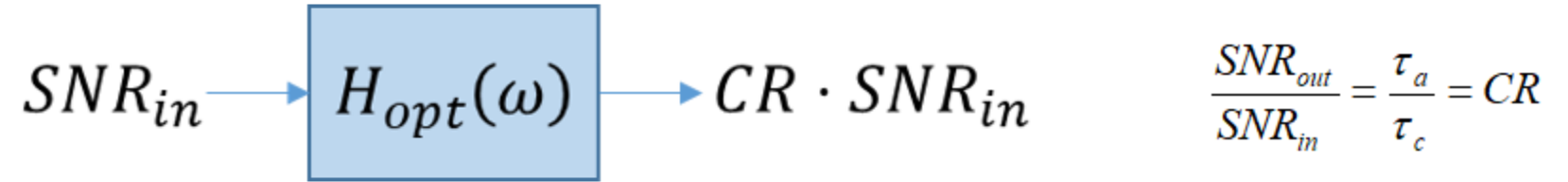
ugyanaz időtartományban:

$$h_{opt}(t) = f^*(-t)$$



Az autókorrrelációs függvény a 0 helyen az ismert jel energiáját adja.

Illesztett szűrő, korrelációs vevő



$$CR = G_{sp} = \frac{T}{\tau_c} = TB$$

T egyszerű impulzus sávszélessége: $1/B$

Szubmoduláció B kiterjesztésére

BT spektrális kiterjesztés

Az amplitúdójának moduláció alkalmazása nem célszerű, hiszen ez esetben a konstans maximális értékhez képest az energia csökkenne.

Szögmodulációt célszerű alkalmazni:

- **fázismoduláció**
- **frekvenciamoduláció**

Illesztett szűrő, korrelációs vevő

Frekvencia moduláció

1. lineáris frekvencia moduláció, LFM
2. nemlineáris frekvencia moduláció, NLFM

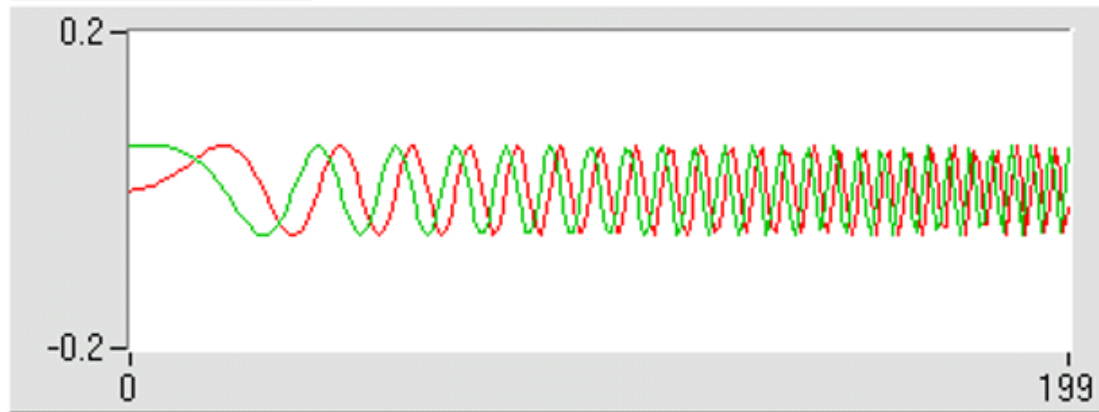
Fázis moduláció

1. BiPhase moduláció
2. PolyPhase moduláció

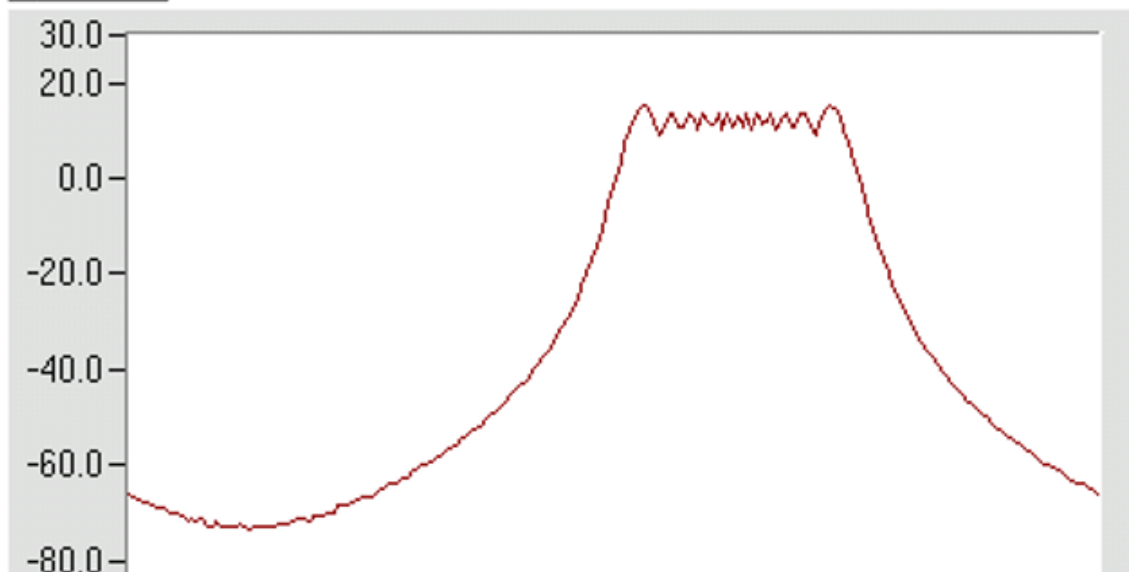
Illesztett szűrő, korrelációs vevő

Lineáris frekvencia moduláció, LFM chirp

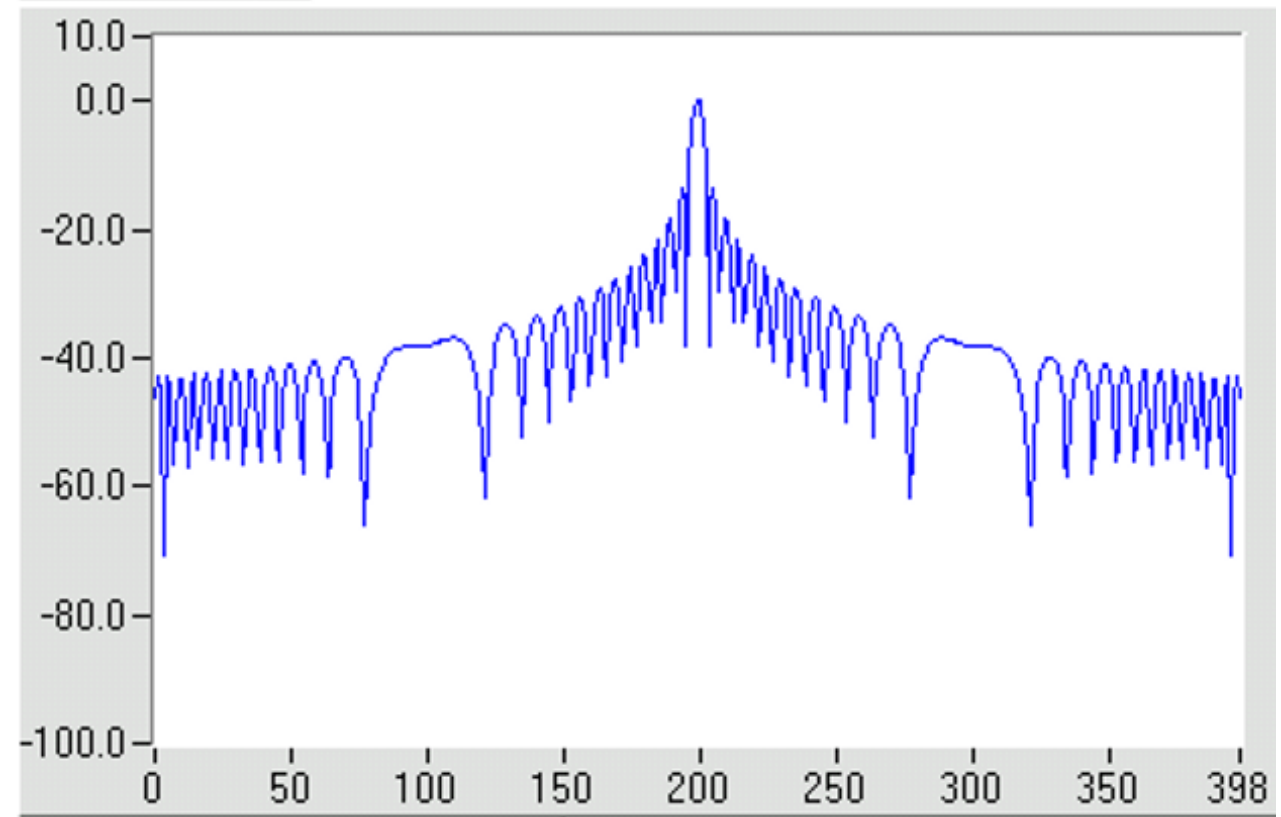
Transmitted signal



Spectrum



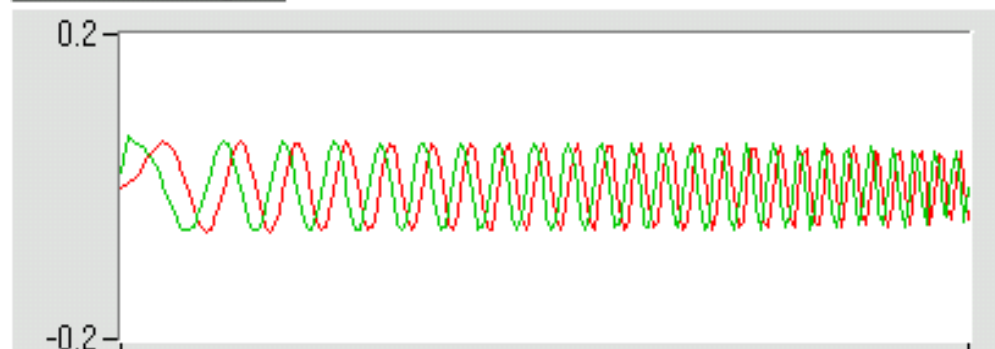
Receiver output



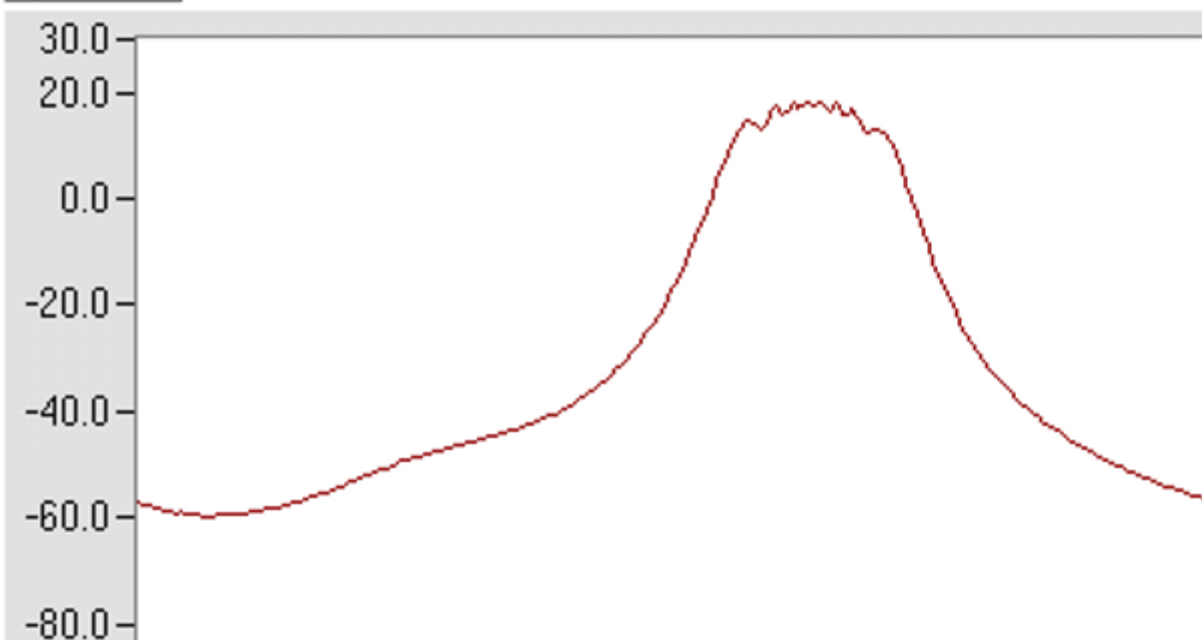
Ismert jel zajban, optimális vevő

Non-Lineáris FM, NLFM chirp (TB=50)

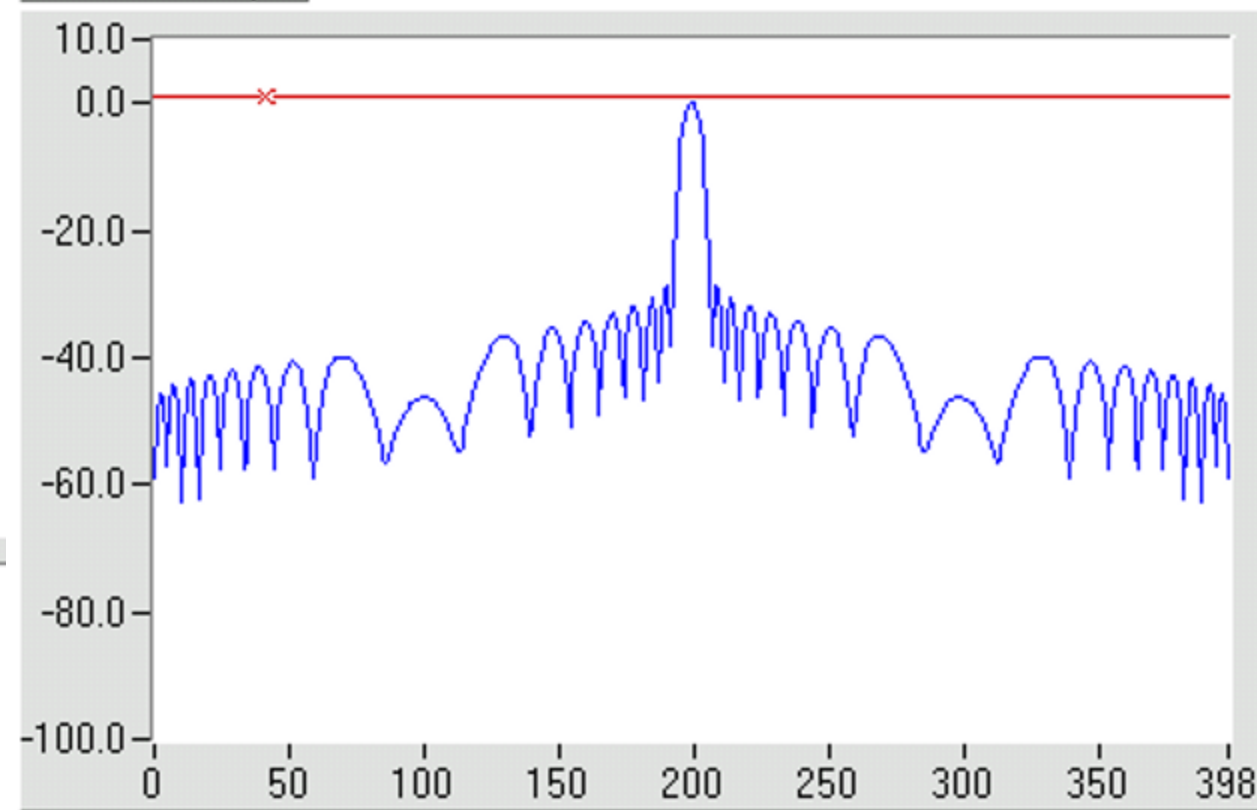
Transmitted signal



Spectrum



Receiver output



- spektrális összefogottság
- nagy melléknyaláb elnyomás
- maximális energia

Ismert jel zajban, optimális vevő

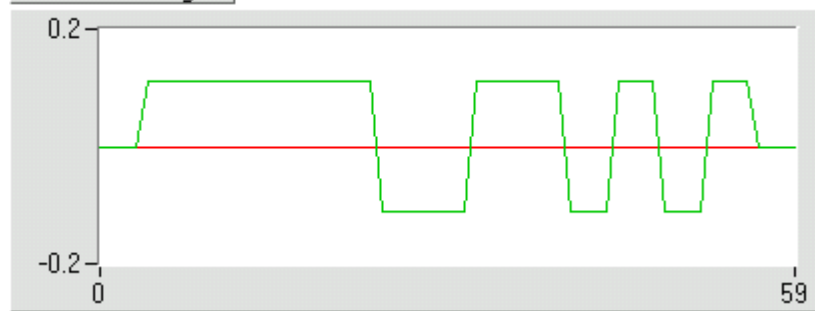
BPSK, Barker kódok

N	$\{c_n\}$	$kiemelés [dB]$	PSL	$ISL [dB]$
2	++	6.0	1	3.0
2	-+	6.0	1	3.0
3	++-	9.5	1	6.5
4	++-+	12.0	1	12.0
4	+++-	12.0	1	12.0
5	+++-+	14.0	1	14.0
7	+++--+	16.9	1	16.9
11	+++---+--+	20.8	1	20.8
13	+++++--+--+	22.3	1	22.3

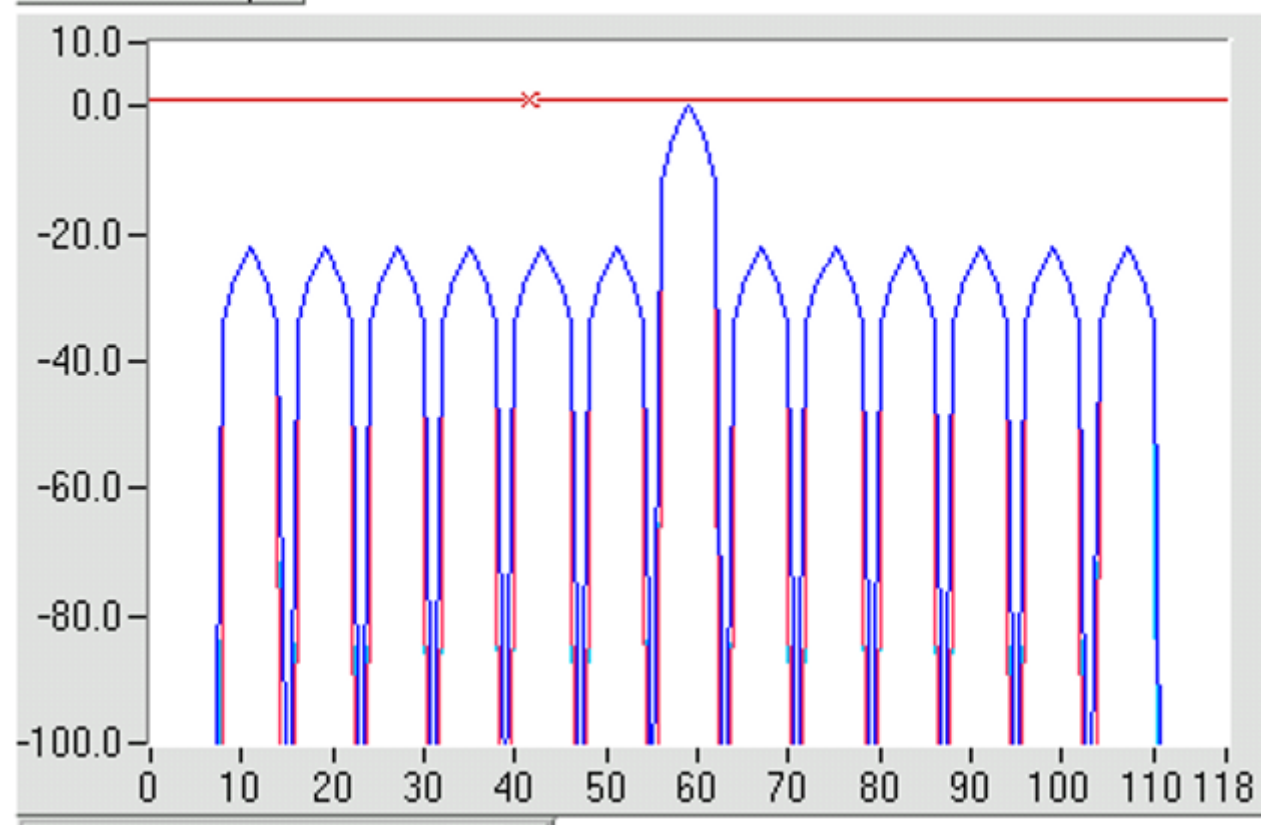
Ismert jel zajban, optimális vevő

BPSK, Barker13

Transmitted signal



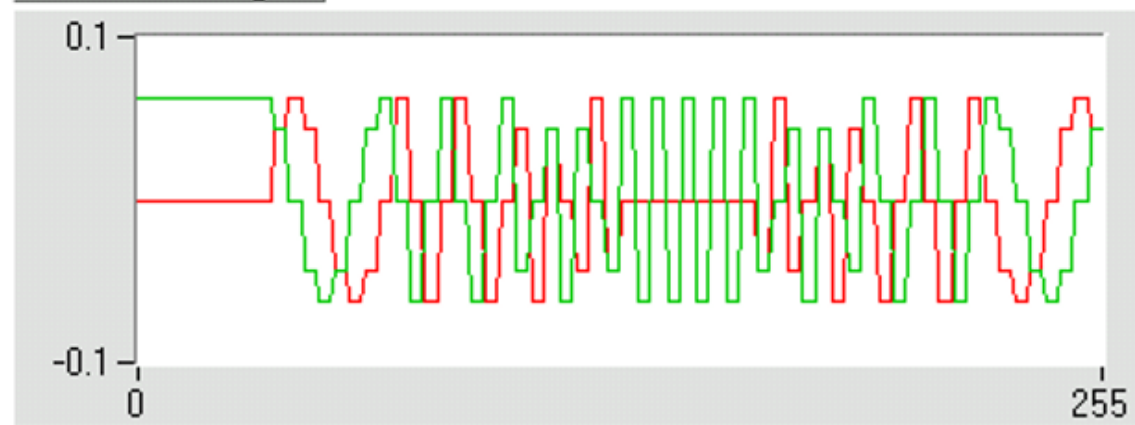
Receiver output



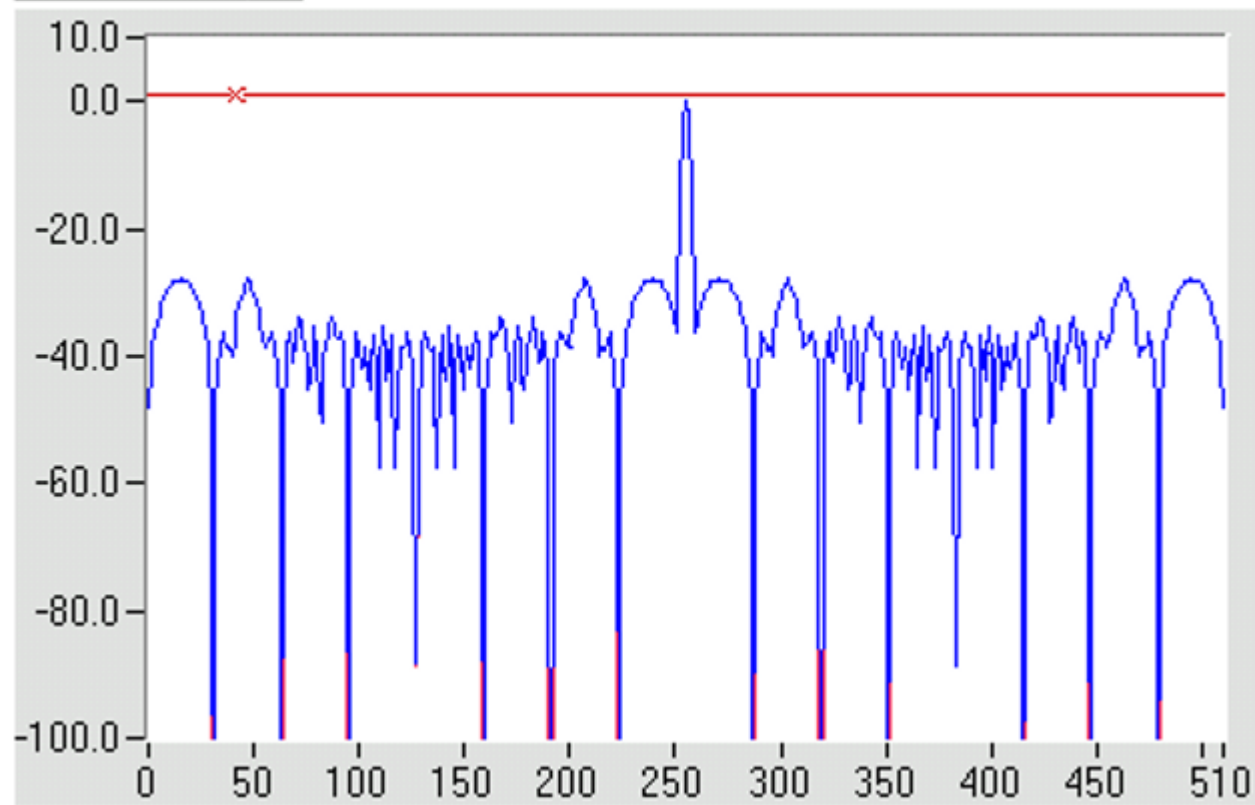
Ismert jel zajban, optimális vevő

QPSK, FRANK64

Transmitted signal



Receiver output



Ismert jel zajban, optimális vevő

5. A következő táblázat a bolygók Földhöz viszonyított legközelebbi távolságait adja meg a Föld-Hold távolságára normálva: (10 pont)

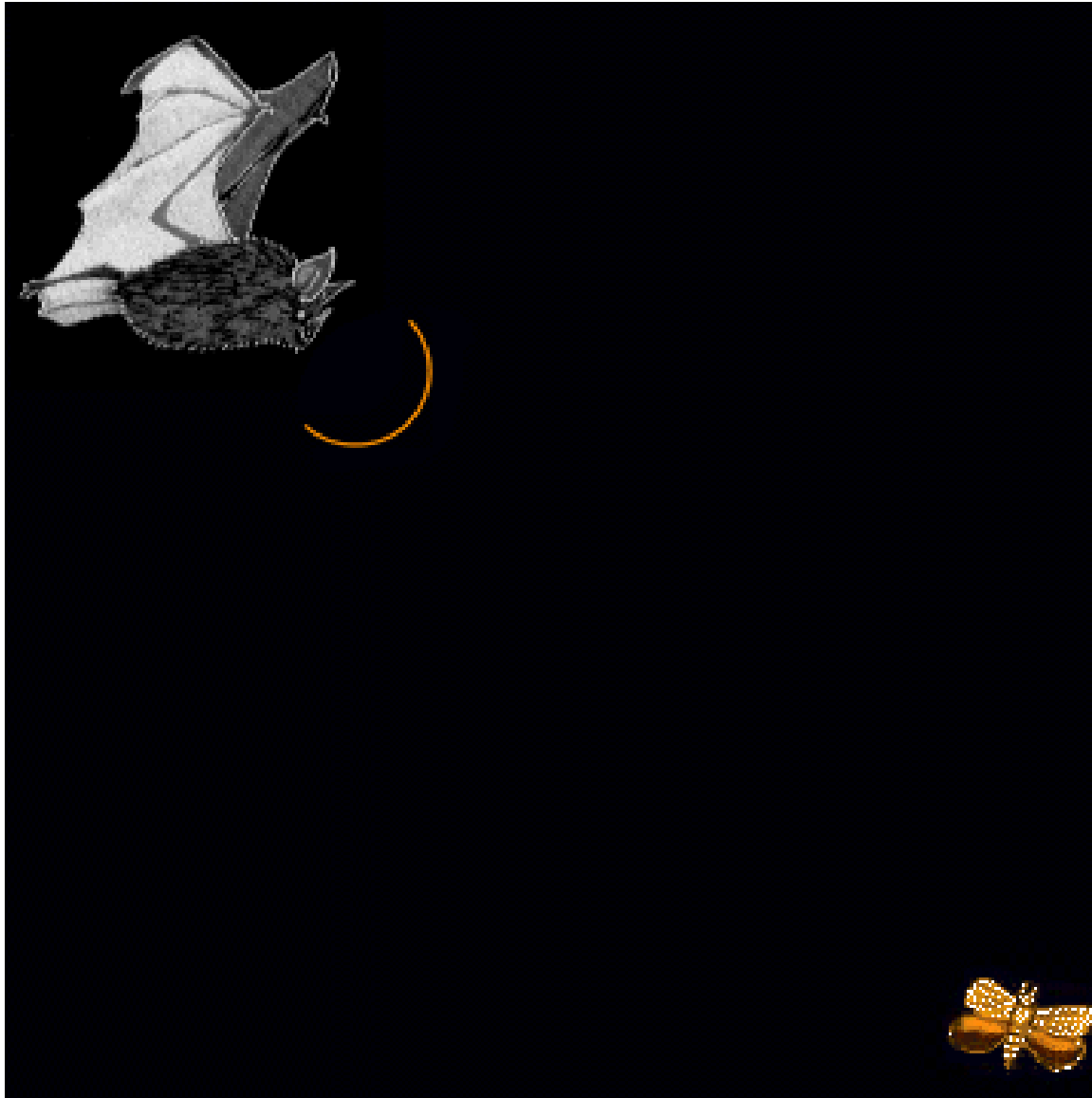
Merkúr	Vénusz	Föld	Mars	Jupiter	Szaturnusz	Uránusz	Neptunusz
235	108	0	200	1615	3288	6992	11177
		-					

Készítettünk egy űrszondát, amely jelenleg Hold távolságnyira van és 10Mbit/s-os adatsebességgel tudunk vele kommunikálni. Az alkalmazott moduláció: BPSK. Ha a távolság növekedéséből adódó jelgyengülést az adatátviteli sebesség csökkentésével kívánjuk kompenzálni, hogyan alakulnak az egyes bolygóknál elérhető adatátviteli sebességek?

$$a_{sz} \sim d^2 \rightarrow 2d \rightarrow 4E \rightarrow 4T$$

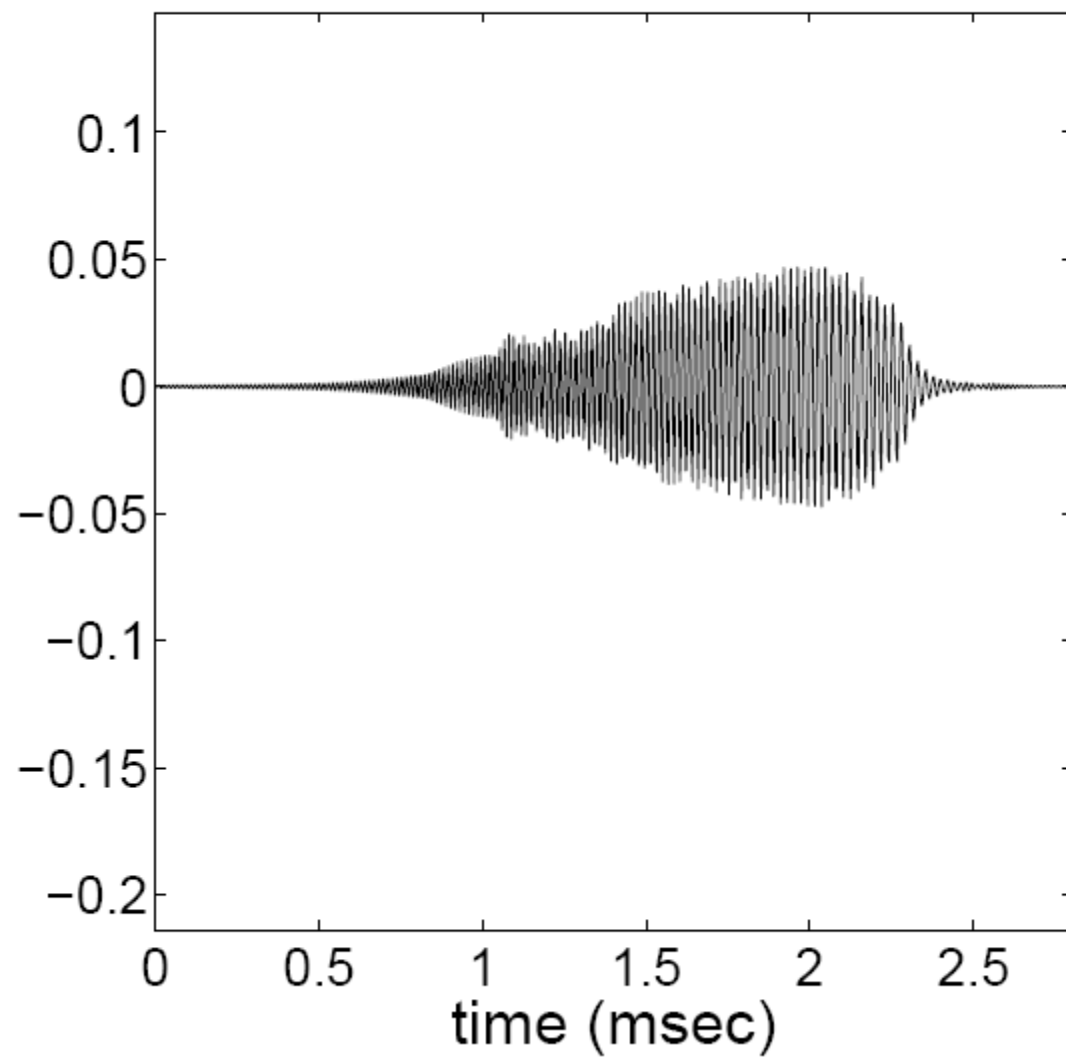
Merkúr	Vénusz	Föld	Mars	Jupiter	Szaturnusz	Uránusz	Neptunusz
235	108	0	200	1615	3288	6992	11177
		-					
181,08	857,34		250,00	3,83	0,92	0,20	0,08

Ismert jel zajban, optimális vevő

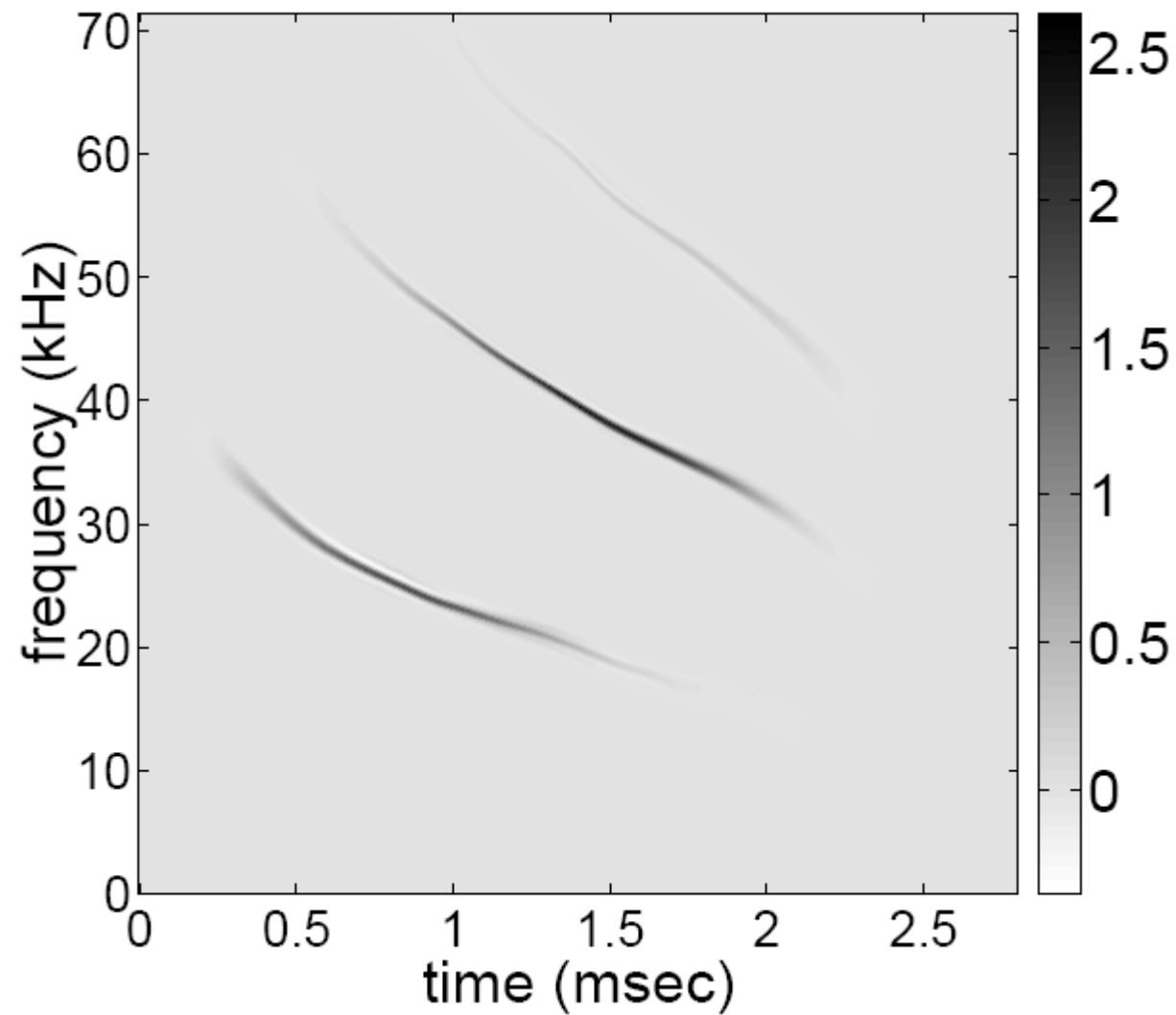


Ismert jel zajban, optimális vevő

(e)



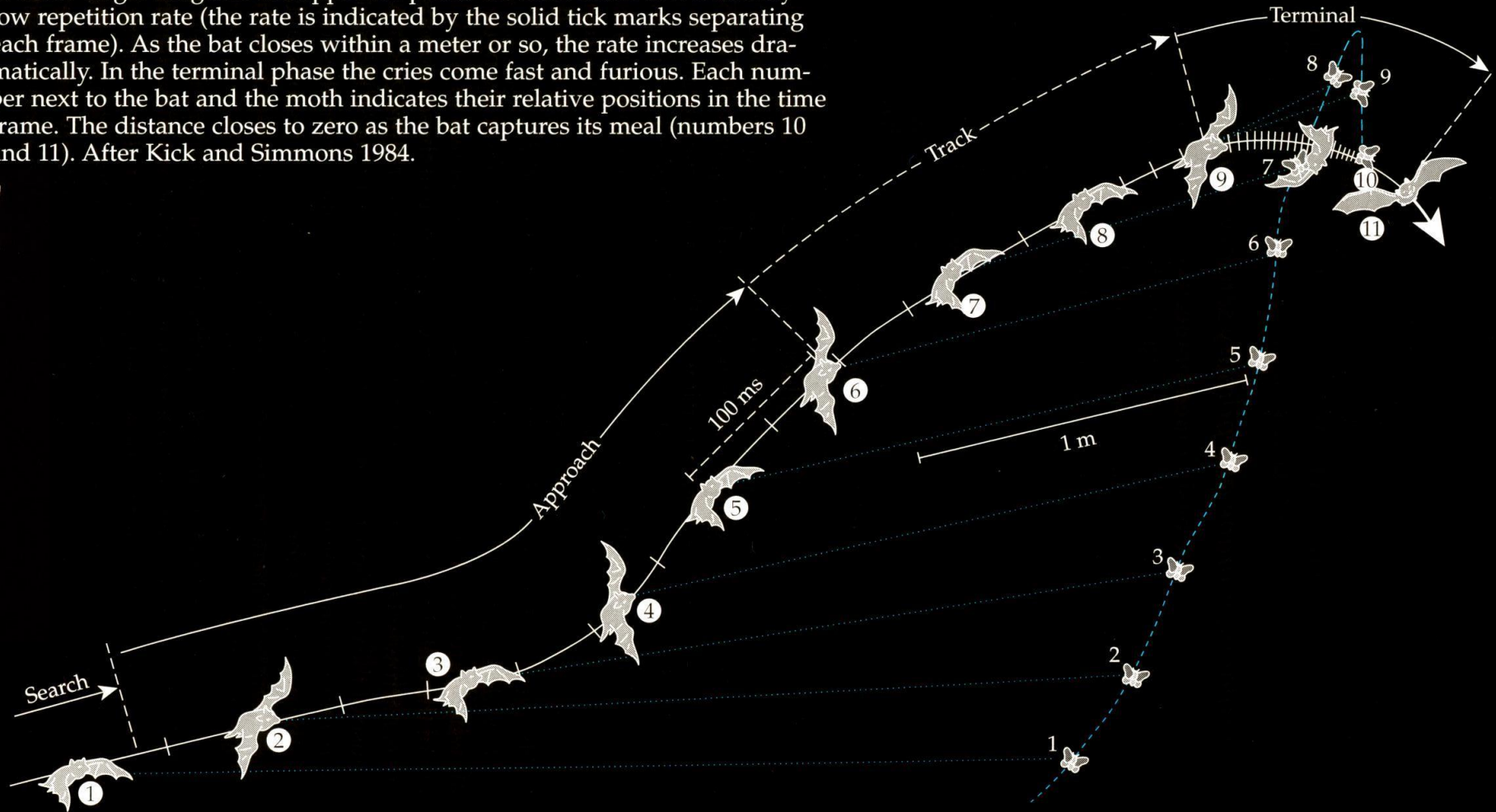
(f)



Ismert jel zajban, optimális vevő

2.8 Stages of prey pursuit and capture

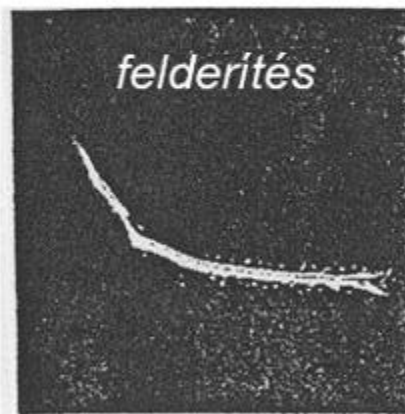
Images are based on stroboscopic photographs taken at 100 ms intervals. The thin dotted line connects corresponding images of the bat and the insect to show target range. In the approach phase the cries occur at a relatively low repetition rate (the rate is indicated by the solid tick marks separating each frame). As the bat closes within a meter or so, the rate increases dramatically. In the terminal phase the cries come fast and furious. Each number next to the bat and the moth indicates their relative positions in the time frame. The distance closes to zero as the bat captures its meal (numbers 10 and 11). After Kick and Simmons 1984.



Ismert jel zajban, optimális vevő



- a) felderítés,
- b) becserkészés,
- c) üldözés,
- d) elfogás.



(a)



(b)



(c)



(d)

Ismert jel zajban, optimális vevő

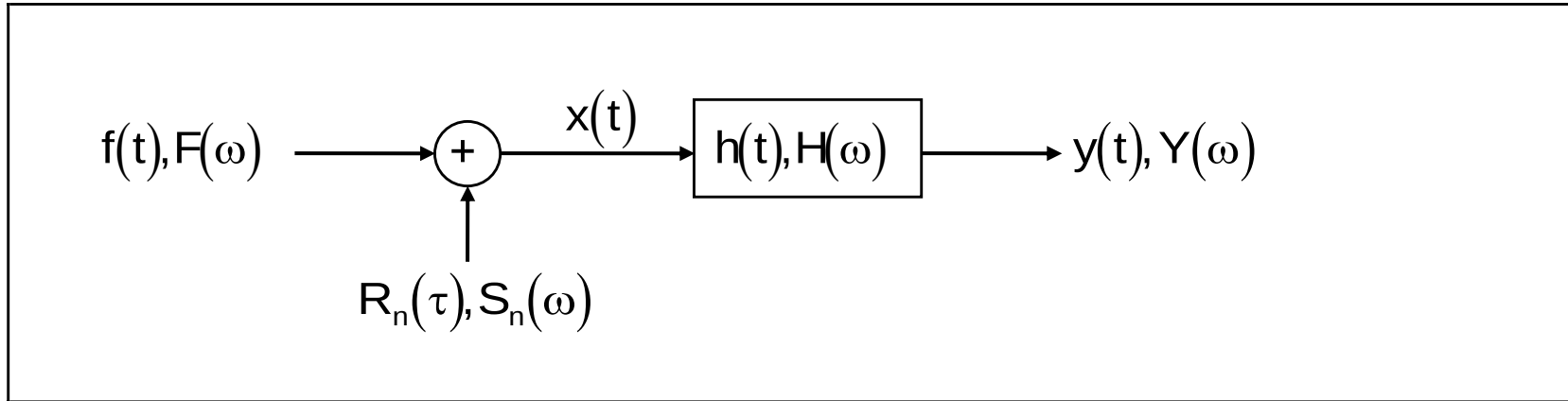


Ismert jel zajban, optimális vevő

Köszönöm a figyelmet!



Ismert jel zajban, optimális vevő



$$\mathop{Max}_{H(\omega)} \left\{ \frac{P_S(t_0)}{P_N} \right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|F(\omega)|^2}{S_n(\omega)} d\omega$$

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

Mennyire egyezik a szemléleti megközelítéssel?

Illesztett szűrő

Optimális vevő additív GWN esetében

Fehér zaj esetében $S_n(\omega) = N_0/2$.

Az optimális szűrő átviteli karakterisztikája:

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

a jel-zaj viszony maximuma pedig

$$\text{Max}_{H(\omega)} \left\{ \frac{P_S(t_0)}{P_N} \right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|F(\omega)|^2}{S_n(\omega)} d\omega = \frac{2}{N_0} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega = \frac{2E}{N_0}$$

SNR maximum:

$$\text{Max}_{H(\omega)} \left\{ \frac{P_S(t_0)}{P_N} \right\} = \frac{2E}{N_0}$$

Optimális vevő:

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

Illesztett szűrő, korrelációs vevő

Optimális vevő:

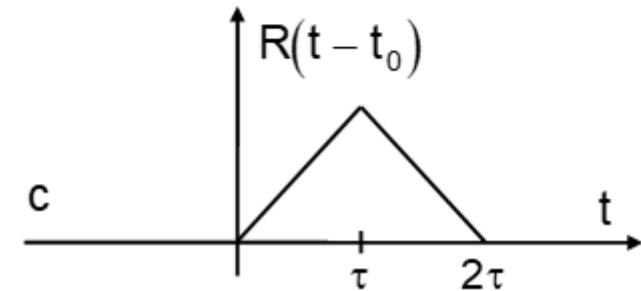
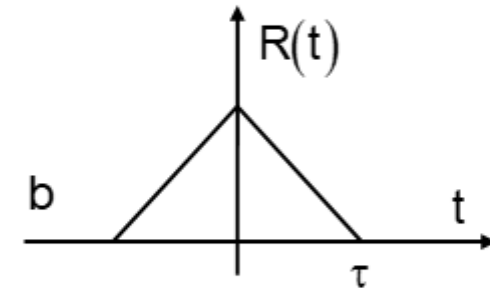
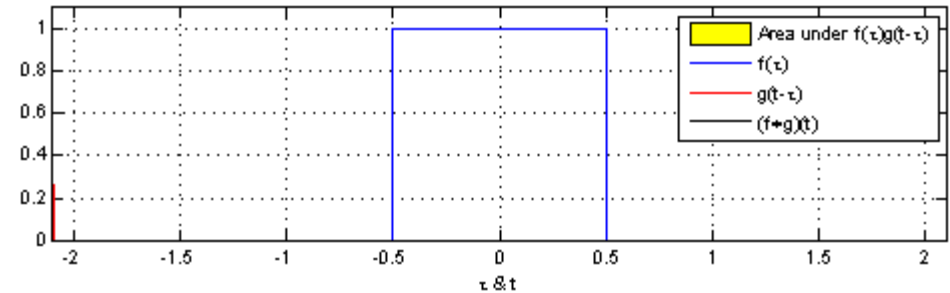
$$H_{opt}(\omega) = kF^*(\omega)e^{-j\omega t_0}$$

$$h_{opt}(t) = f^*(-t)$$

$$R(\tau) = \mathcal{M}\left\{f\left(t + \frac{\tau}{2}\right)f^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right\}$$

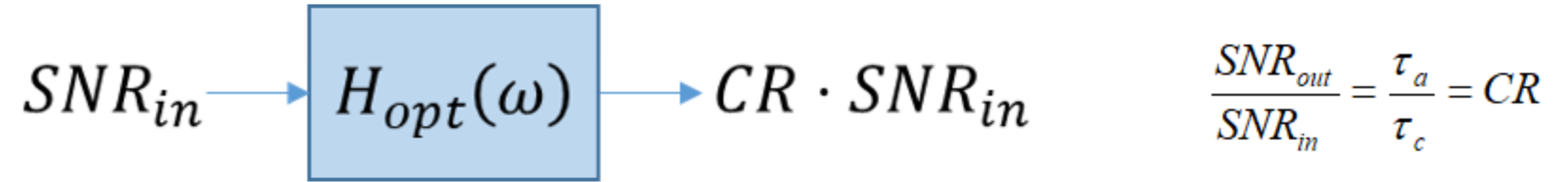
$$R(\tau) = \mathcal{M}\{f(t)f^*(t - \tau)\}$$

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)f^*(t - \tau)dt$$



Az autókorrelációs függvény a 0 helyen az ismert jel energiáját adja.

Illesztett szűrő, korrelációs vevő



$$CR = G_{sp} = \frac{T}{\tau_c} = TB$$

T egyszerű impulzus sávszélessége: $1/B$

Szubmoduláció B kiterjesztésére

BT spektrális kiterjesztés

Az amplitúdójának moduláció alkalmazása nem célszerű, hiszen ez esetben a konstans maximális értékhez képest az energia csökkenne.

Szögmodulációt célszerű alkalmazni:

- **fázismoduláció**
- **frekvenciamoduláció**

Illesztett szűrő, korrelációs vevő

Frekvencia moduláció

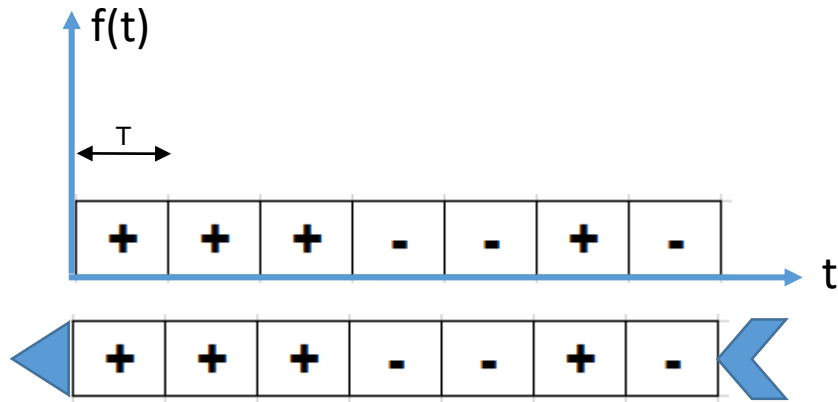
1. lineáris frekvencia moduláció, LFM
2. nemlineáris frekvencia moduláció, NLFM

Fázis moduláció

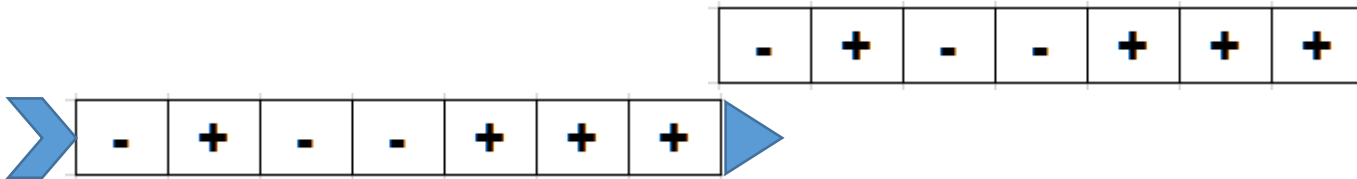
1. BiPhase moduláció
2. PolyPhase moduláció

Impulzuskompresszió

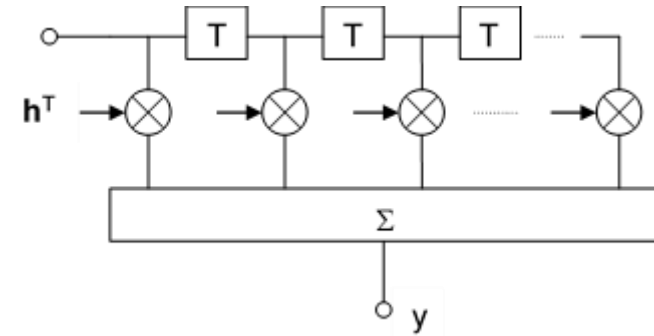
BPSK



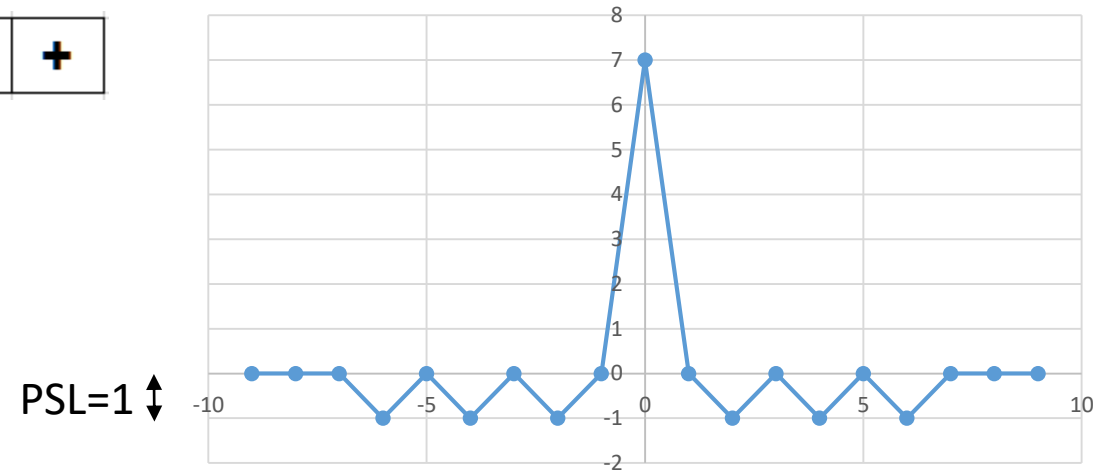
$$h_{opt}(t) = f^*(-t)$$



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

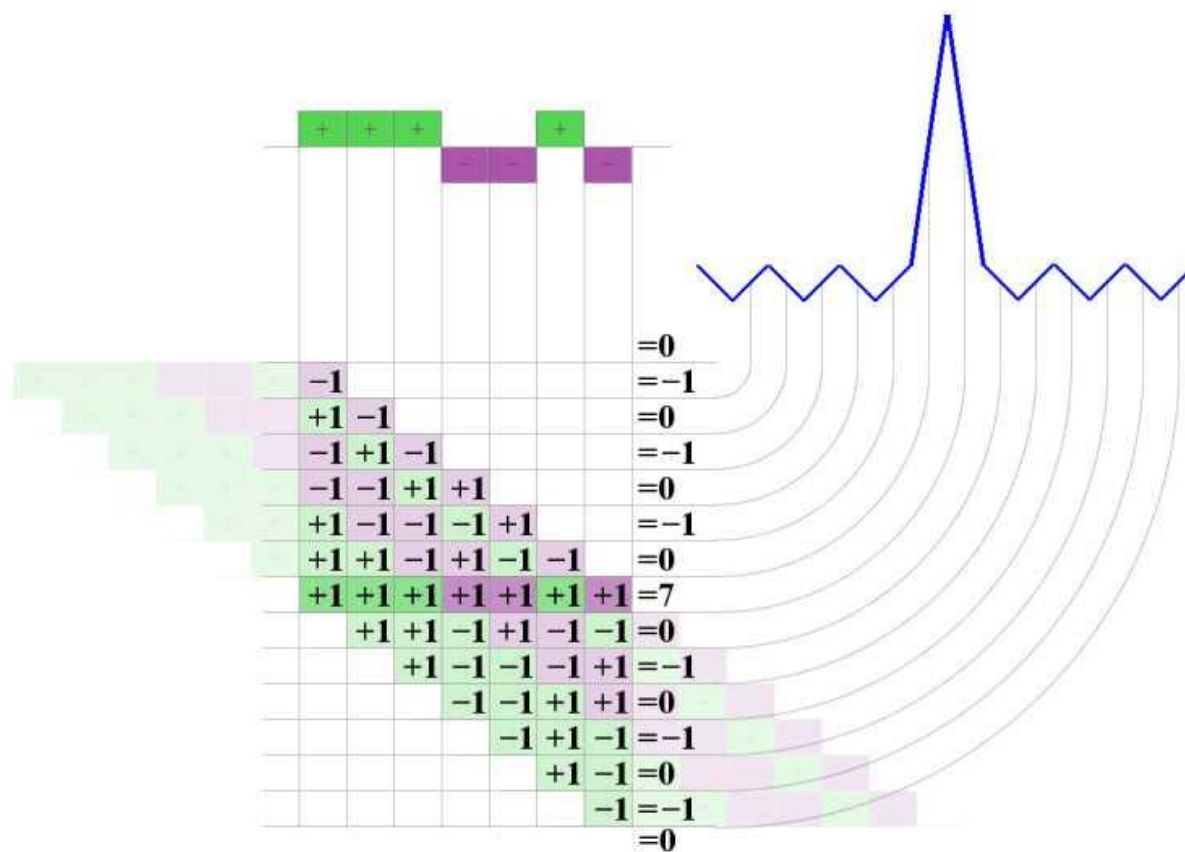


BARKER7



PSL: Peak Sidelobe Level

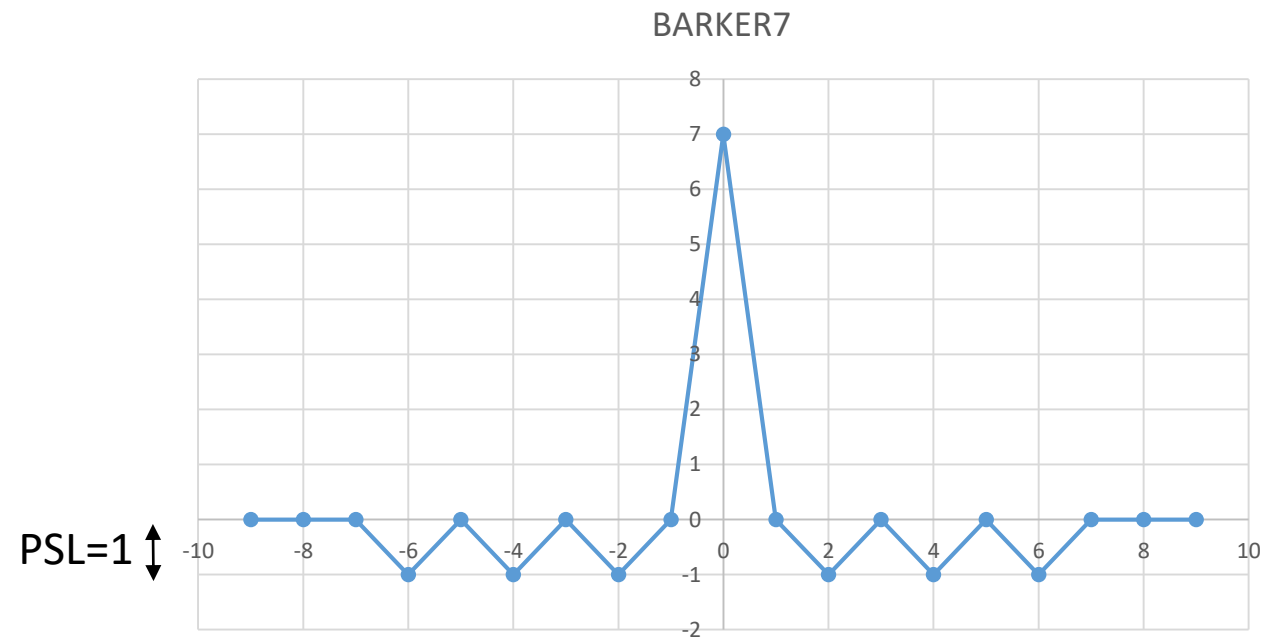
BPSK



Impulzuskompresszió

BARKER kódok

N	$\{c_n\}$	$kiemelés [dB]$	PSL	$ISL [dB]$
2	++	6.0	1	3.0
2	-+	6.0	1	3.0
3	++-	9.5	1	6.5
4	++++	12.0	1	12.0
4	+++-	12.0	1	12.0
5	+++++	14.0	1	14.0
7	++++-+-	16.9	1	16.9
11	++++-+-+--	20.8	1	20.8
13	++++-+-+--+	22.3	1	22.3



Impulzuskompresszió

BPSK kódok

BiPhase kódok

1. Barker
2. MPS (Minimum Peak Sidelobe)
3. Pseudorandom
4. Combined Barker Codes

PolyPhase kódok

1. Frank
2. P4
3. Welton

Doppler érzékenység szimuláció

Kódhossz	PSL	PSL [dB]	Megjegyzés
13	1	-22.3	*,+,0
28	2	-22.9	0,+
31	4	-17.8	**
29-48	3	[-19.7,-24.1]	0
51	3	-24.6	+
63	6	-20.4	+
69	4	-24.7	+
88	5	-24.9	**
101	6	-24.5	+
127	9	-23.0	**
127	7	-25.2	+
255	13	-25.9	**
317	12	-28.4	+
511	19	-28.6	**
577	17	-30.6	**+
1019	24	-32.6	+
1023	29	-30.9	**

Optimális biphasz kódok

Impulzuskompresszió

BPSK kódok, kombinált Barker kód

N=5 Barker kód:

+++-+

N=4 Barker kód:

++-+

5x4 Barker kód:

++-+

++-+

++-+

--+-

++-+

+

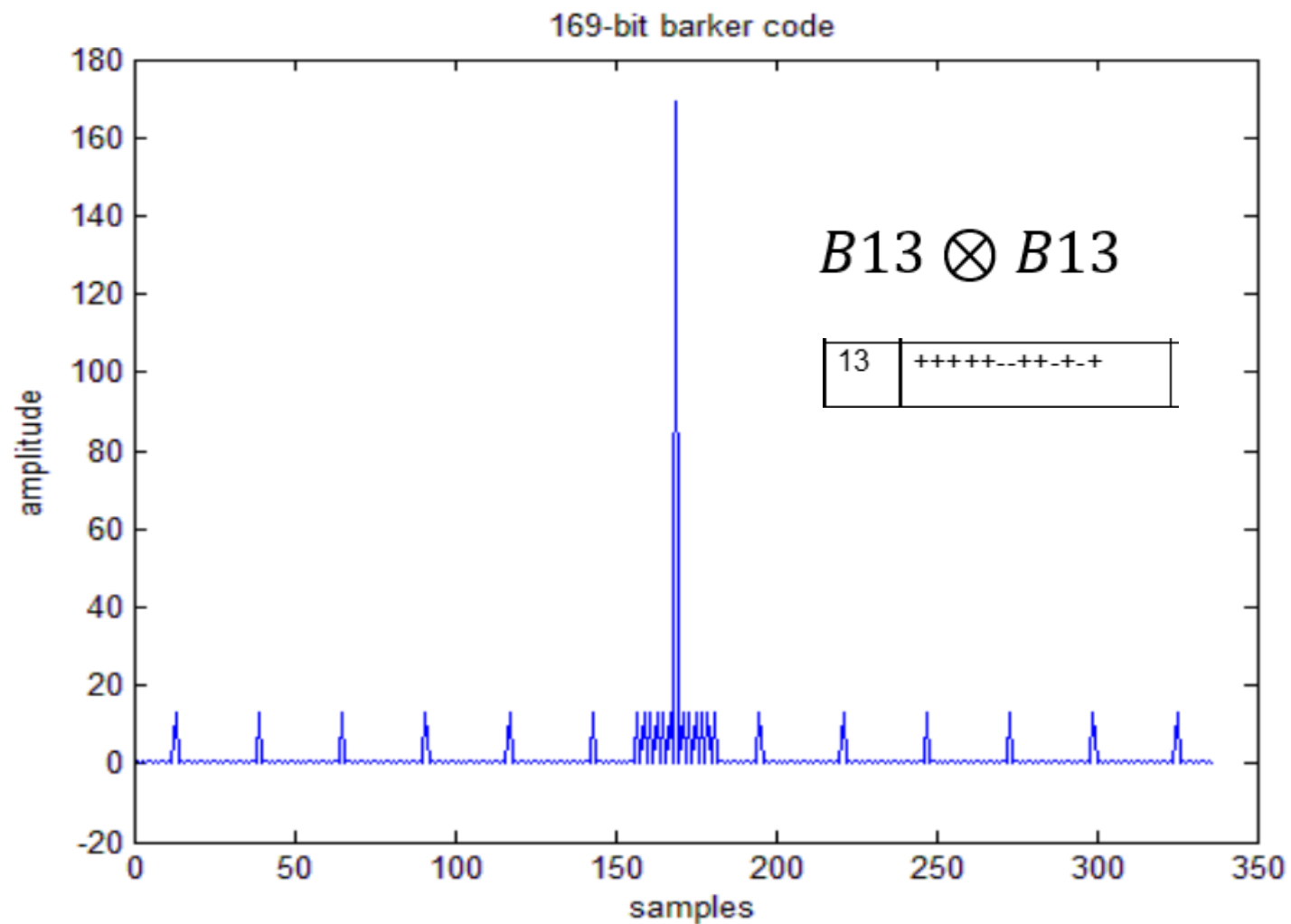
+

+

-

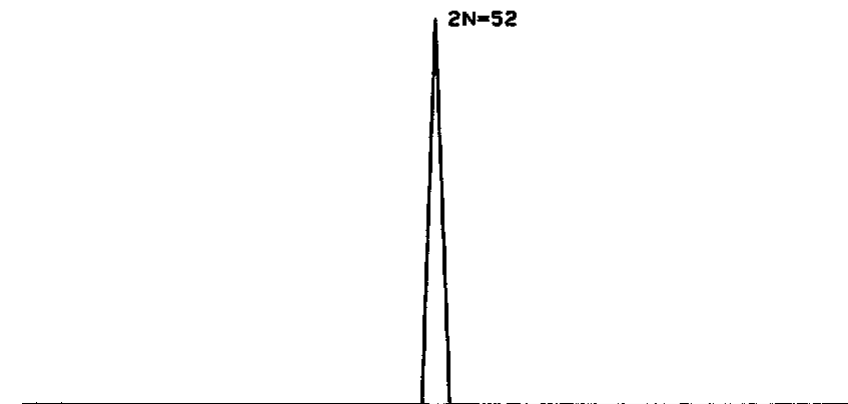
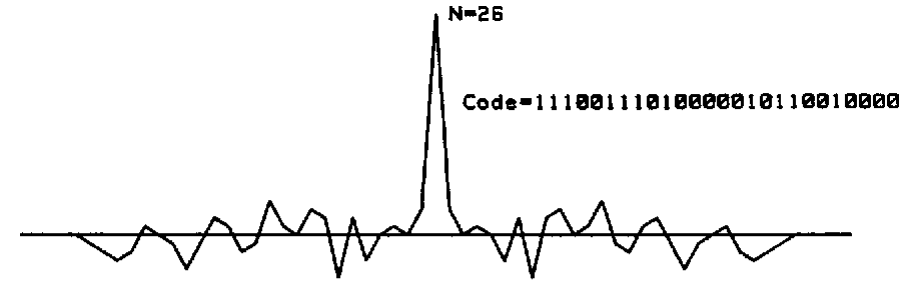
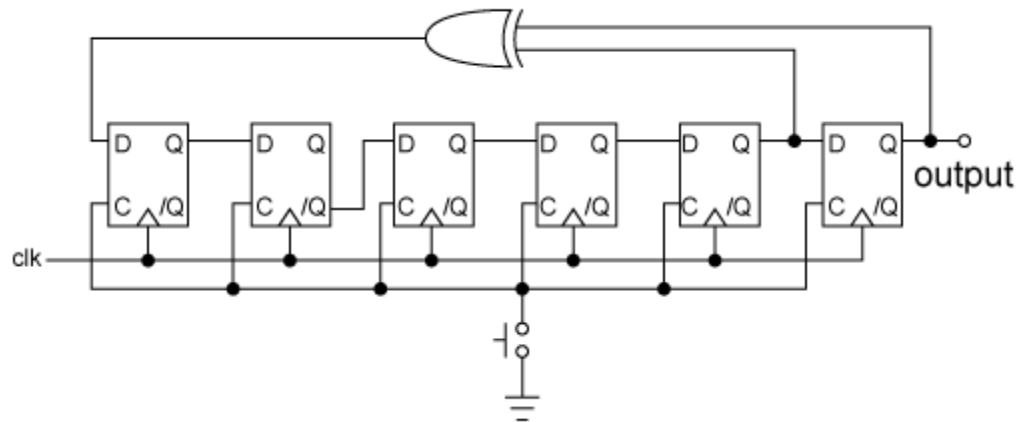
+

5x4 kombinált Barker kód



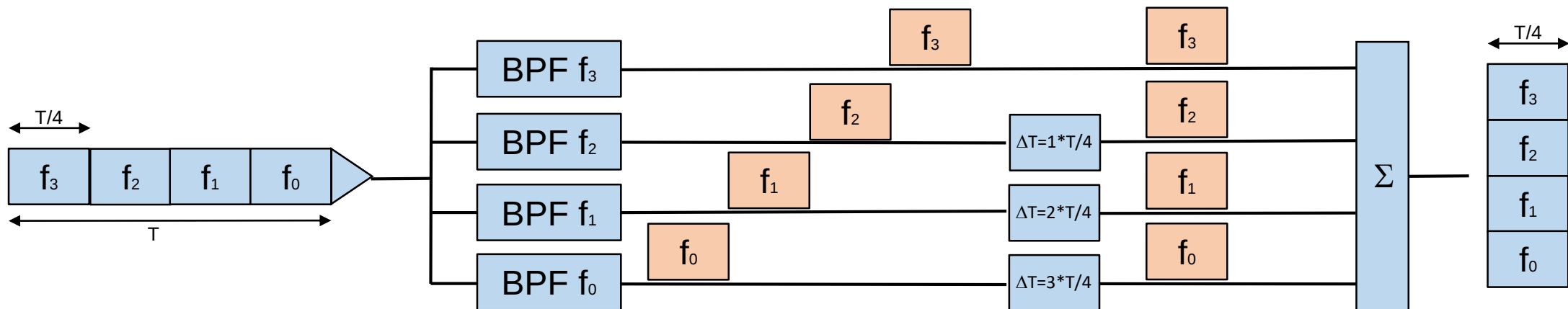
Impulzuskompresszió

BPSK kódok, pseudo-random code



Impulzuskompresszió

Stepped FM

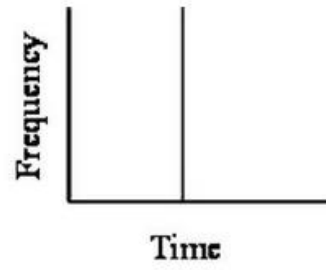
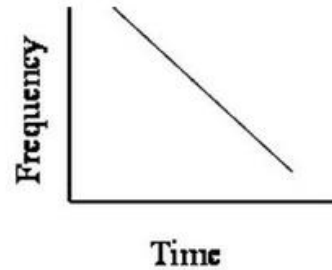
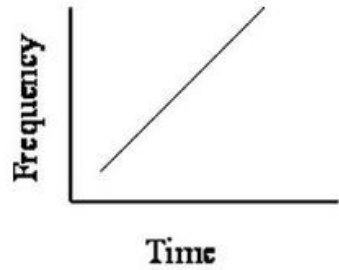


$CR=4$

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

Impulzuskompresszió

Lin FM chirp



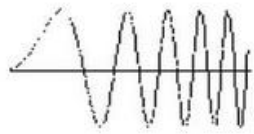
$$s = vt$$

$$s = \frac{a}{2}t^2$$

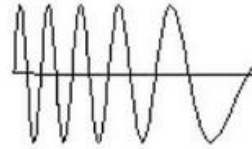


$$\varphi = \omega t$$

$$\varphi = \frac{a_{\omega}}{2}t^2$$



$s(t)$
Input



$h'(t)$
Filter response

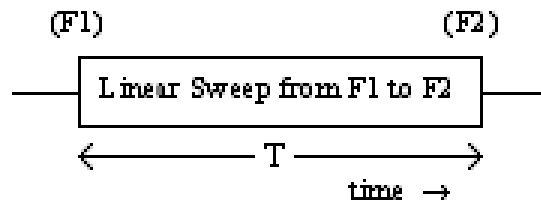


$g'(\tau)$
Output

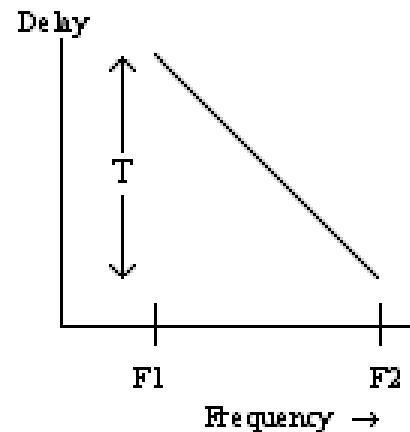
$\int$

$\int$

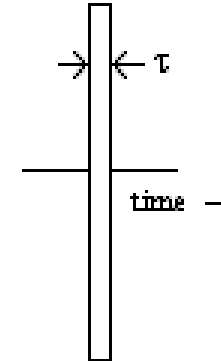
Linear Chirp



Delay Characteristic of Compressor



Compressed Pulse

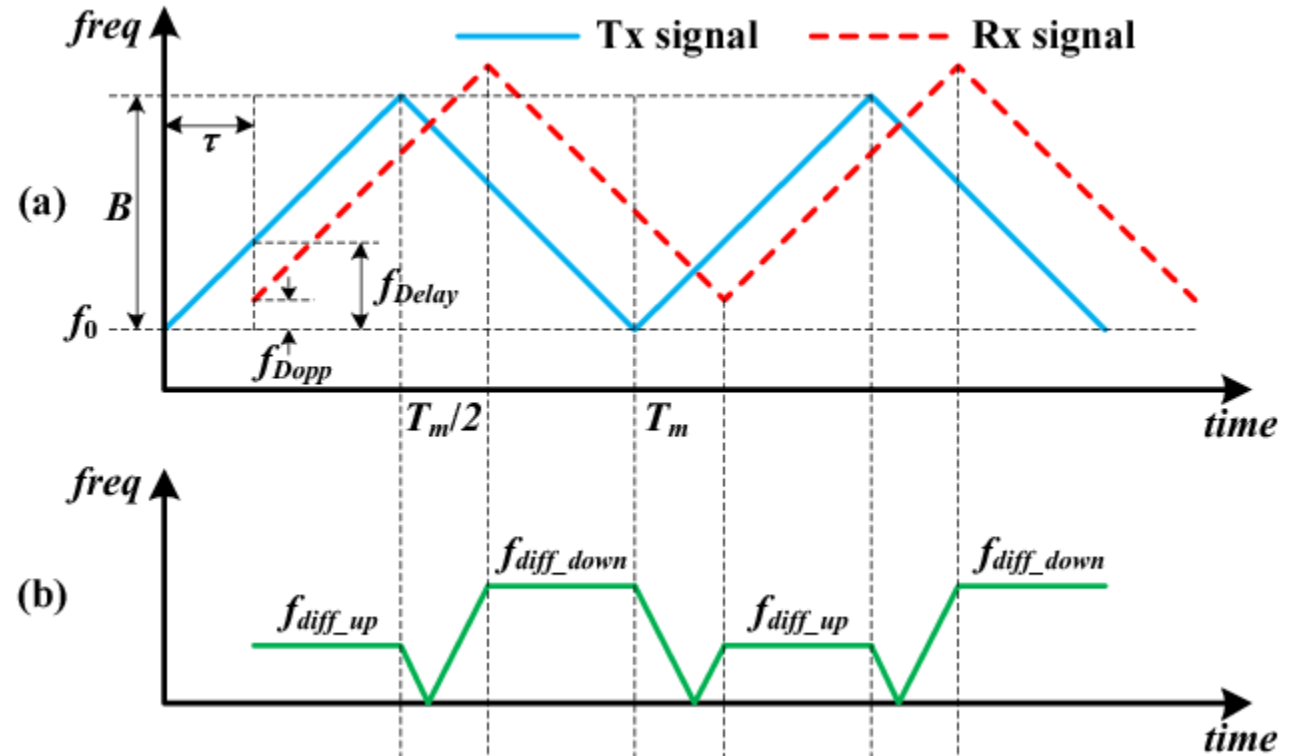
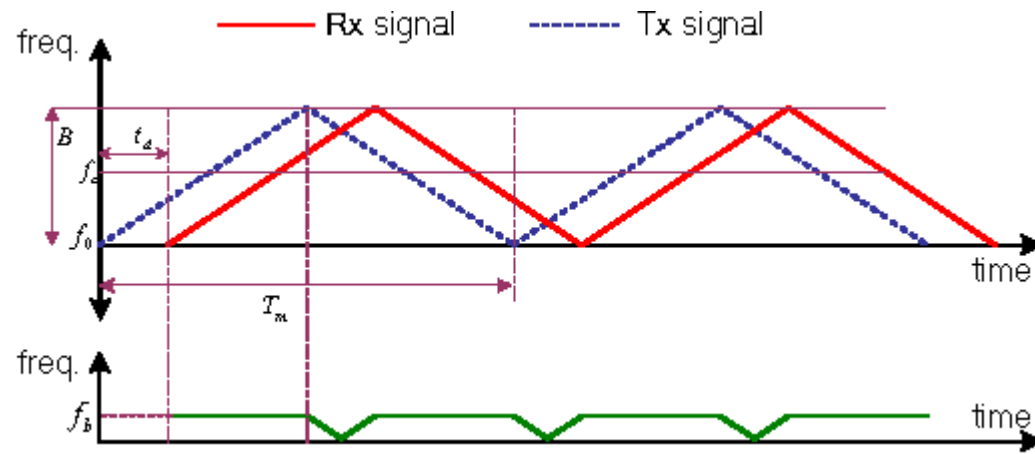


$$\tau = 1/B$$

$$B = F2 - F1$$

Impulzuskompresszió

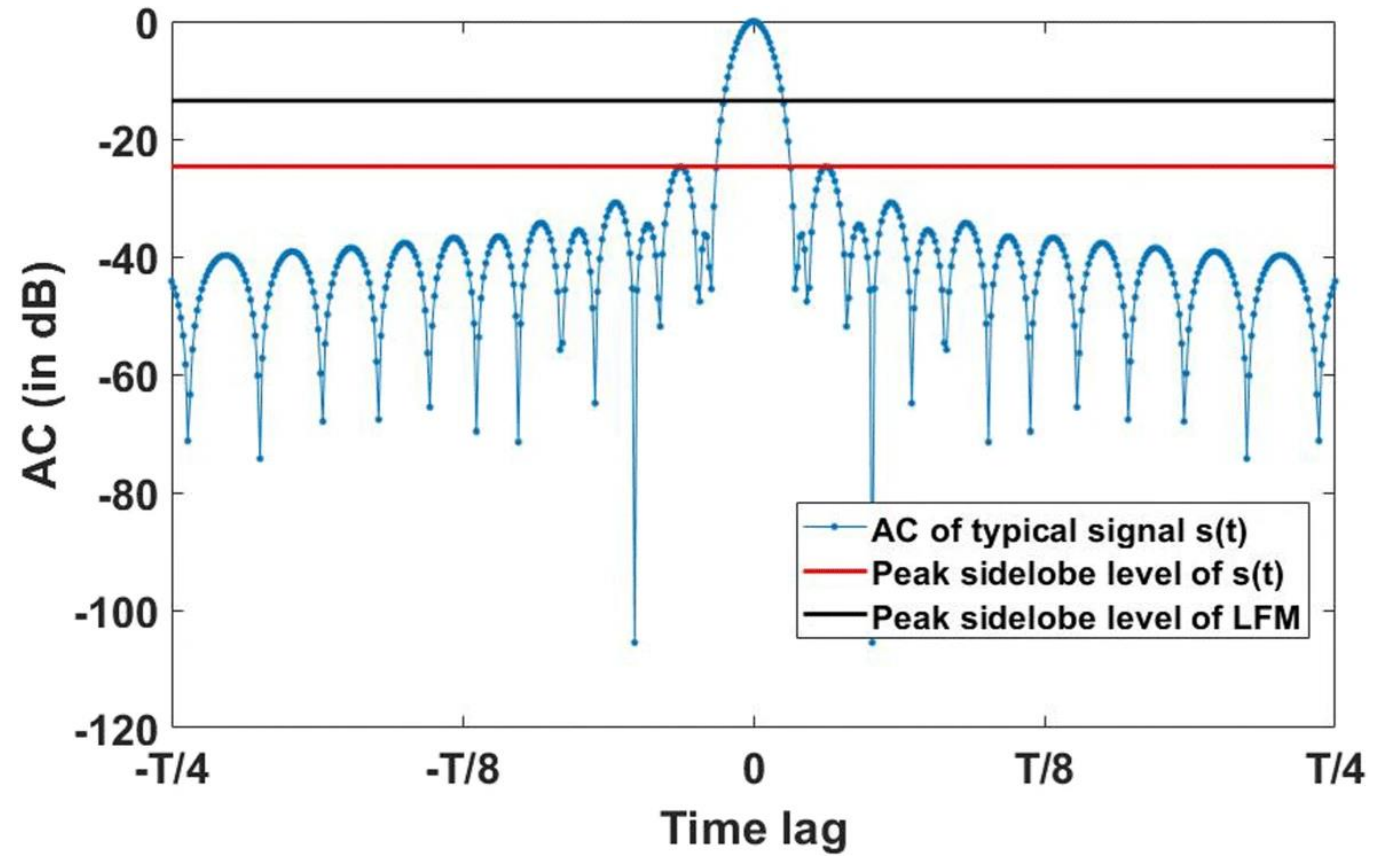
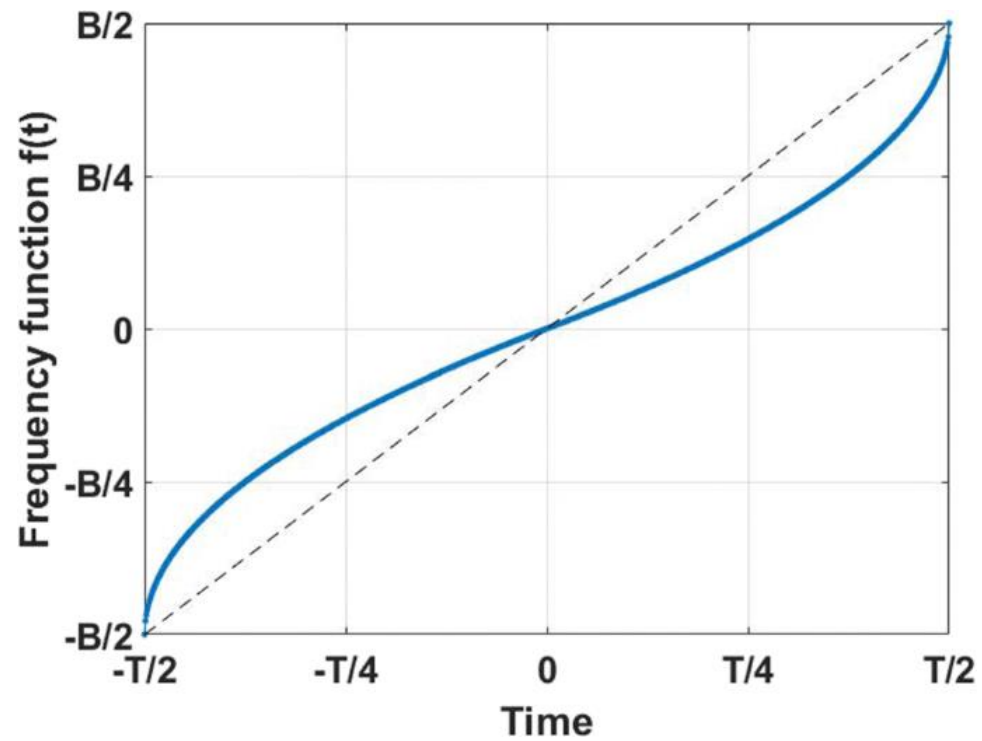
Lin FMCW, Doppler érzékenység



Szűrő illesztési hiba és plusz késleltetés!

Impulzuskompresszió

Nonlinear FM chirp



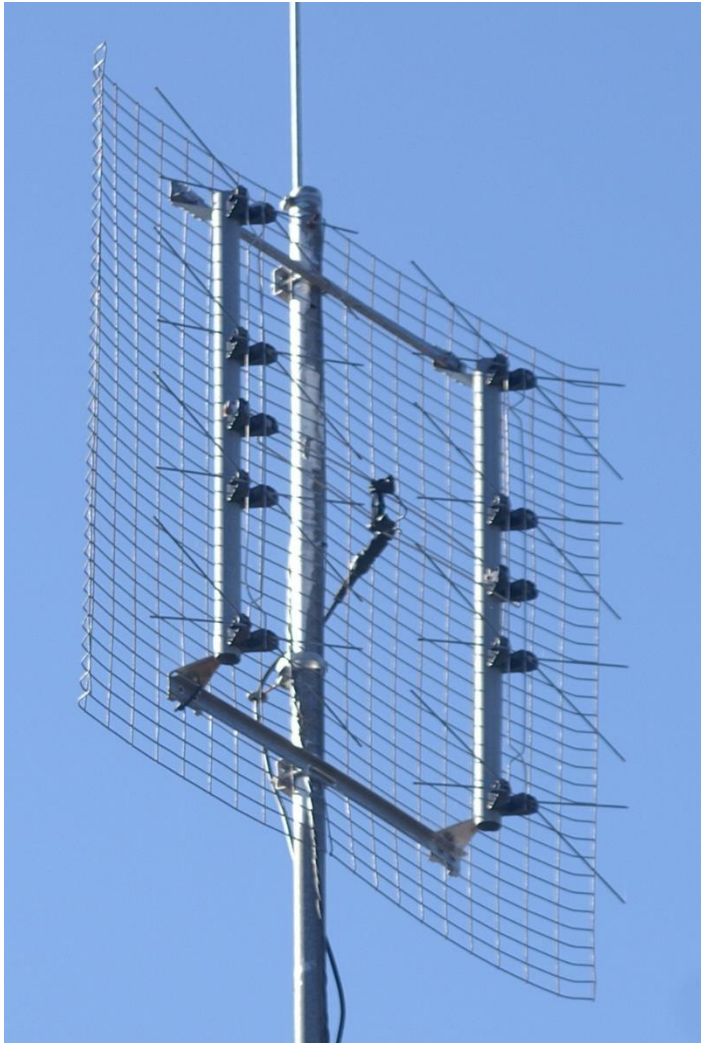
Nagyobb dinamika!

Köszönöm a figyelmet!

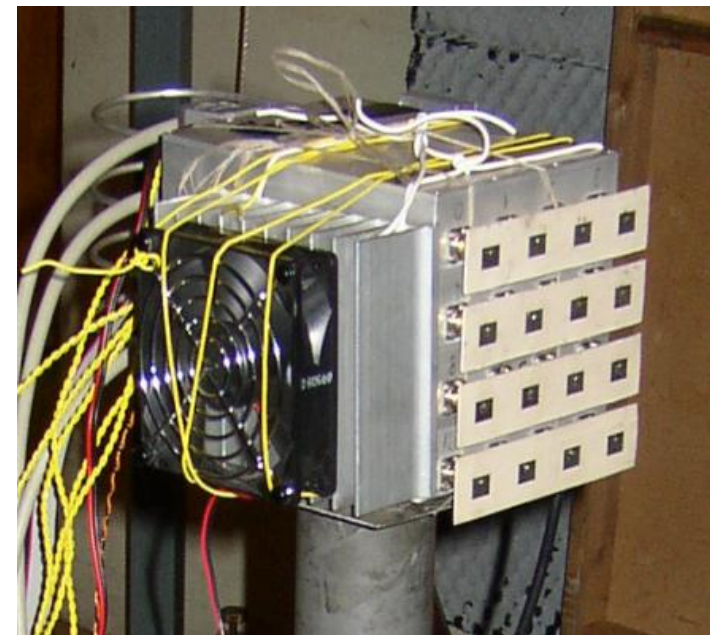
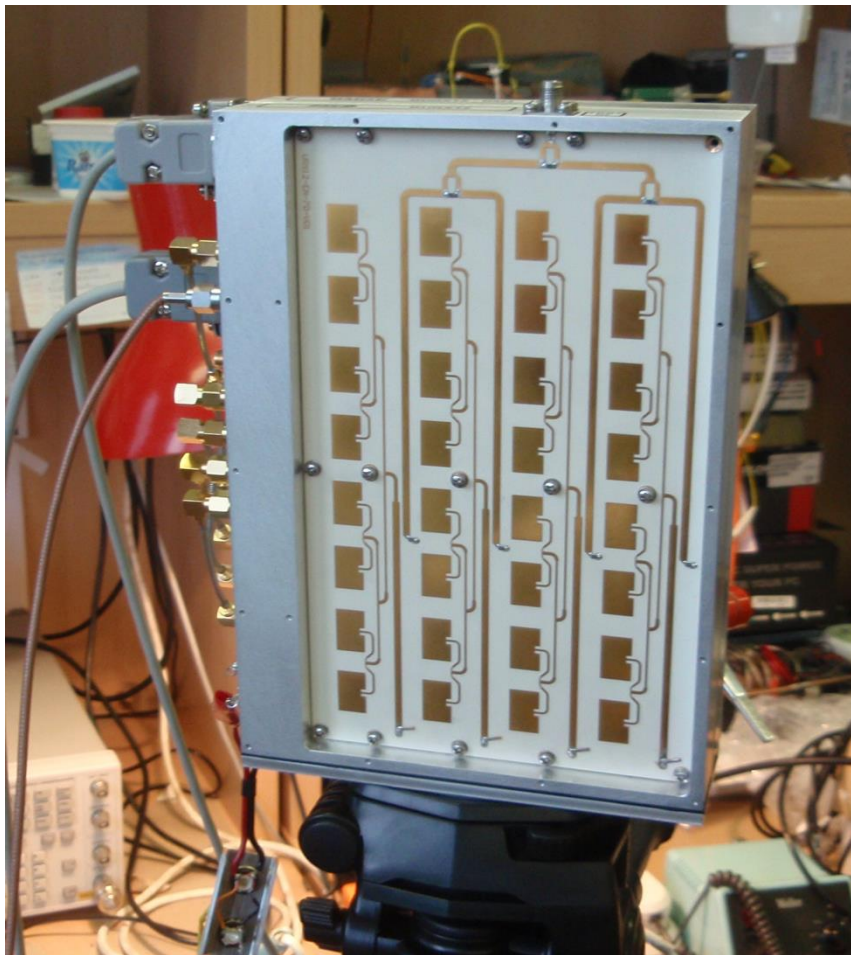


Antennarendszerek

Jegyzet 6. fejezet



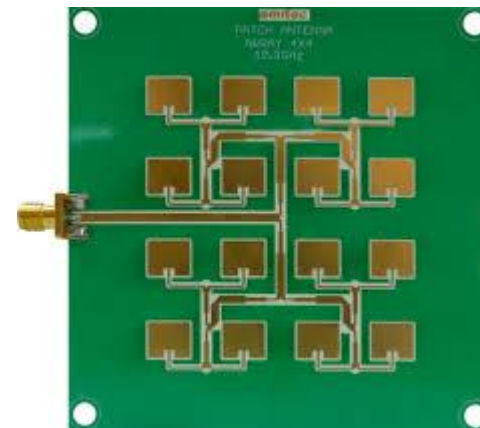
Antennarendszerek



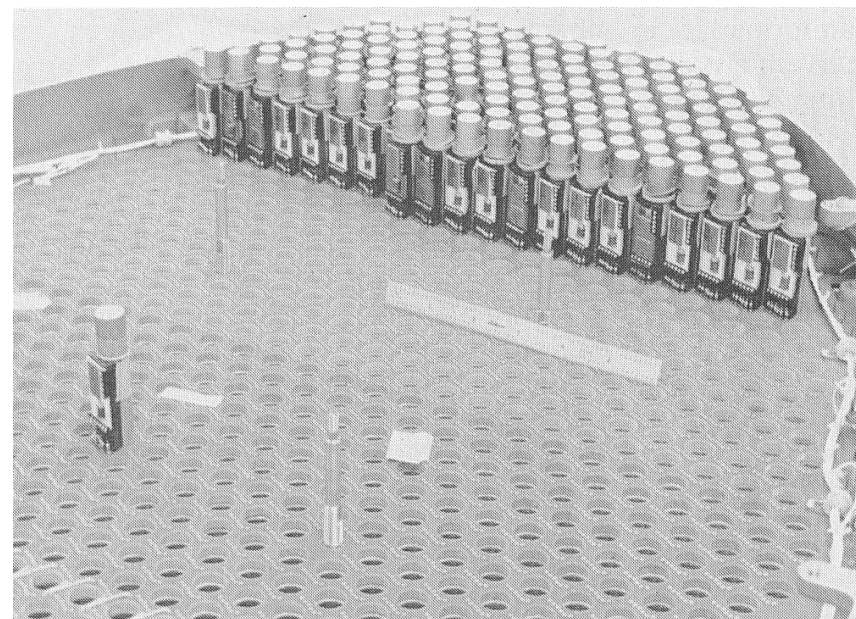
Antennarendszerek

Definíció

- N. darab azonos antenna
- N. eltérő pozícióban
- koherens kiértékelésben
- Orientáció

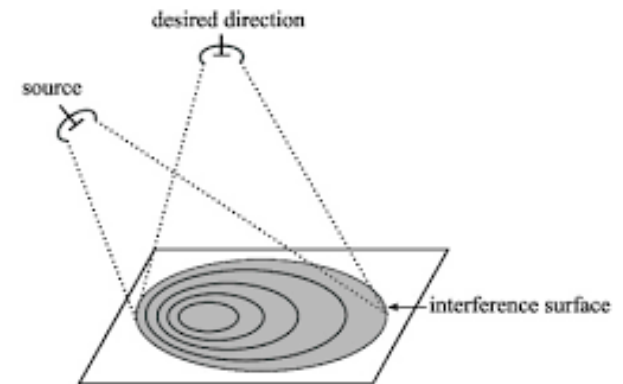
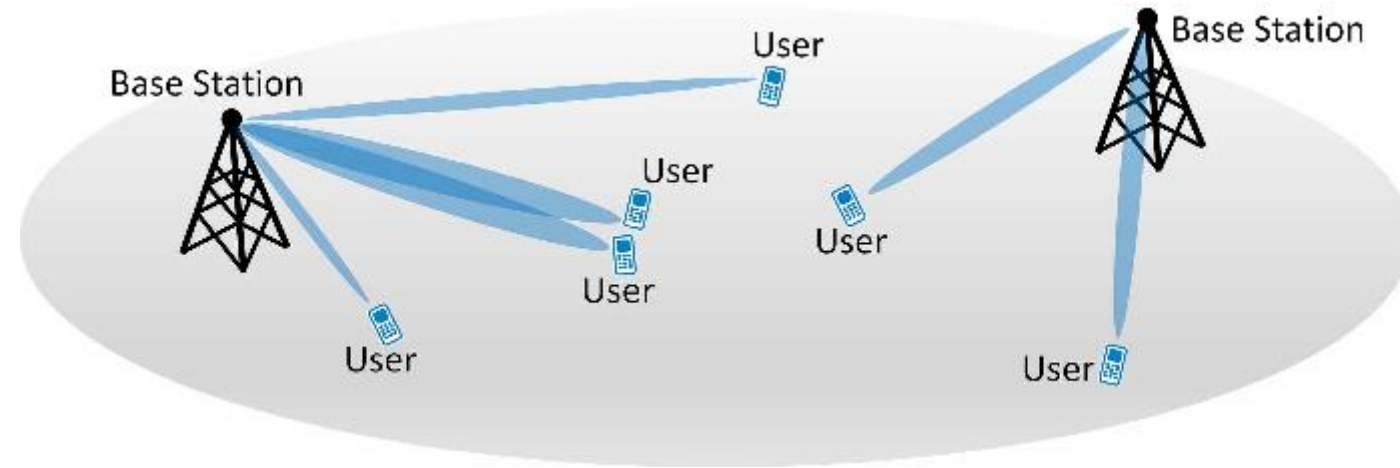


Antenna szabadságfoka



Antennarendszer funkciók

1. Elektronikus nyalábformálás
2. Tracking
3. Multibeam antenna
4. Speciális karakterisztikájú antenna (holografikus)
5. Adaptív interferencia szűrés
6. Iránymérés
7. Holografikus képalkotás



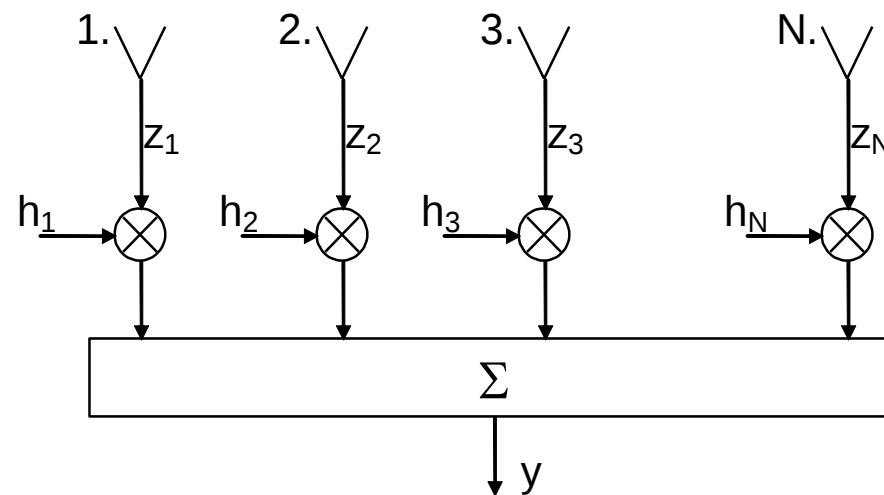
Antennarendszerek

Ekvidisztáns antennasor

Az elektromágneses tér mintavételezésére antennasort használunk, melyre a következő megkötéseket tesszük:

- lineáris ekvidisztáns térbeli elrendezés
- N darab elemszám
- azonos iránykarakterisztikájú elemi antennák
- azonos orientációjú elemi antennák

Relatív keskenysávú jelek: $\frac{B}{f_0} \ll 1$



Antennarendszerek

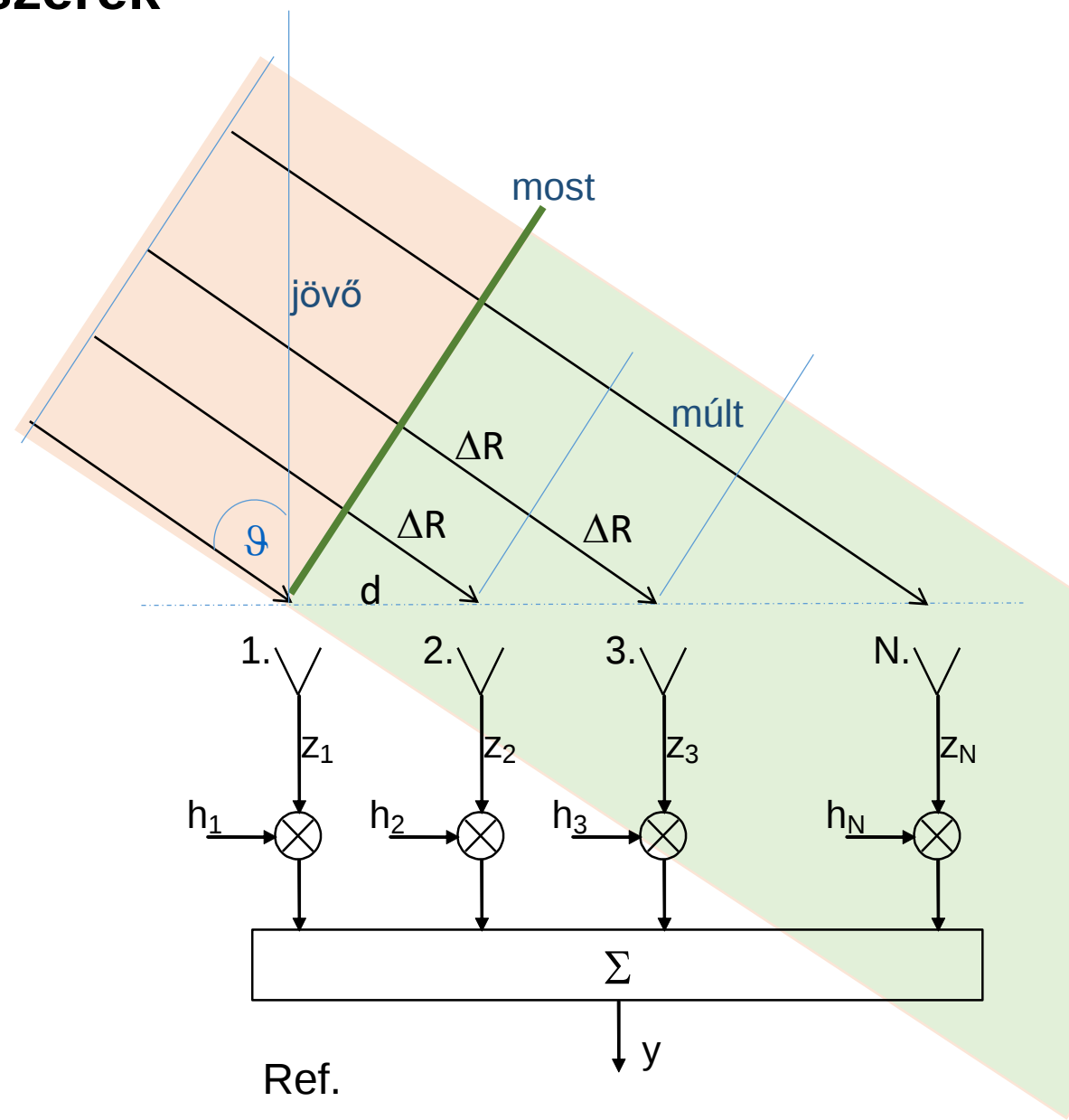
$$\Delta R = d \sin \vartheta$$

$$\Delta \Phi = \Delta R \beta_0 = d \beta_0 \sin \vartheta = d \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \vartheta$$

$$\Delta \Phi_k = k \Delta \Phi$$

$$\Delta \Phi_k = k \Delta \Phi = k 2\pi \frac{d}{\lambda_0} \sin \vartheta$$

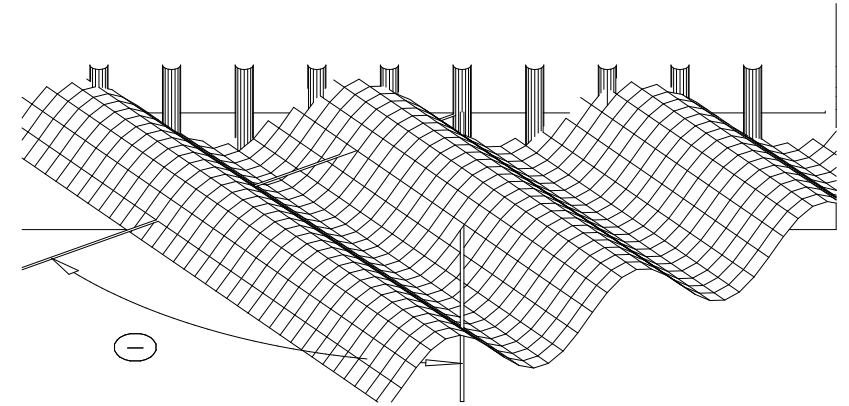
$$\mathbf{z}^T = \mathbf{s}^T(\vartheta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Delta\Phi} & e^{-j2\Delta\Phi} & e^{-j3\Delta\Phi} \end{bmatrix}$$



Antennarendszerek, térbeli frekvencia, Shannon-tétel

Térbeli frekvencia: $f_d = \frac{n}{d} = \frac{1}{\lambda_0} \sin \vartheta$

$$n = \frac{\Delta\Phi}{2\pi} = \frac{d}{\lambda_0} \sin \vartheta$$



A térbeli frekvencia értéke a beesési szögtől függ, max.: $\vartheta = \frac{\pi}{2}$

Minimálisan szükséges térbeli *mintavételi* frekvencia: $f_d^s \geq 2 f_d = \frac{2}{\lambda_0}$

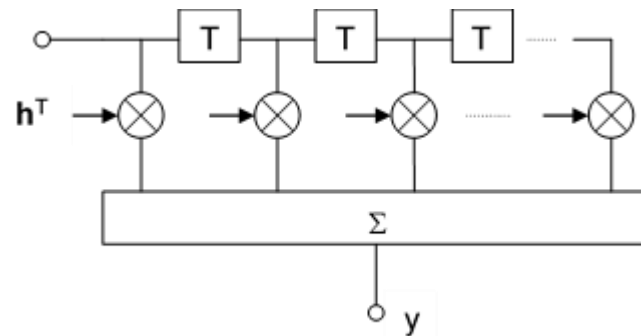
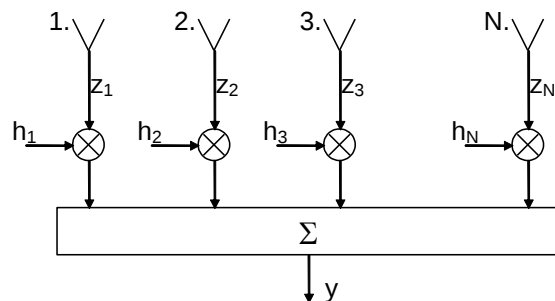
Ebből a mintavételi távolság mintavételi távolság: $d_s = \frac{1}{f_d^s} \leq \frac{\lambda_0}{2}$ $f_d = \frac{1}{\lambda_0}$

Mi történik alulmintavételezés esetében?

Kiugró melléknyalábok!

Antennarendszerek

Térbeli FIR szűrő



Íránykarakterisztika

$$\mathbf{y} = \mathbf{z}^T \mathbf{h} = \mathbf{h}^T \mathbf{z} = \sum_{i=1}^N h_i z_i$$

Tapogassuk le a $\mathbf{h}$ súlyvektorral rendelkező antenna iránykarakterisztikáját. Vagyis vezessünk körbe az antennán az $s(\vartheta)$ egységnyi amplitúdójú síkhullámot.

$$\mathbf{s}^T(\vartheta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Delta\Phi} & e^{-j2\Delta\Phi} & e^{-j3\Delta\Phi} \end{bmatrix}$$

Ekkor a nem normalizált iránykarakterisztika a következő:

$$F(\vartheta) = y(\vartheta) = \mathbf{s}^T(\vartheta) \mathbf{h} = \mathbf{h}^T \mathbf{s}(\vartheta) = \sum_{i=1}^N h_i s_i(\vartheta)$$

Antennarendszerek

$$F(\vartheta) = y(\vartheta) = \mathbf{s}^T(\vartheta)\mathbf{h} = \mathbf{h}^T \mathbf{s}(\vartheta) = \sum_{i=1}^N h_i s_i(\vartheta)$$

ahol

$$\mathbf{s}^T(\vartheta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Delta\Phi} & e^{-j2\Delta\Phi} & e^{-j3\Delta\Phi} \end{bmatrix}$$

$$\Delta\Phi = d \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \vartheta$$

$$F(\vartheta) = \sum_{i=1}^N h_i e^{-j(i-1)\Delta\Phi}$$

$$F(\vartheta) = \mathcal{F}\{\mathbf{h}\}$$

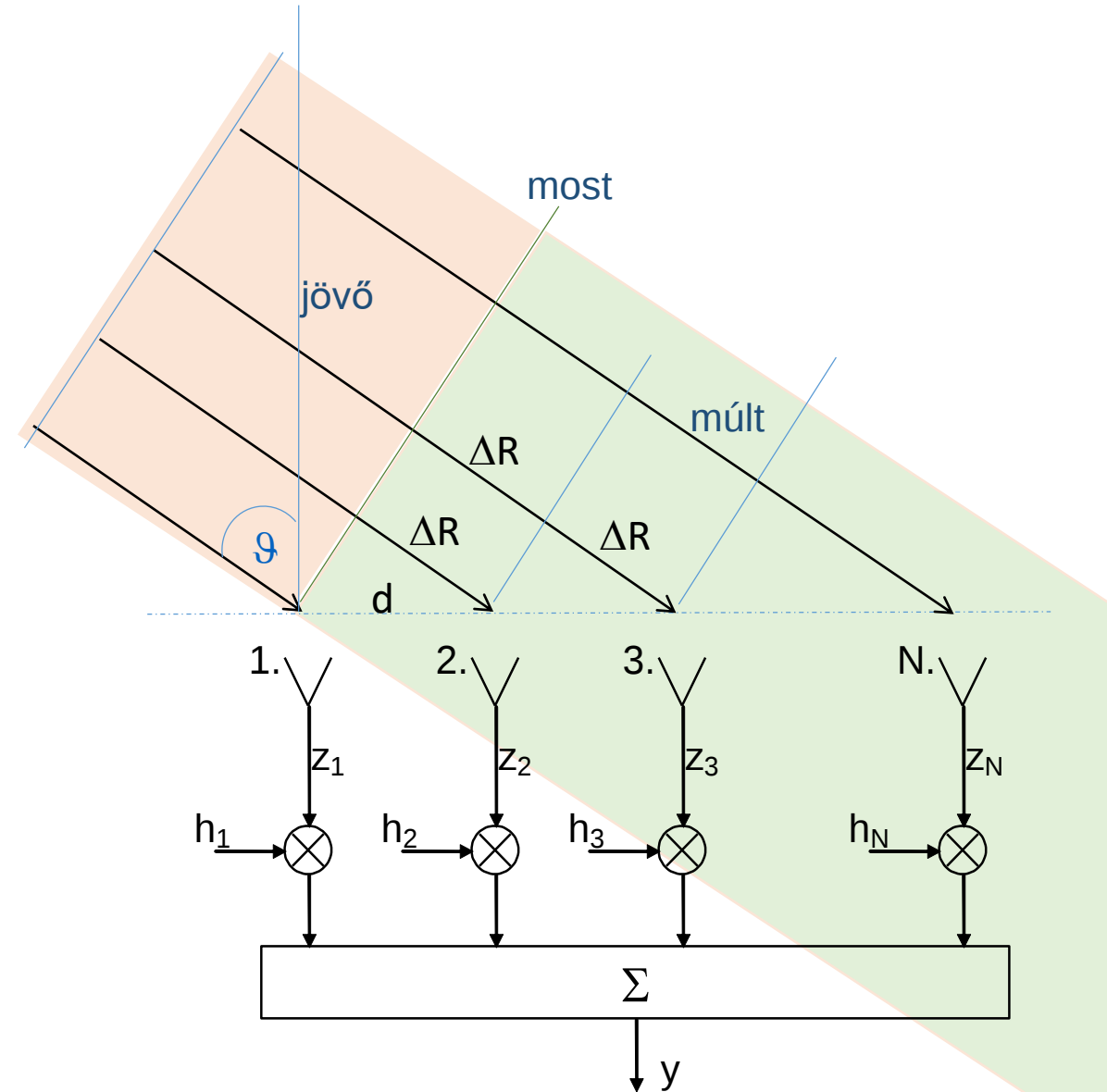
Elektronikus pásztázás

Kompenzálandó a ΔR -ből adódó lineáris fázistolás:

$$\mathbf{s}^T(\vartheta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Delta\Phi} & e^{-j2\Delta\Phi} & e^{-j3\Delta\Phi} \end{bmatrix}$$

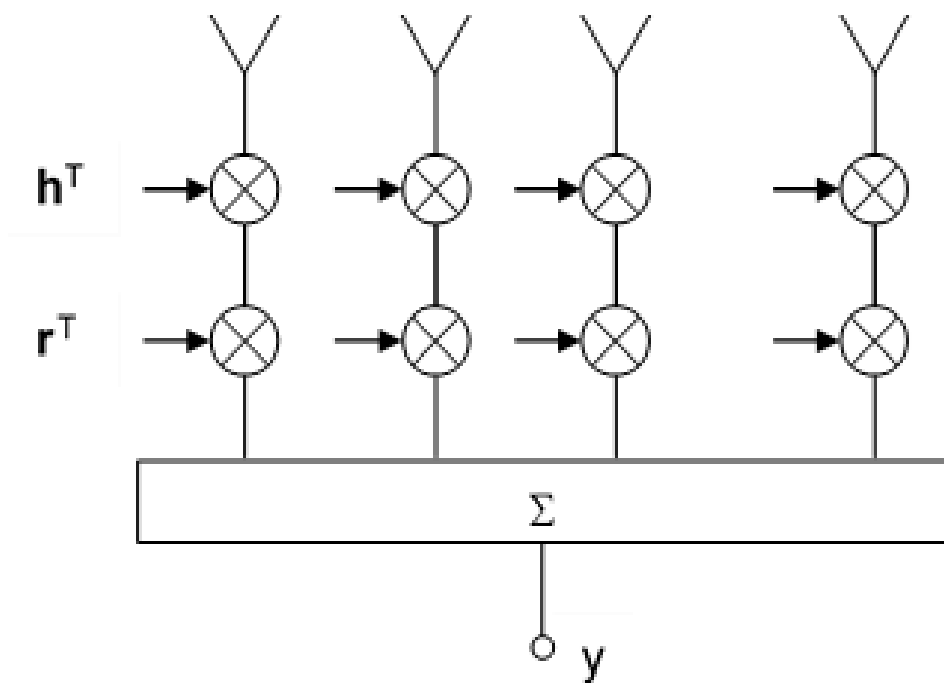
$$\mathbf{r}^T = \begin{bmatrix} e^{j0\Delta\Psi} & e^{j1\Delta\Psi} & \dots & e^{j(N-1)\Delta\Psi} \end{bmatrix}$$

$$\Delta\Psi = d \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \Theta_0$$

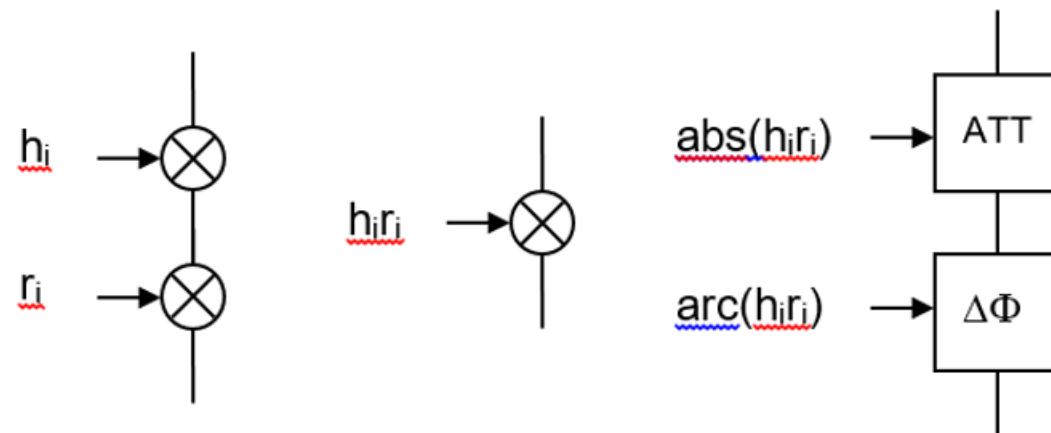


Antennarendszerek

Elektronikus pásztázás

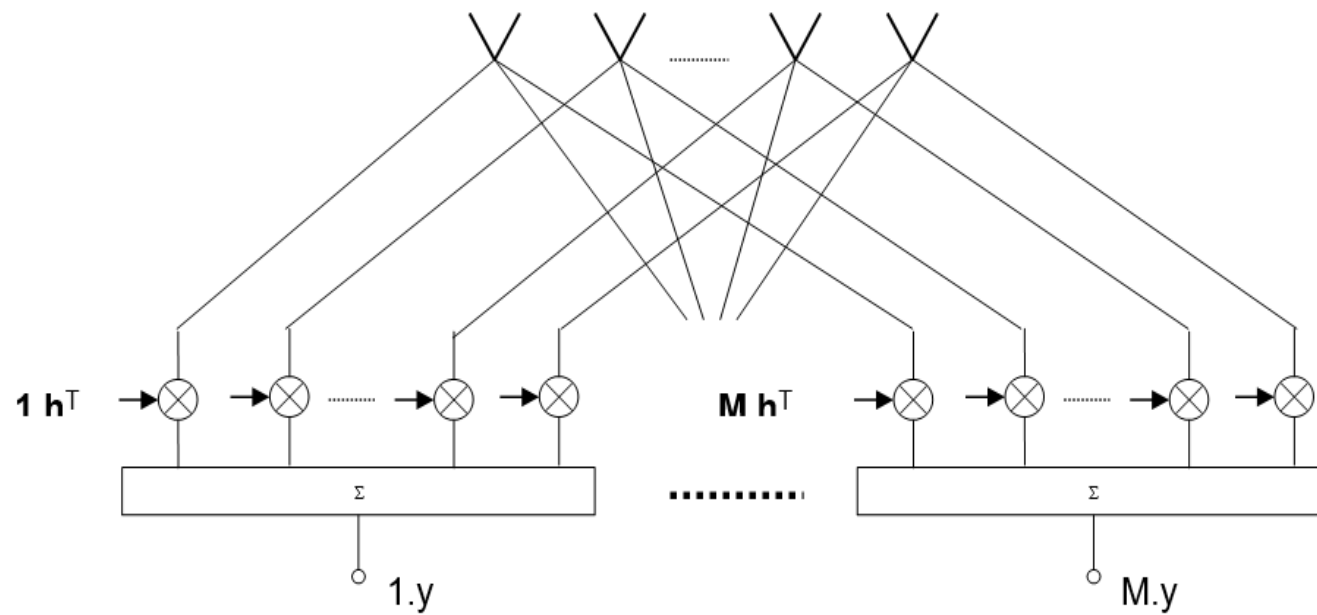


$$\mathbf{r}^T = \begin{bmatrix} e^{j0\Delta\Psi} & e^{j1\Delta\Psi} & \dots & e^{j(N-1)\Delta\Psi} \end{bmatrix} \quad \Delta\Psi = d \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \Theta_0$$



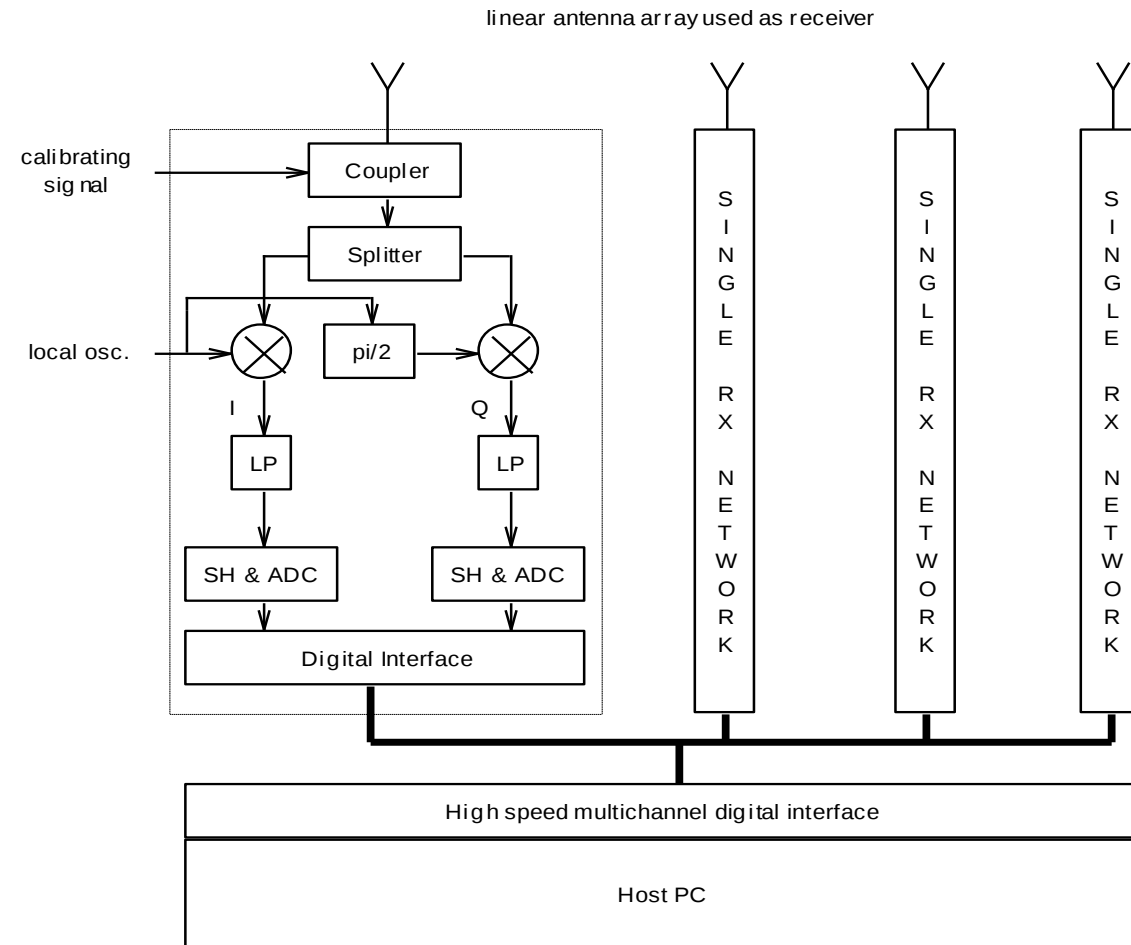
Antennarendszerek

Multibeam



Multinyalábos vevőantenna

Antennarendszer realizáció



Analógiák

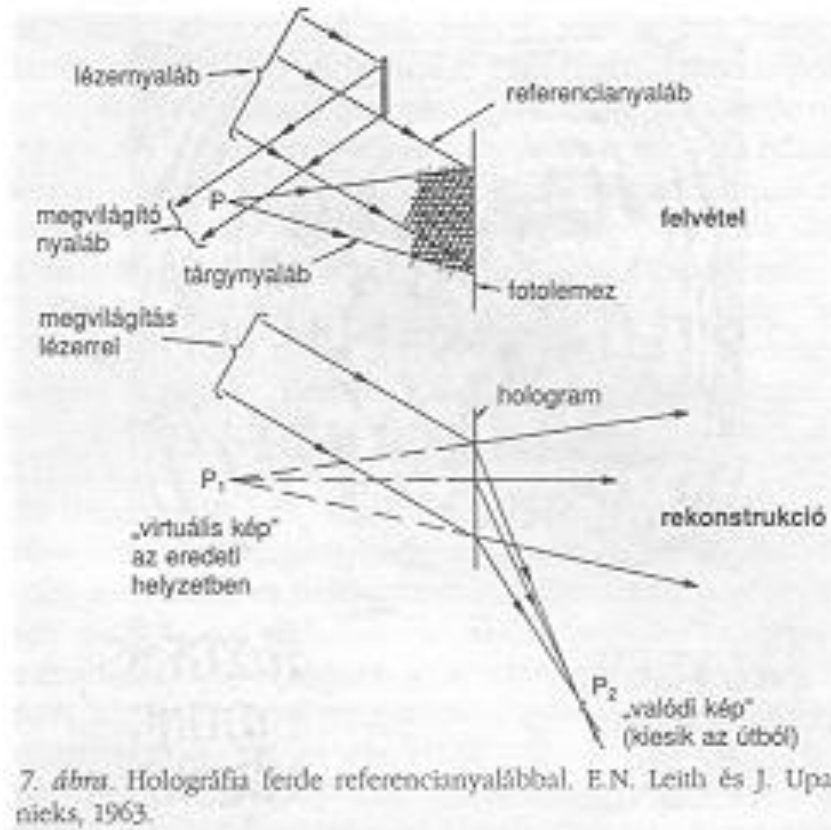
Analógiák	
<i>Idő-frekvencia</i>	<i>Távolság-szög</i>
t idő	x távolság
f frekvencia	ϑ szög
T mintavételi időköz	d mintavételi időköz
f_t mintavételi frekvencia	f_s mintavételi frekvencia
$H(\omega)$ szűrő	$F(\vartheta)$ iránykarakterisztika

Antennarendszer funkciók

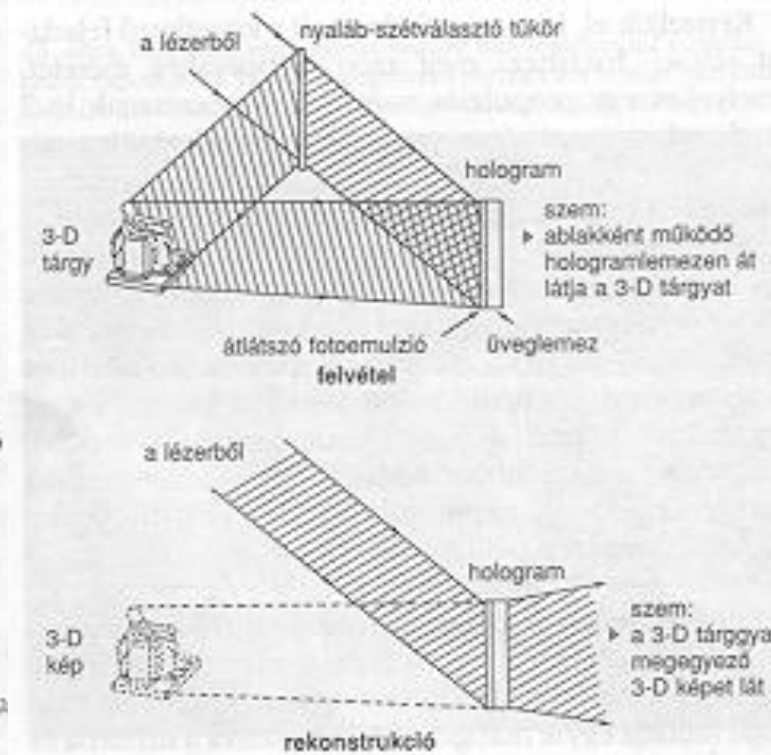
1. Elektronikus nyalábformálás
2. Tracking
3. Multibeam antenna
4. Speciális karakterisztikájú antenna (holografikus)
5. Adaptív interferencia szűrés
6. Iránymérés
7. Holografikus képalkotás

Mikrohullámú hologram

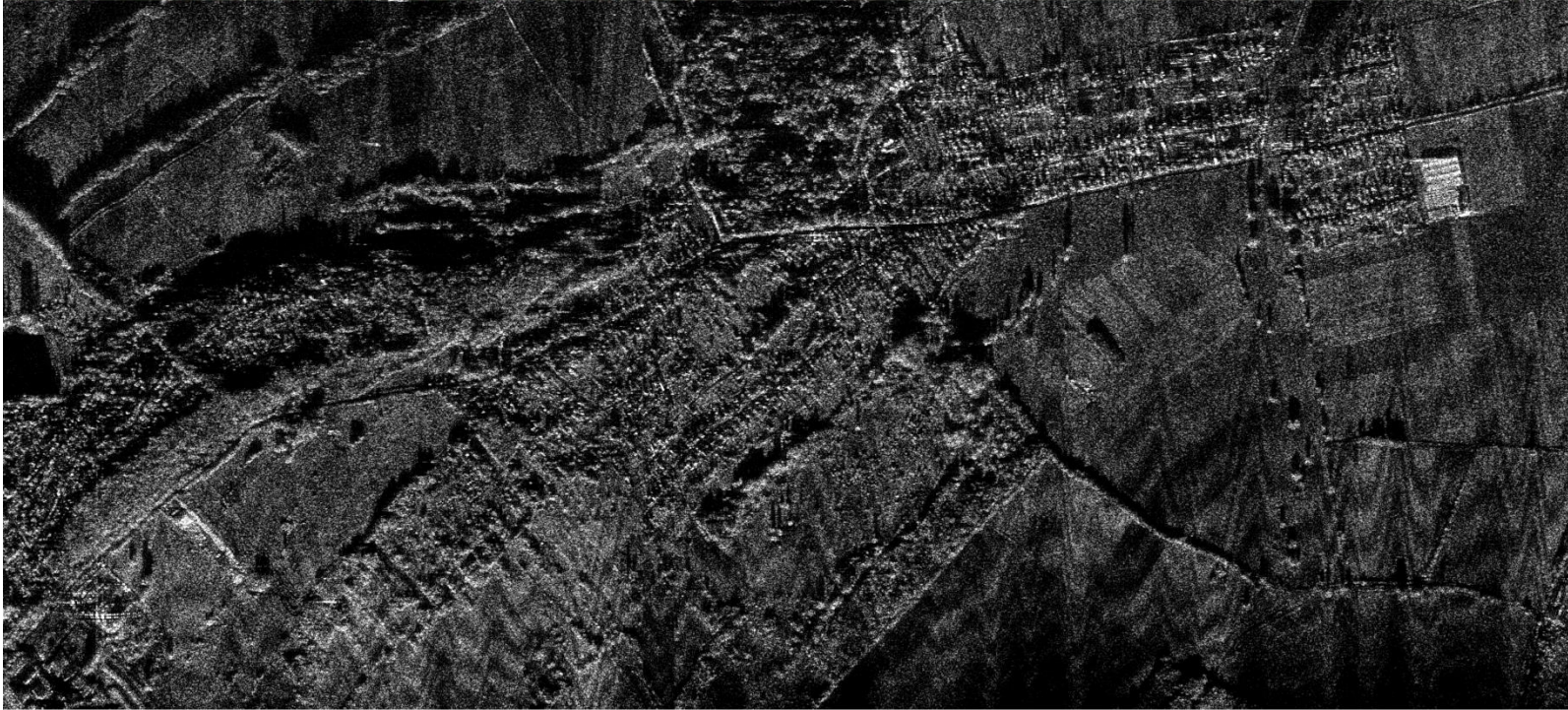
Gábor Dénes, 1971. december 11.



9. ábra. Reflektáló tárgy három dimenziós holográfiája lézerfényvel.











Over The Horizon Radar - OTH Radar



Russian Woodpecker

OTH Radar Russian Woodpecker



OTH Radar Russian Woodpecker

Magasság: 150m
Hossz: 700m



<https://edition.cnn.com/travel/article/duga-radar-chernobyl-ukraine/index.html>

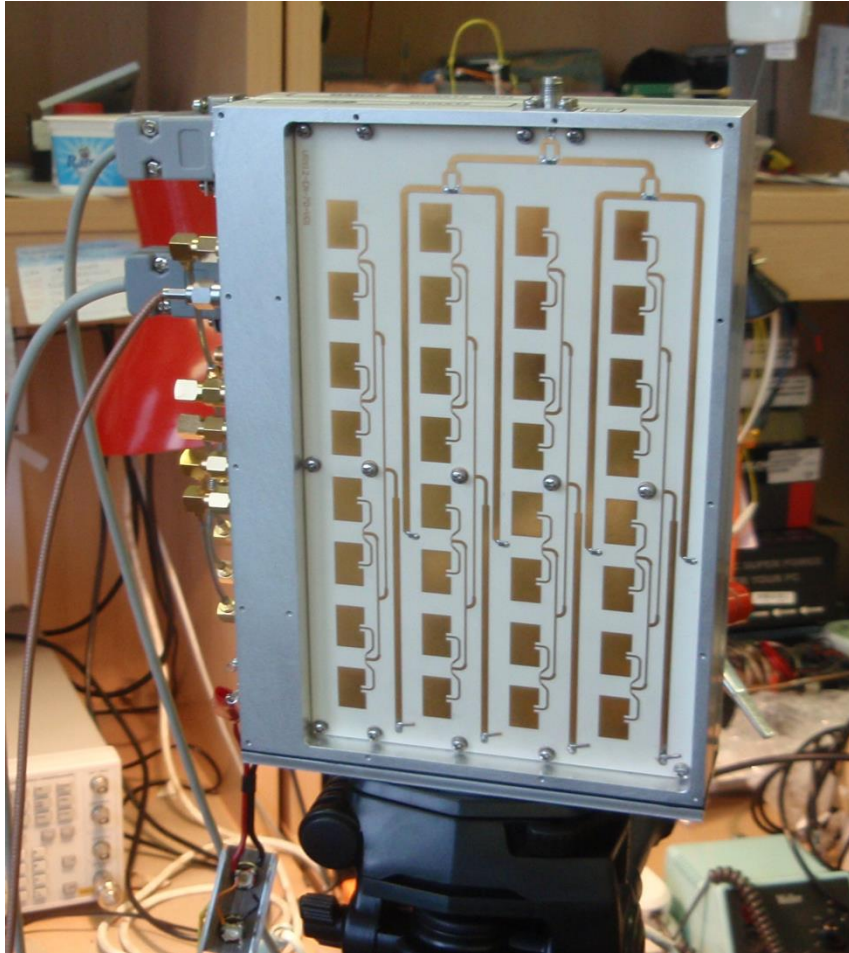
Köszönöm a figyelmet!

Következő előadás:



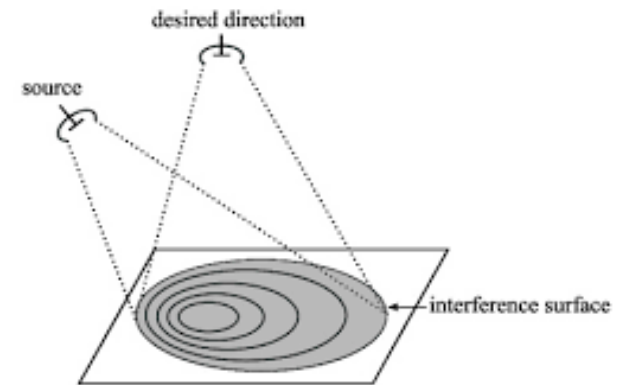
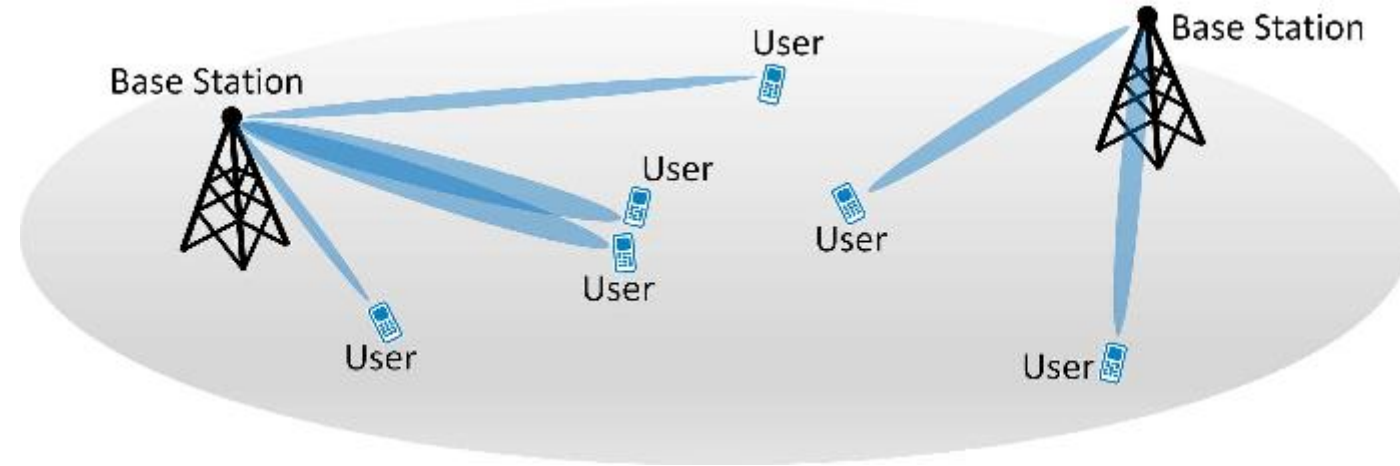
Antennarendszerek

Jegyzet 6. fejezet



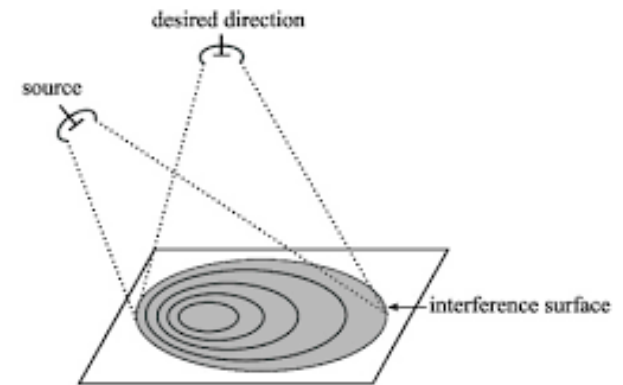
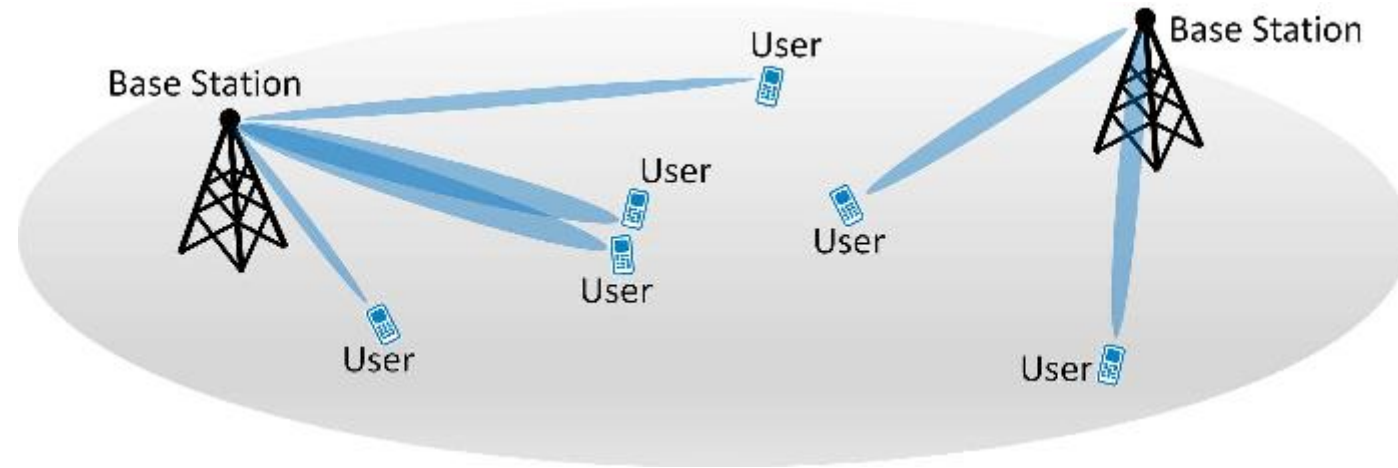
Antennarendszer funkciók

1. Elektronikus nyalábformálás
2. Tracking
3. Multibeam antenna
4. Speciális karakterisztikájú antenna (holografikus)
5. Adaptív interferencia szűrés
6. Iránymérés
7. Holografikus képalkotás



Antennarendszer funkciók

1. Elektronikus nyalábformálás
2. Tracking
3. Multibeam antenna
4. Speciális karakterisztikájú antenna (holografikus)
5. **Adaptív interferencia szűrés**
6. Iránymérés
7. Holografikus képalkotás



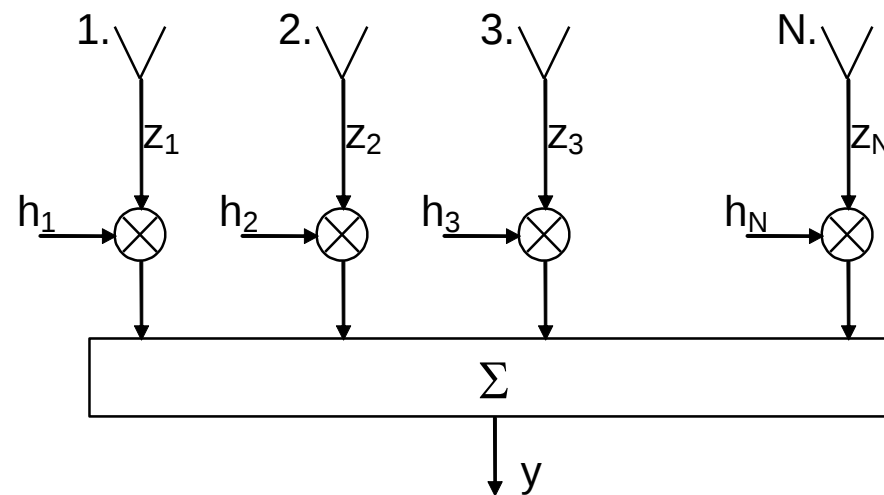
Antennarendszerek

Ekvidisztáns antennasor

Az elektromágneses tér mintavételezésére antennasort használunk, melyre a következő megkötéseket tesszük:

- lineáris ekvidisztáns térbeli elrendezés
- N darab elemszám
- azonos iránykarakterisztikájú elemi antennák
- azonos orientációjú elemi antennák

Relatív keskenysávú jelek: $\frac{B}{f_0} \ll 1$

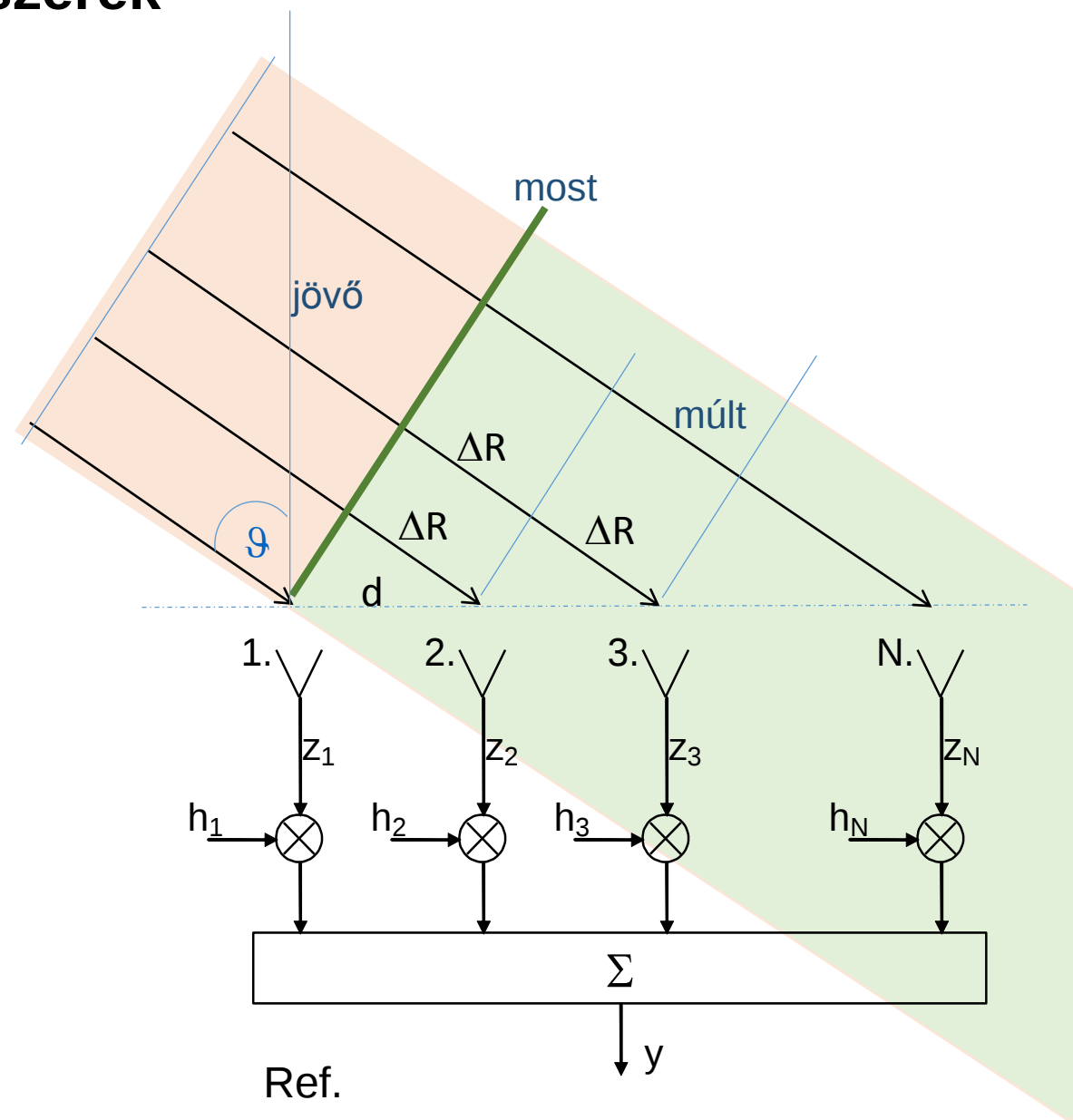


Antennarendszerek

$$\Delta\Phi = \Delta R\beta_0 = d\beta_0 \sin \vartheta = d \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \vartheta$$

$$F(\vartheta) = \sum_{i=1}^N h_i e^{-j(i-1)\Delta\Phi}$$

$$F(\vartheta) = \mathcal{F}\{\mathbf{h}\}$$

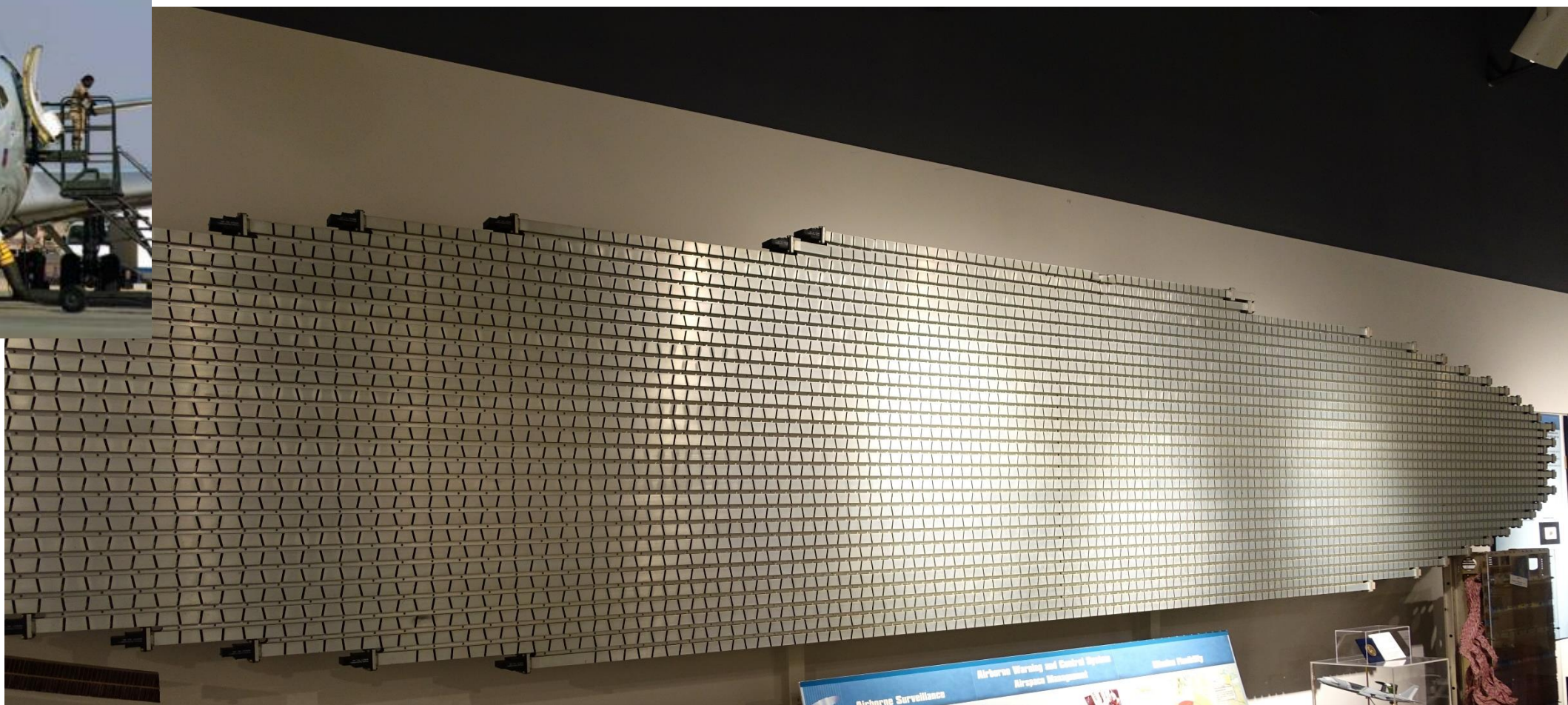


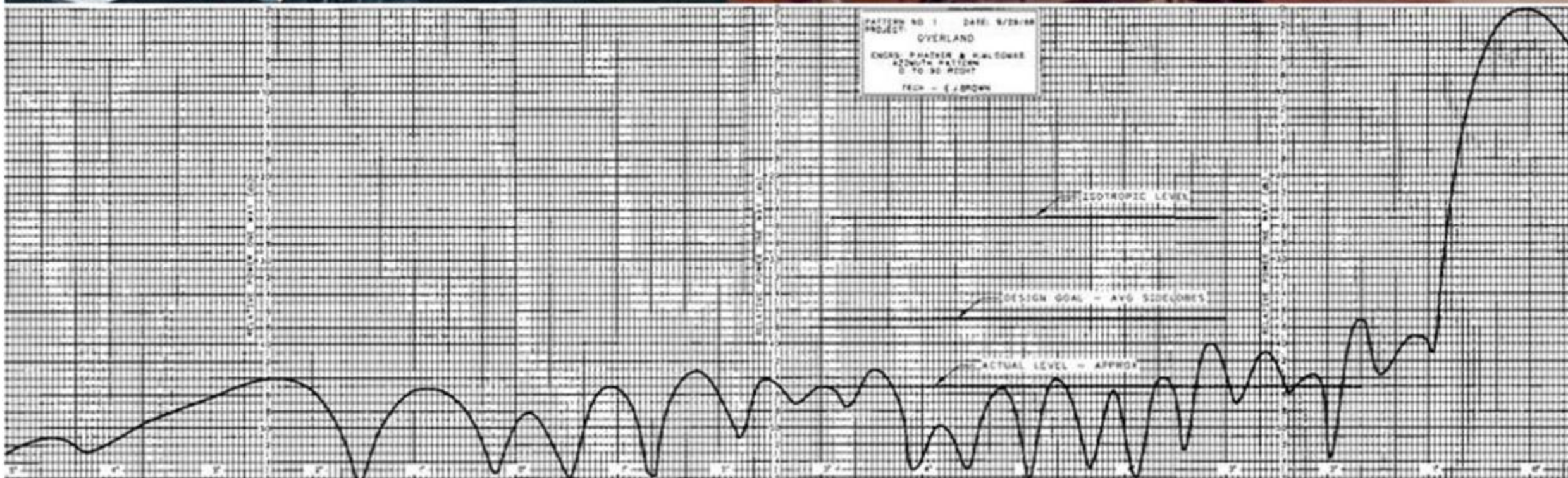
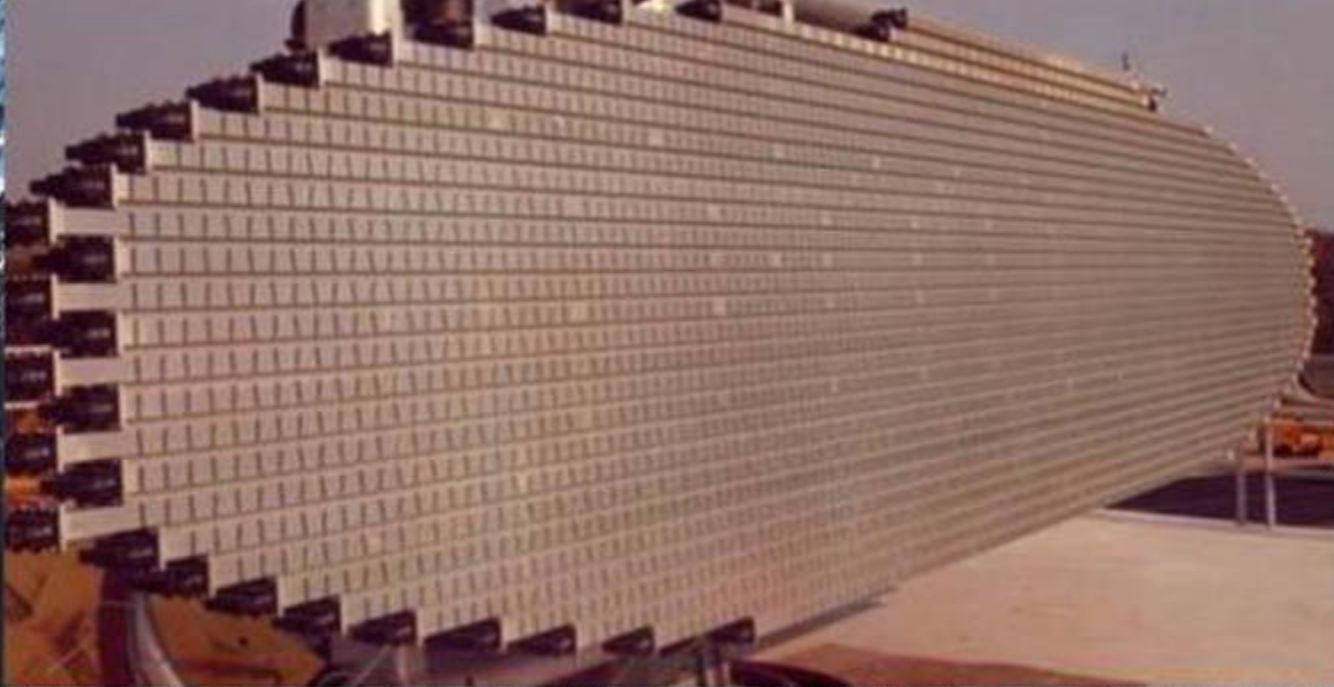
Demó

Antennarendszerek

Zavarszűrés, nyers erő

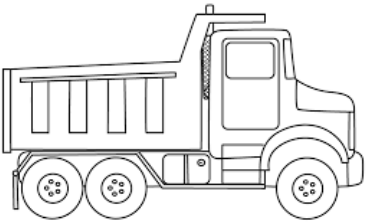
- 26' (8m) x 4.5' (1.3m) Ultra-Low Sidelobe Array >40dB





Antennarendszerek

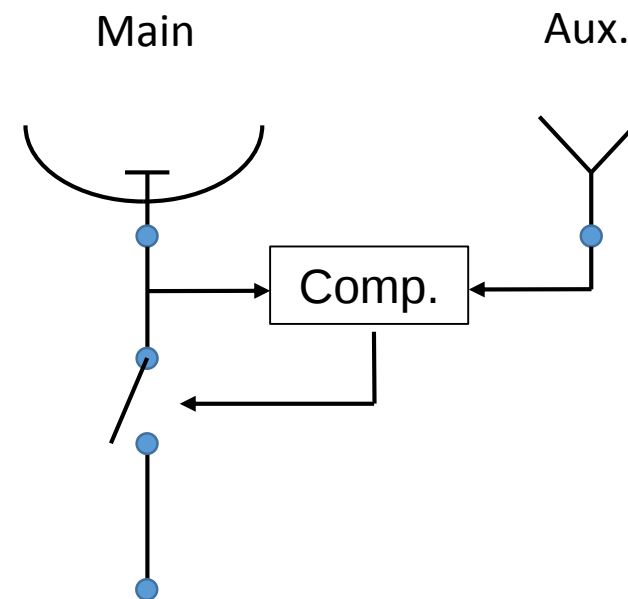
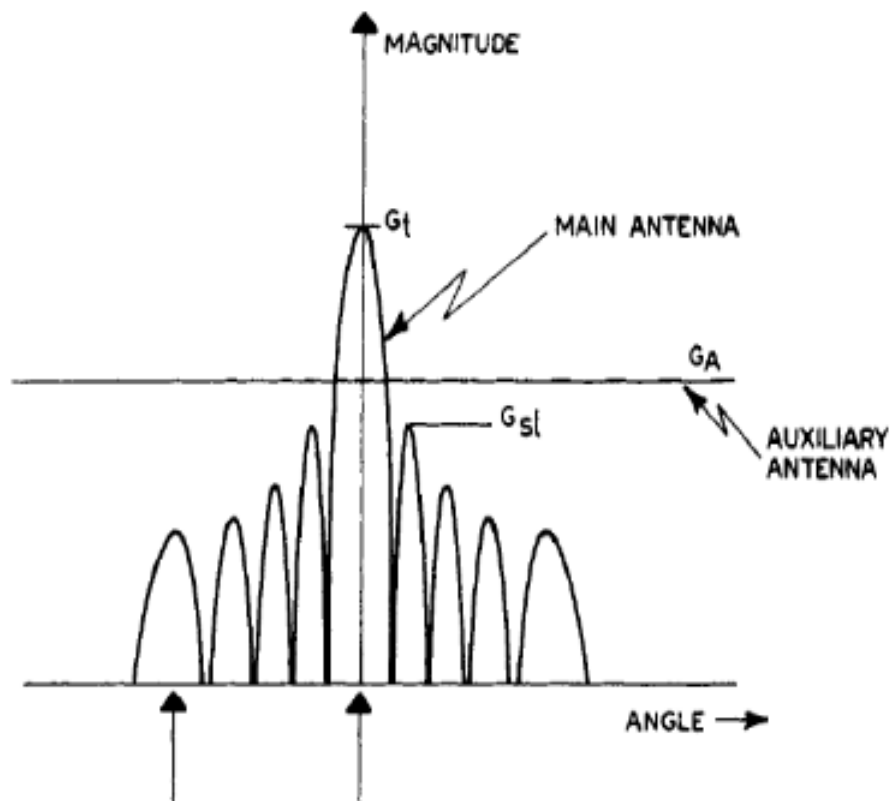
Adaptív zavaraszűrés



Antennarendszerek

Sidelobe Blanking

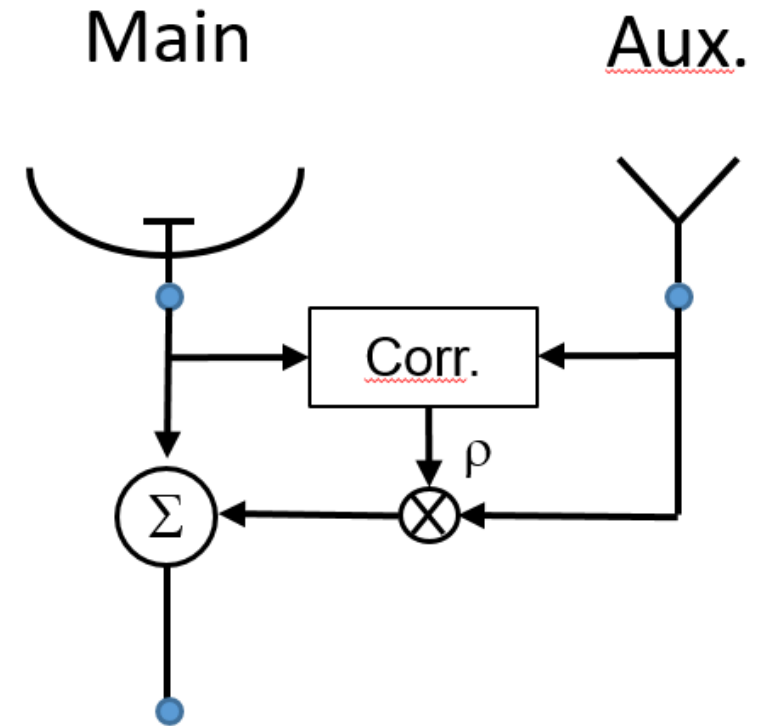
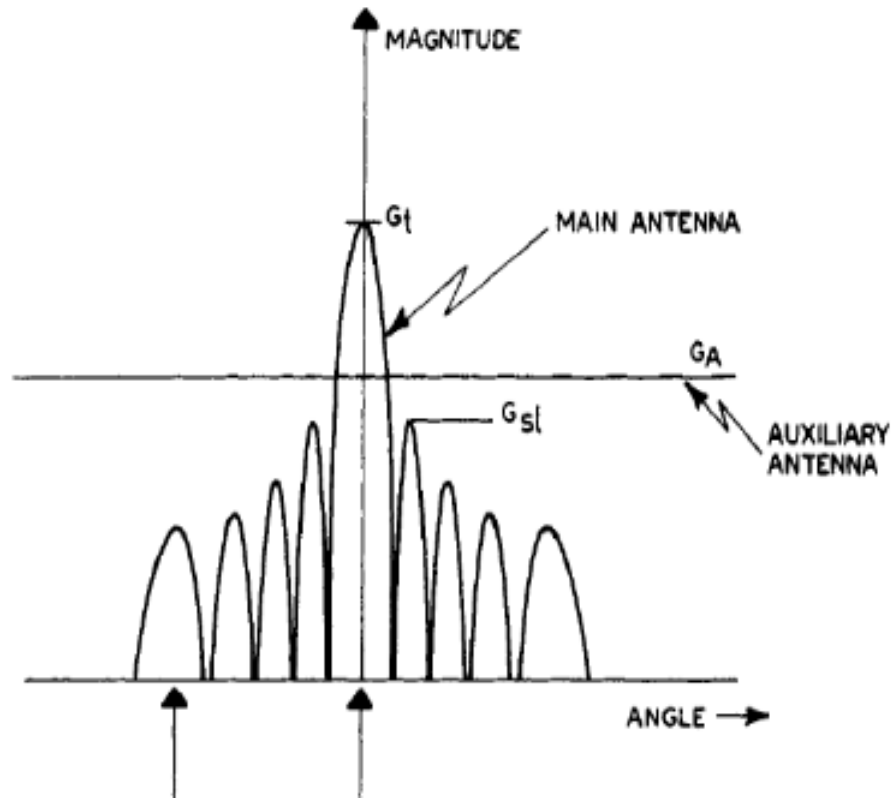
Impulzus zavarok ellen



Antennarendszerek

Sidelobe Cancellation

CW zavarok ellen

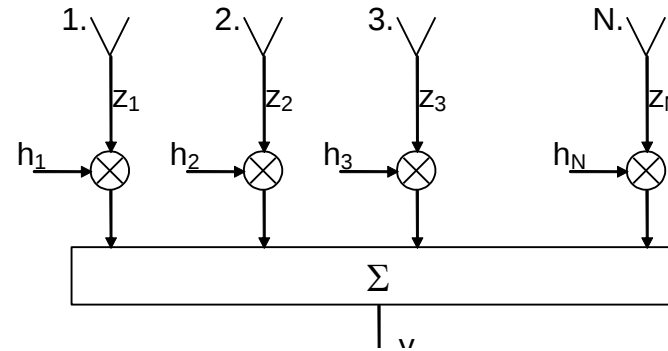


Rekurzió!

MSINR interferencia szűrés

Maximum Signal to Interference-Plus-Noise Ratio

$$\text{Max}_h \left\{ \frac{S}{I + N} \right\}$$



$$\mathbf{z} = \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

Ahol $\mathbf{s}$ a venni kívánt hasznos jel, $\mathbf{n}$ pedig a zaj és az interferencia együttesen.

A kimeneti jel:

$$y = \sum_{i=1}^N \mathbf{h}_i z_i = \mathbf{h}^T \mathbf{z} = \mathbf{z}^T \mathbf{h}$$

$$P_s = S = |y_s|^2 = |\mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2$$

$$P_n = N + I = M\{ |y_n|^2 \} = M\{ |\mathbf{h}^T \mathbf{n}|^2 \} = M\{ (\mathbf{h}^T \mathbf{n})(\mathbf{h}^T \mathbf{n})^* \} = M\{ (\mathbf{h}^T \mathbf{n})(\mathbf{n}^T \mathbf{h}) \} = M\{ \mathbf{h}^T \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{h}^* \}$$

$$P_n = N + I = \mathbf{h}^T M\{ \mathbf{n} \mathbf{n}^H \} \mathbf{h}^*$$

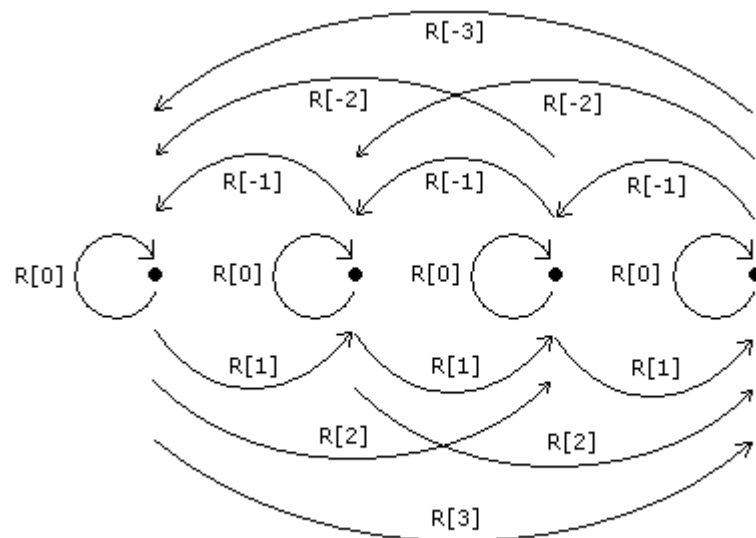
MSINR interferencia szűrés

$$P_n = N + I = \mathbf{h}^T M \{\mathbf{n} \mathbf{n}^H\} \mathbf{h}^*$$

Vizsgáljuk meg az $M \{\mathbf{n} \mathbf{n}^H\}$ jelentését.

$$M \left\{ \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1^* & n_2^* & \cdots & n_N^* \end{bmatrix} \right\} = M \left\{ \begin{bmatrix} n_1 n_1^* & n_1 n_2^* & \cdots & n_1 n_N^* \\ n_2 n_1^* & n_2 n_2^* & \cdots & n_2 n_N^* \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ n_N n_1^* & n_N n_2^* & \cdots & n_N n_N^* \end{bmatrix} \right\}$$

$$M \left\{ \begin{bmatrix} n_1 n_1^* & n_1 n_2^* & \cdots & n_1 n_N^* \\ n_2 n_1^* & n_2 n_2^* & \cdots & n_2 n_N^* \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ n_N n_1^* & n_N n_2^* & \cdots & n_N n_N^* \end{bmatrix} \right\} = \mathbf{R}_n = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_{N-1} \\ R_{-1} & R_0 & \cdots & R_{N-2} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_{-(N-1)} & R_{-(N-2)} & \cdots & R_0 \end{bmatrix}$$



MSINR interferencia szűrés

$\mathbf{R}_n$ jelöléssel a zaj és jel együttes teljesítménye:

$$P_n = N + I = \mathbf{h}^T \mathbf{R}_n \mathbf{h}^*$$

Ezek után felírhatjuk az optimalizációra vonatkozó egyenletünket:

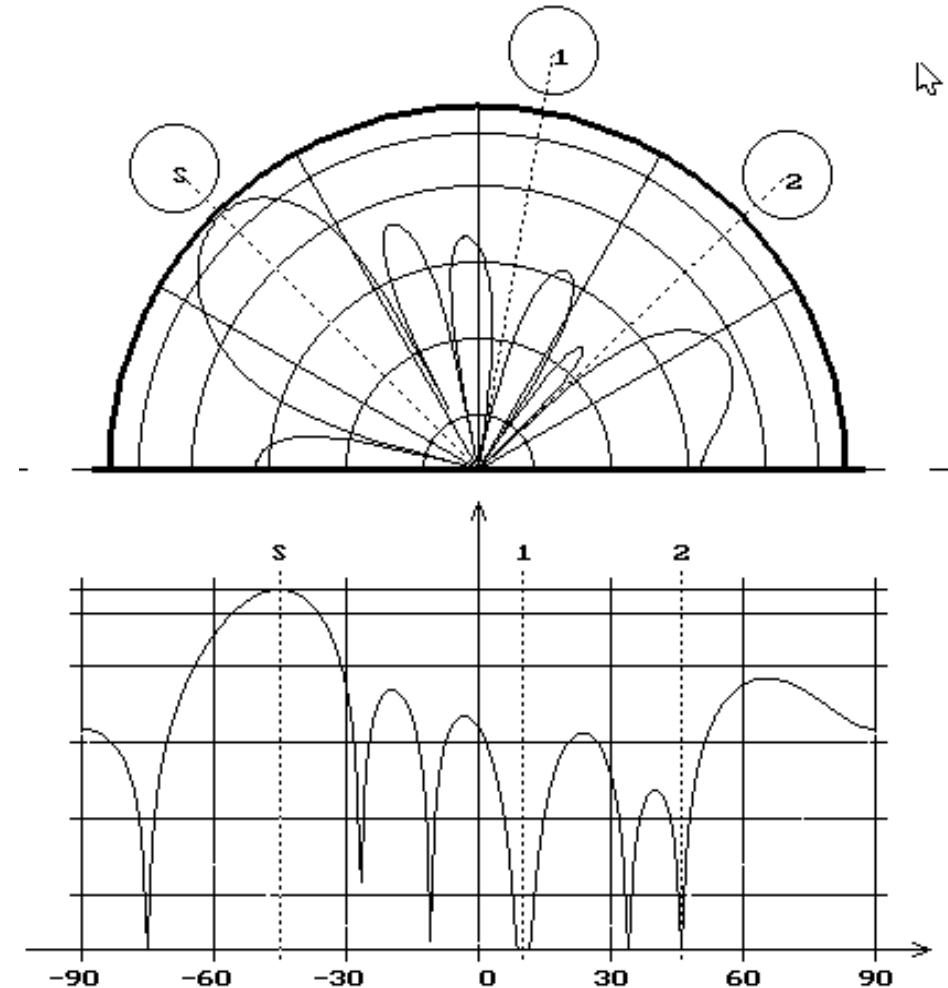
$$\text{Max}_h \left\{ \frac{S}{I + N} \right\} = \text{Max}_h \left\{ \frac{|\mathbf{h}^T \mathbf{s}|^2}{\mathbf{h}^T \mathbf{R}_n \mathbf{h}^*} \right\}$$

A szélsőérték feladat megoldása levezetés nélkül:

$$\mathbf{h}_{opt} = \mu \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}^*$$

A maximális jel/(interferencia+zaj):

$$\left. \frac{S}{I + N} \right|_{\max} = \mathbf{s}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}$$



MSINR interferencia szűrés

Nullhelyek maximális száma: N-1

$$F(\vartheta) = \sum_{i=1}^N h_i e^{-j(i-1)\Delta\Phi}$$

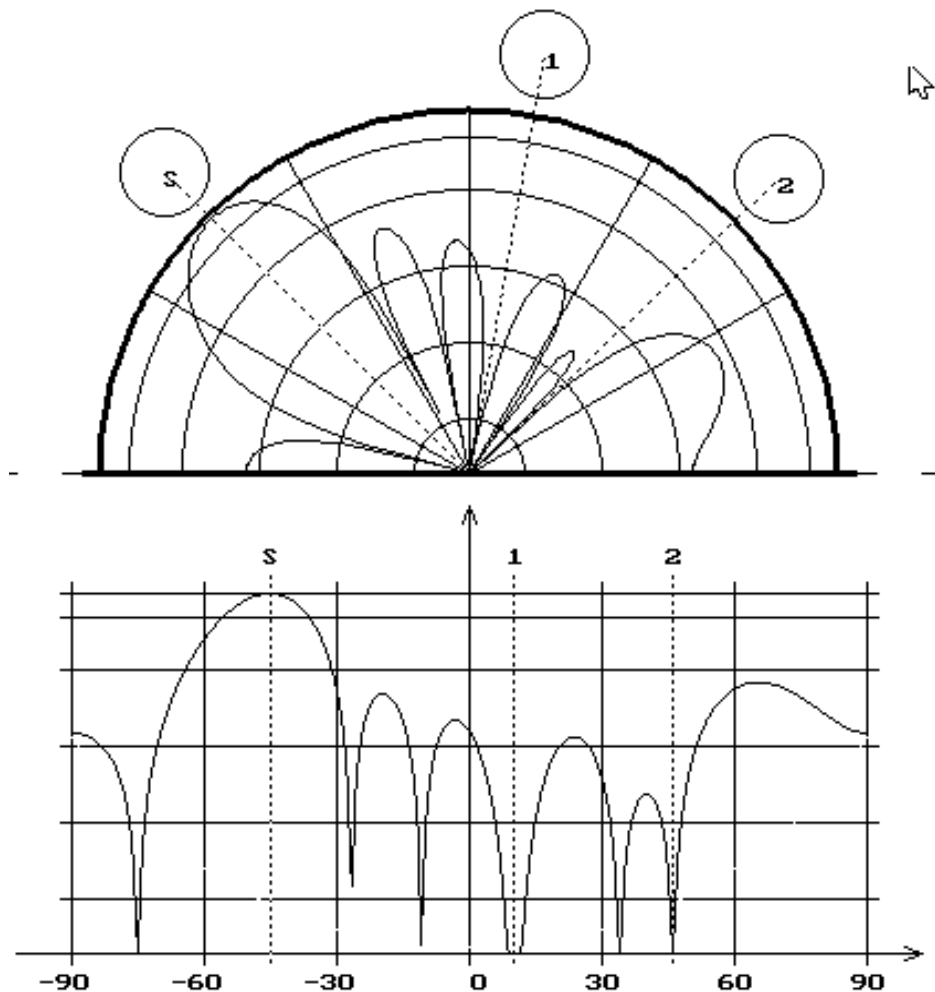
$$x = e^{-j\Delta\Phi}$$

$$F(\vartheta) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i x^i$$

N-1. fokú komplex polinom

Algebra alaptétele!

Demó



Orbit Satalites

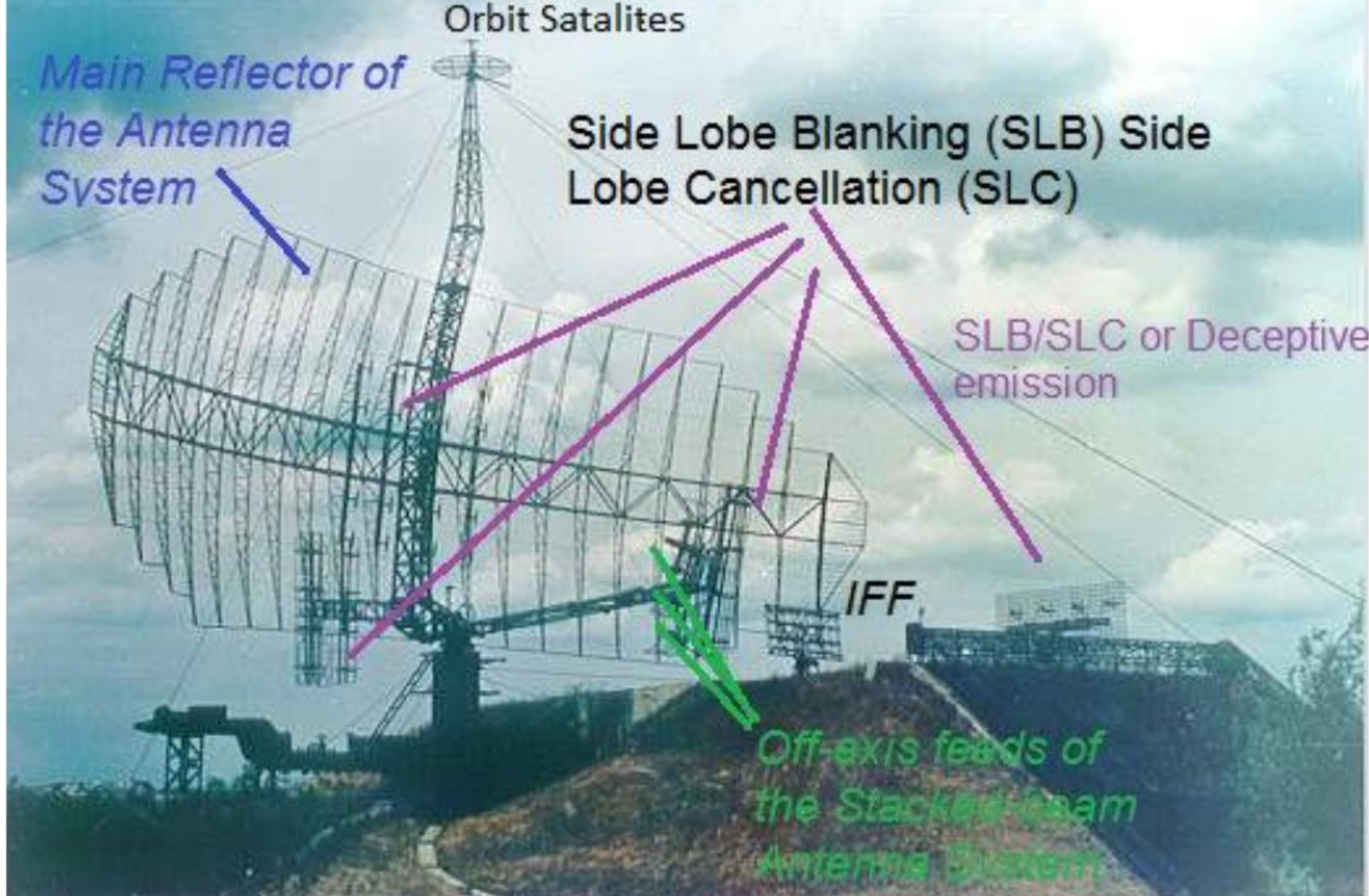
Main Reflector of
the Antenna
System

Side Lobe Blanking (SLB) Side
Lobe Cancellation (SLC)

SLB/SLC or Deceptive
emission

IFF

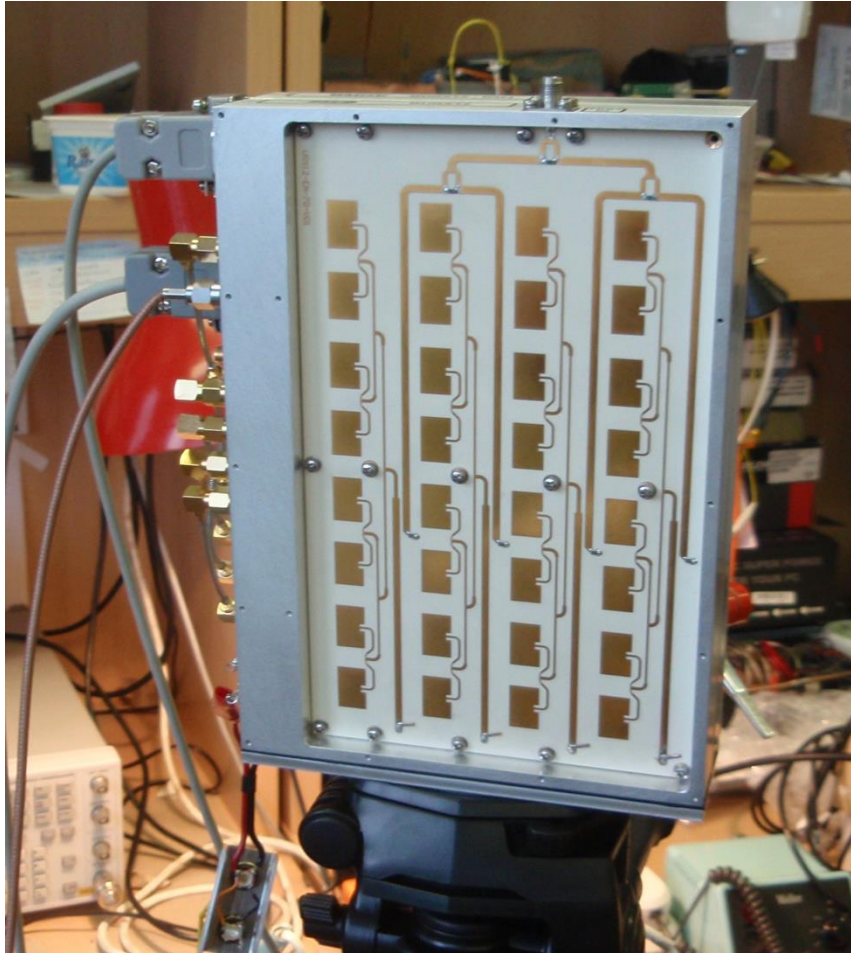
Off-axis feeds of
the Stacked Beam
Antenna System



Köszönöm a figyelmet!

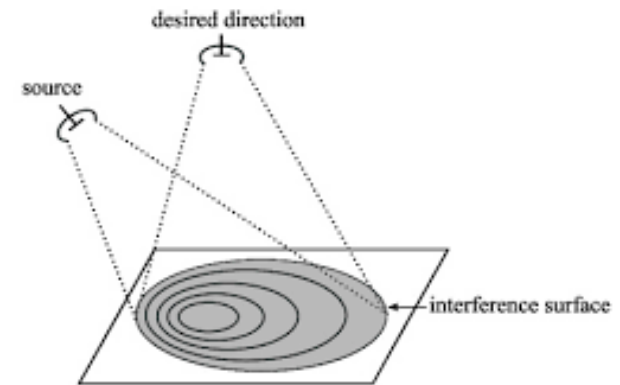
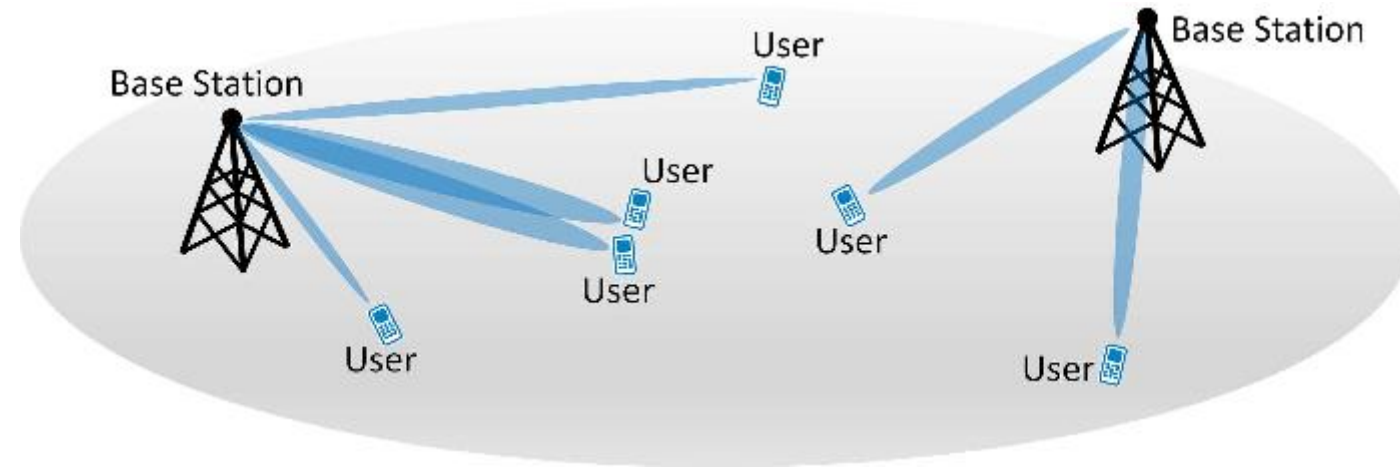
Antennarendszerek

Jegyzet 6. fejezet



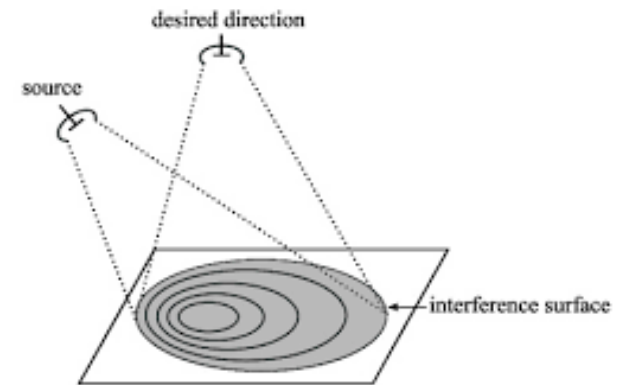
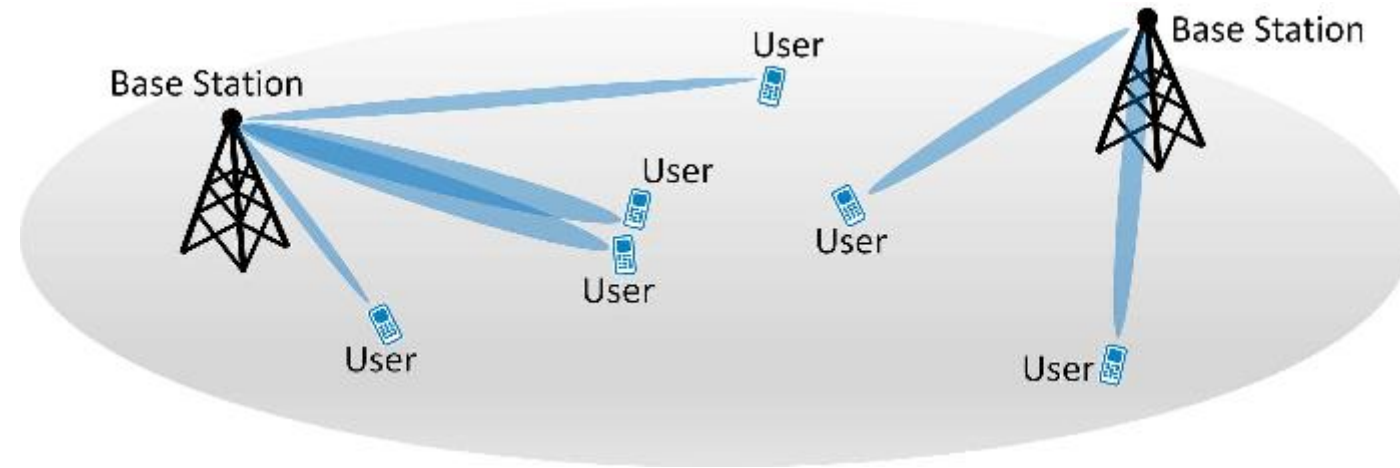
Antennarendszer funkciók

1. Elektronikus nyalábformálás
2. Tracking
3. Multibeam antenna
4. Speciális karakterisztikájú antenna (holografikus)
5. Adaptív interferencia szűrés
6. Iránymérés
7. Holografikus képalkotás



Antennarendszer funkciók

1. Elektronikus nyalábformálás
2. Tracking
3. Multibeam antenna
4. Speciális karakterisztikájú antenna (holografikus)
5. Adaptív interferencia szűrés
6. **Iránymérés**
7. Holografikus képképzés

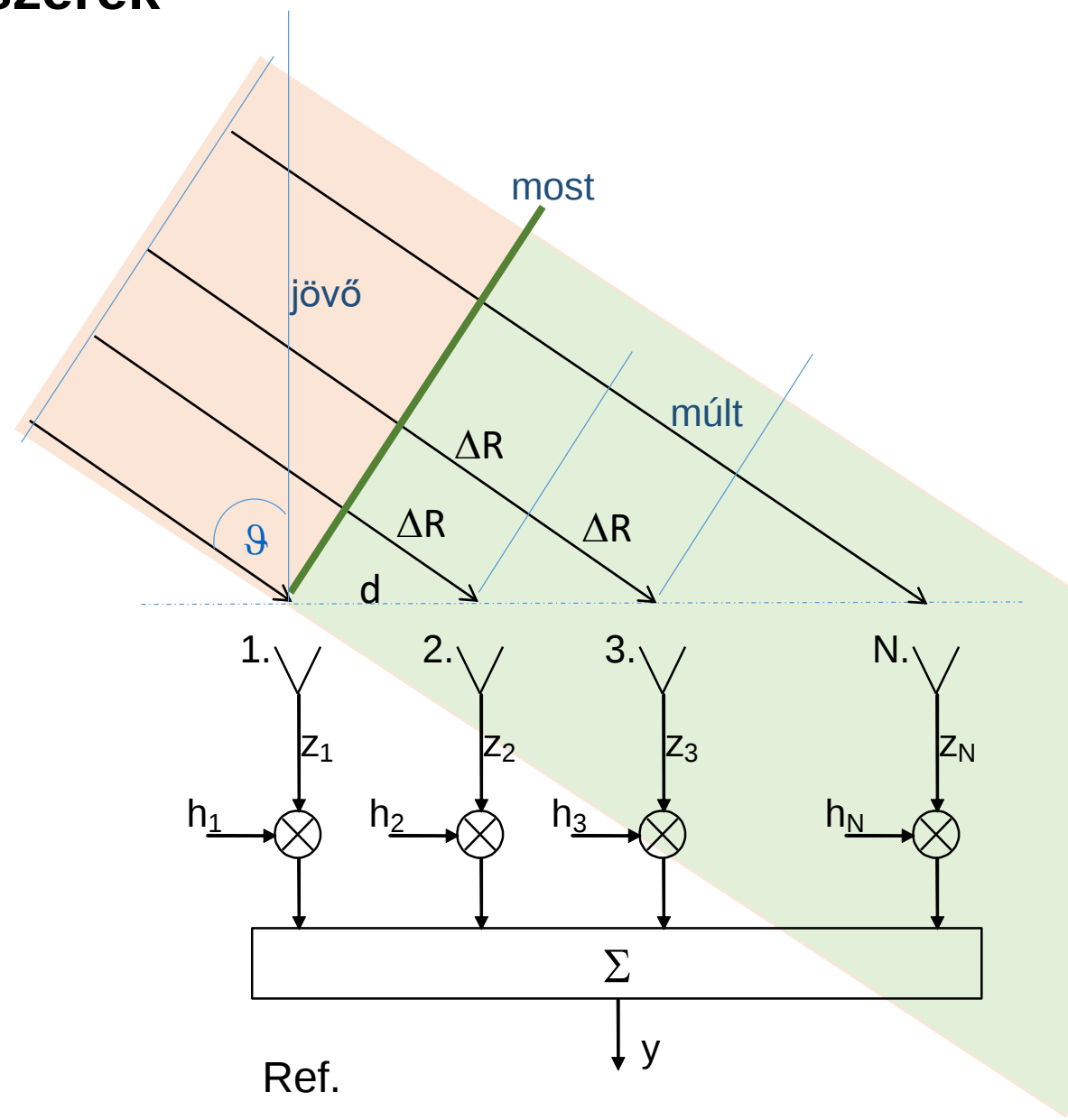


Antennarendszerek

$$\Delta\Phi = \Delta R\beta_0 = d\beta_0 \sin \vartheta = d \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \vartheta$$

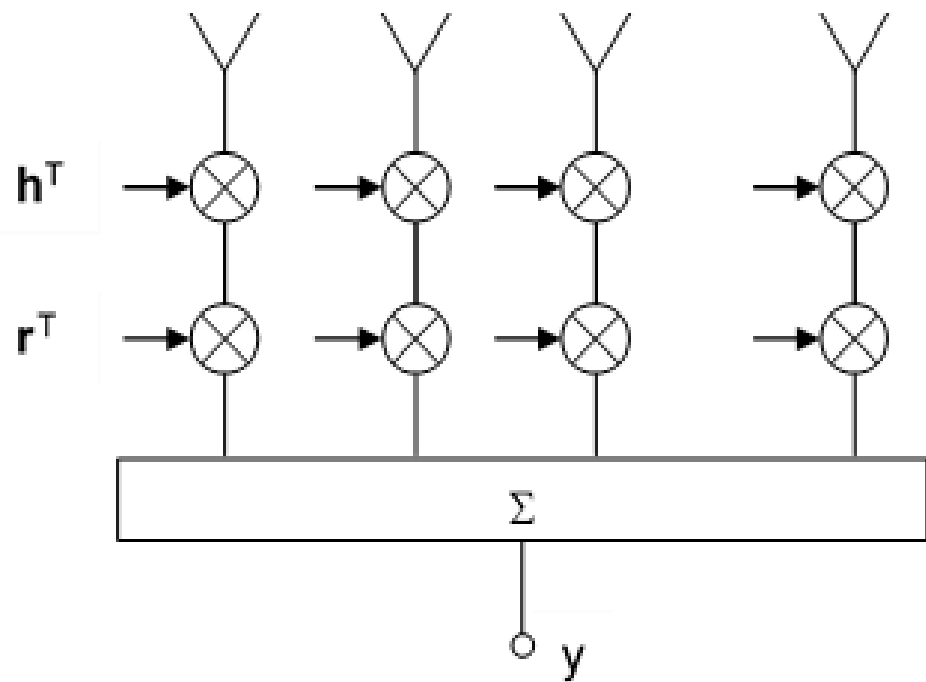
$$F(\vartheta) = \sum_{i=1}^N h_i e^{-j(i-1)\Delta\Phi}$$

$$F(\vartheta) = \mathcal{F}\{\mathbf{h}\}$$

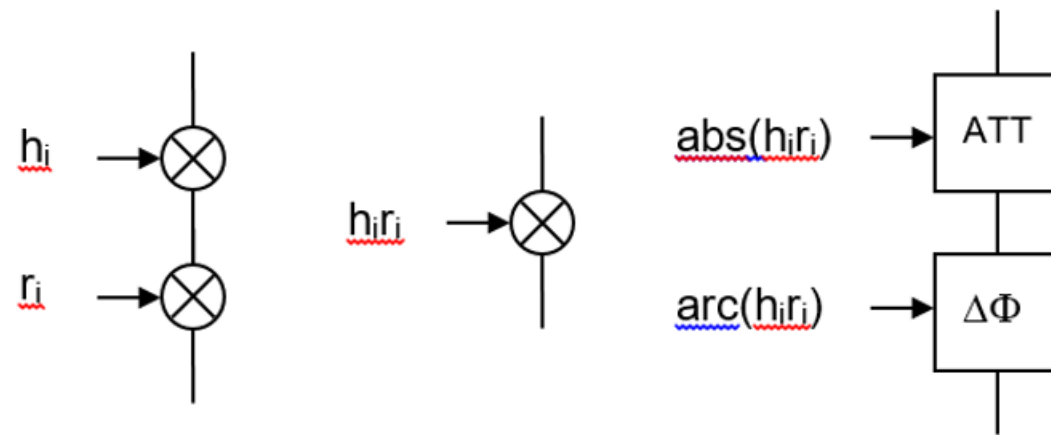


Antennarendszerek

Elektronikus pásztázás



$$\mathbf{r}^T = \begin{bmatrix} e^{j0\Delta\Psi} & e^{j1\Delta\Psi} & \dots & e^{j(N-1)\Delta\Psi} \end{bmatrix} \quad \Delta\Psi = d \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \Theta_0$$

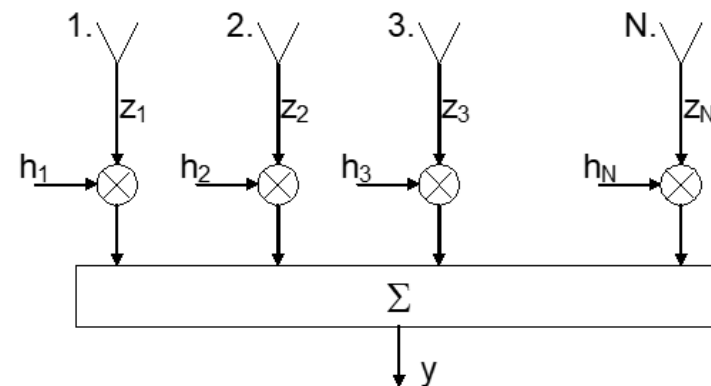


Antennarendszerek

Konvencionális (Bartlett) iránymérés

Jelöljük $S(\vartheta)$ -val az antennára beeső teljesítményt a ϑ beesési szög függvényében.

$S(\vartheta)$ PAD (Power Angular Density) az antennára beeső átlagteljesítmény sűrűségfüggvénye, dimenziója: $\frac{W}{rad}$



Bartlett módszer

Az antenna főnyalábjával pártázva tapogatjuk le a vizsgálandó szögtartományt, miközben a letapogatási szög függvényében regisztráljuk az antenna kimenetén megjelenő jel átlagteljesítményét.

Elektronikus pásztázás

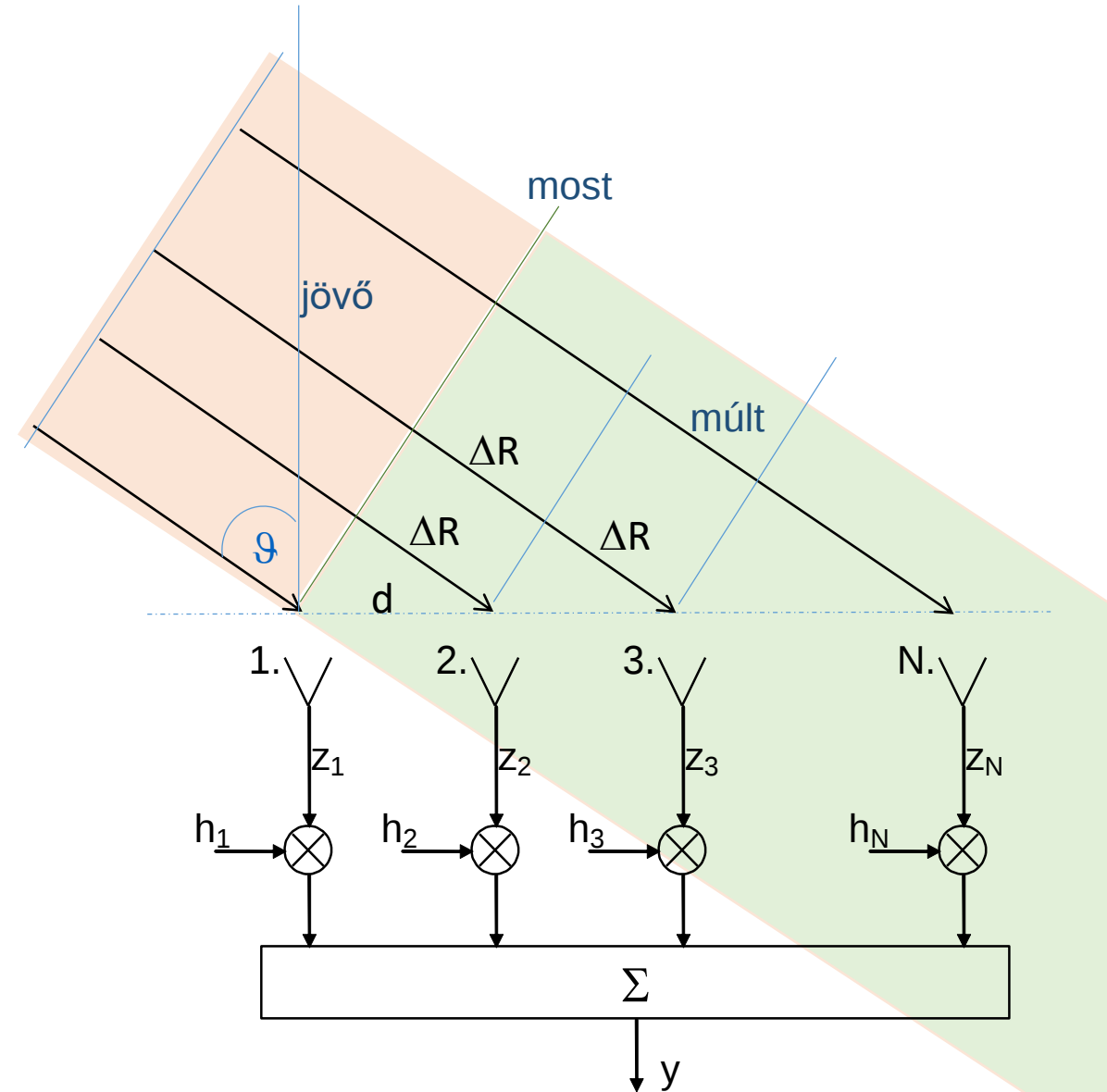
Kompenzálandó a ΔR -ből adódó lineáris fázistolás:

$$\mathbf{s}^T(\vartheta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Delta\Phi} & e^{-j2\Delta\Phi} & e^{-j3\Delta\Phi} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r}^T = \begin{bmatrix} e^{j0\Delta\Psi} & e^{j1\Delta\Psi} & \dots & e^{j(N-1)\Delta\Psi} \end{bmatrix}$$

$$\Delta\Psi = d \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \Theta_0$$

$$\mathbf{h}(\vartheta) = \mathbf{r}(\vartheta) = \mathbf{s}^*(\vartheta)$$



Antennarendszerek

Konvencionális (Bartlett) iránymérés

A kimeneti jel

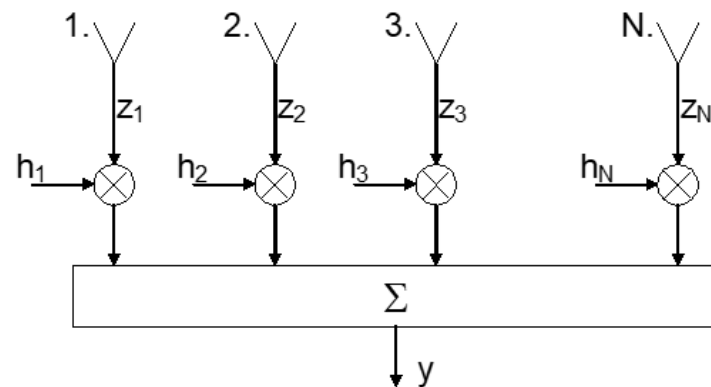
$$y(\vartheta) = \mathbf{z}^T \mathbf{h} = \mathbf{h}^T \mathbf{z} = \mathbf{z}^T \mathbf{s}^*(\vartheta) = \mathbf{s}^H(\vartheta) \mathbf{z}$$

ebből a vett jel átlagteljesítménye:

$$S(\vartheta) = M\left\{ |y(\vartheta)|^2 \right\} = M\left\{ \left(\mathbf{s}^H(\vartheta) \mathbf{z} \right) \left(\mathbf{z}^T \mathbf{s}^*(\vartheta) \right)^* \right\} = M\left\{ \mathbf{s}^H(\vartheta) \mathbf{z} \mathbf{z}^H \mathbf{s}(\vartheta) \right\} = \mathbf{s}^H(\vartheta) M\left\{ \mathbf{z} \mathbf{z}^H \right\} \mathbf{s}(\vartheta)$$

$$\mathbf{R} = M\left\{ \mathbf{z} \mathbf{z}^H \right\}$$

$$S(\vartheta) = \mathbf{s}^H(\vartheta) \mathbf{R} \mathbf{s}(\vartheta)$$



Antennarendszerek

Konvencionális (Bartlett) iránymérés

$$S(\vartheta) = \mathbf{s}^H(\vartheta) \mathbf{R} \mathbf{s}(\vartheta)$$

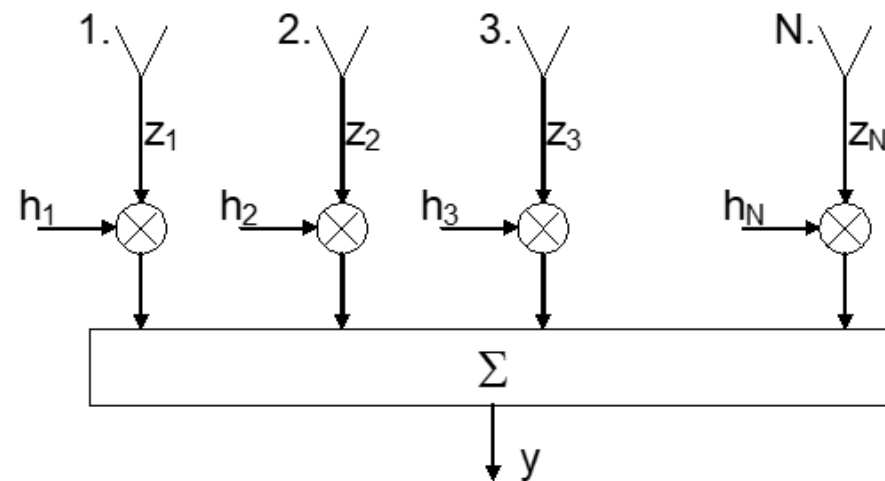
$$\mathbf{s}^T(\vartheta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Delta\Phi} & e^{-j2\Delta\Phi} & e^{-j3\Delta\Phi} \end{bmatrix}$$

A mátrix szorzást kifejtve:

$$S(\vartheta) = \sum_{i=-(N-1)}^{N-1} q_i R_i e^{-ji\Delta\Phi}$$

$$\text{ahol } q_i = \begin{cases} N - |i| & |i| < N \\ 0 & |i| \geq N \end{cases}$$

$$S(\vartheta) = \mathfrak{F}\{\mathbf{R}\}$$



PSD analógia!

Demó

Antennarendszerek

Bartlett becslés jellegzetességei

$$S(\vartheta) = \mathbf{s}^H(\vartheta) \mathbf{R} \mathbf{s}(\vartheta)$$

$$S(\vartheta) = \mathfrak{F}\{\mathbf{R}\}$$

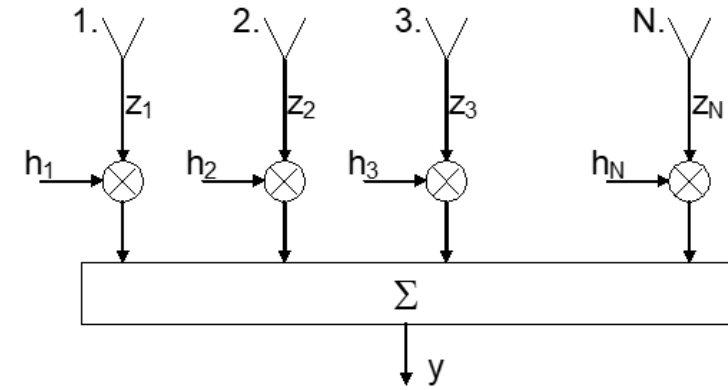
- a. a főnyaláb szélességében a bejövő jelek összemosódnak,
- b. a melléknyalábokon keresztül is szivárog be teljesítmény.

A főnyaláb szélességében a bejövő jelek összemosódása a becslés felbontását az antenna irányélességi szögére korlátozza (Rayleigh limit).

$$\delta_{\varphi} = \Phi_{3dB} \approx \frac{\lambda_0}{L_x}$$

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.

Összességében a Bartlett becslés gyenge felbontással és kis dinamikával rendelkezik, továbbá többnyire hamis, vagy csak közelítő értékeket mutat.



Antennarendszerek

CAPON iránymérés

A Bartlett módszer alkalmazásakor a pásztázás során az iránykarakterisztika melléknyaláb struktúrája végig megegyező, nem veszi figyelembe a melléknyalábok által lefedett szögtartományban lévő jelek elhelyezkedését.

A Capon módszer lényege, a vizsgált szögtartományon való pásztázás során az antenna minden egyes vizsgált szögére elvégzi az MSINR adaptációt, és így a minimalizálja a melléknyalábi tartományon keresztül beszivárgó teljesítményt. Ezen minimális zavaró teljesítmény miatt nevezik ezt a módszert még *minimum variancia módszernek* is.

Fiktív jel!

Antennarendszerek

CAPON iránymérés

$$\mathbf{h}_{opt} = \mu \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}^*$$

A maximális jel/(interferencia+zaj):

$$\left. \frac{S}{I + N} \right|_{\max} = \mathbf{s}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}$$

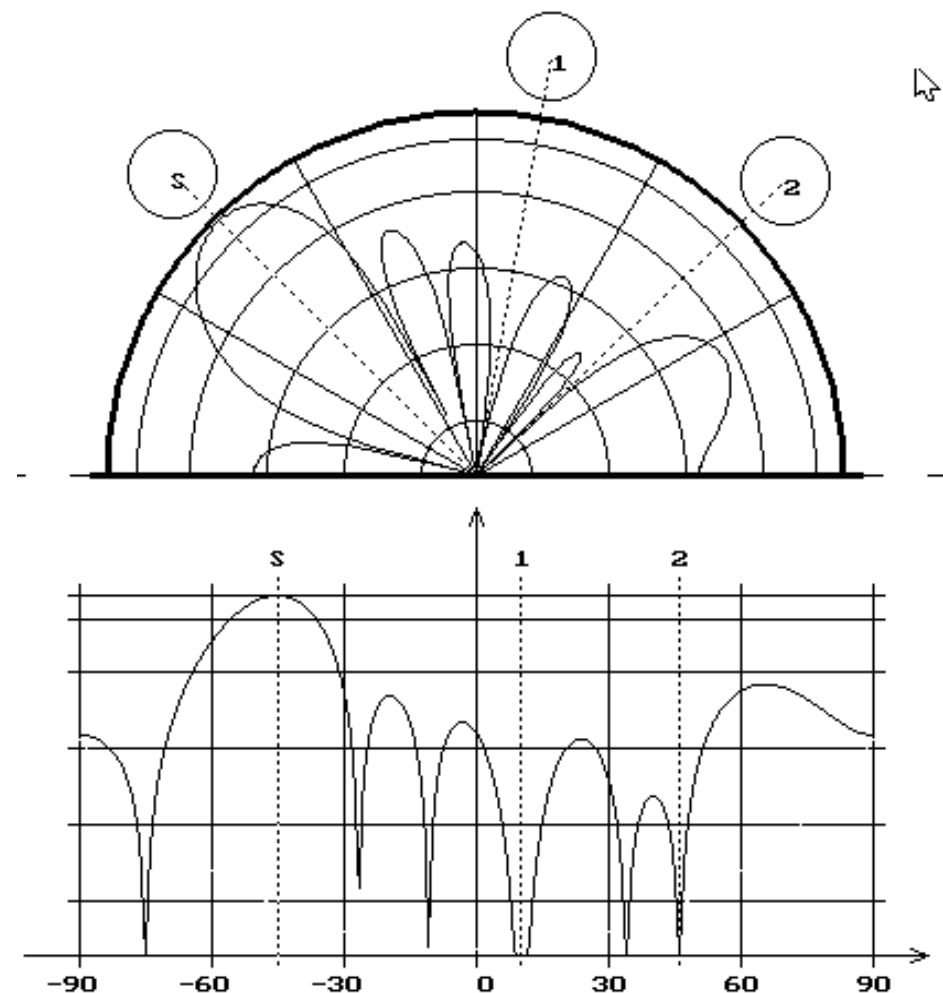
$\mathbf{s}=1$, fiktív jel!

$$\left. \frac{S}{I + N} \right|_{\max} = \left. \frac{1}{I + N} \right|_{\max} = \mathbf{s}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}$$

$$S(\vartheta) = I(\vartheta) + N(\vartheta)$$

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

Adaptív!



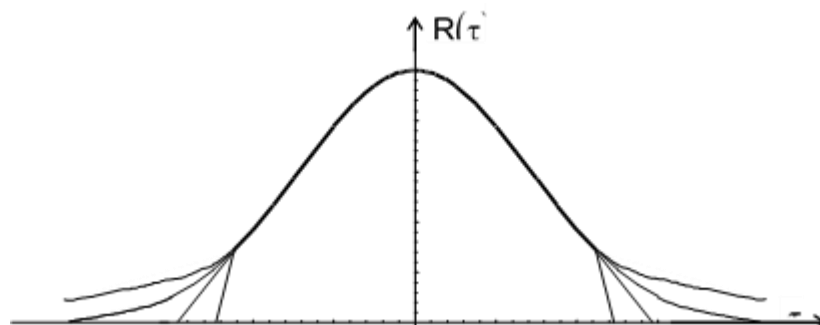
Demó

Antennarendszerek

Maximum Entrópia Módszere (MEM)

A MEM általános filozófiája

1. Teljes egészében, torzítatlanul és konzisztensen fel kell használnunk minden olyan információt ami rendelkezésünkre áll.
2. A becslésnek olyannak kell lennie, amely a lehető legkisebb előfeltevéssel, vagyis maximális bizonytalansággal él a rendelkezésre nem álló input adatokra vonatkozóan.



Antennarendszerek

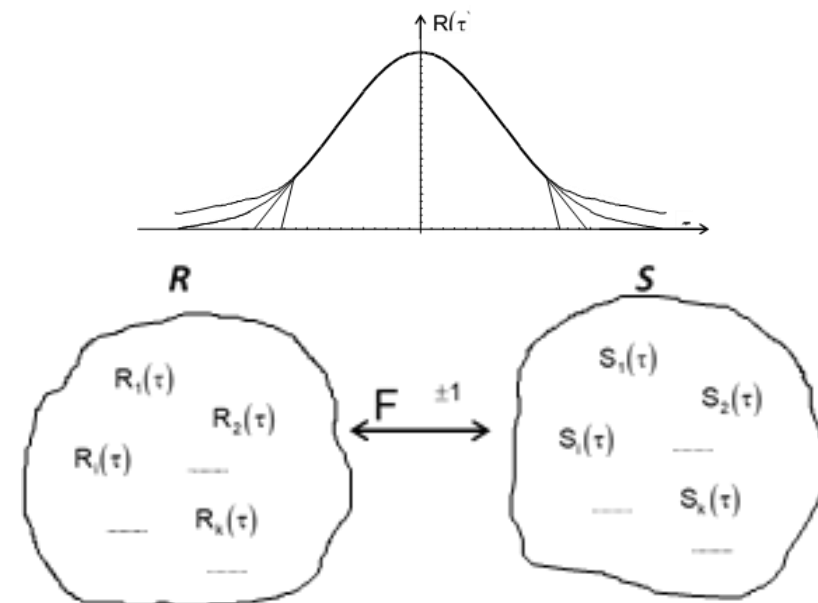
MEM iránymérés

A rendelkezésre álló információk:

A teljesítmény sűrűség függvényre vonatkozó általános jellemzők:

- $S(\omega)$ valós.

- $S(\omega)$ véges teljesítményű, vagyis $\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) d\omega$ integrál véges.



A becslés konzisztenciája:

Az $\mathbf{R}$ halmaz, - melyet az $\mathbf{S}$ halmazból képeztünk inverz Fourier-transzformációval

$\mathbf{R} = \mathbf{F}^{-1}\{\mathbf{S}\}$, - minden elemére igaznak kell lennie, hogy:

$R_i(\tau) = R(\tau)$, ha $|\tau| \leq T$.

A becslés maximális bizonytalansága a rendelkezésre nem álló adatokra:

Ez a megszorítás szemléletesen az $R(\tau)$ $[-T, T]$ intervallumon kívül felvett értékeinek önkényességére vonatkozik.

Entrópia

$$H(x) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \ln f(x) dx$$

Antennarendszerek

MEM iránymérés

$$S_{\text{MEM}}(\Theta) = \frac{1}{N^2} \frac{1}{|\mathbf{s}^T(\Theta) \mathbf{R}^{-1} \delta|^2}$$

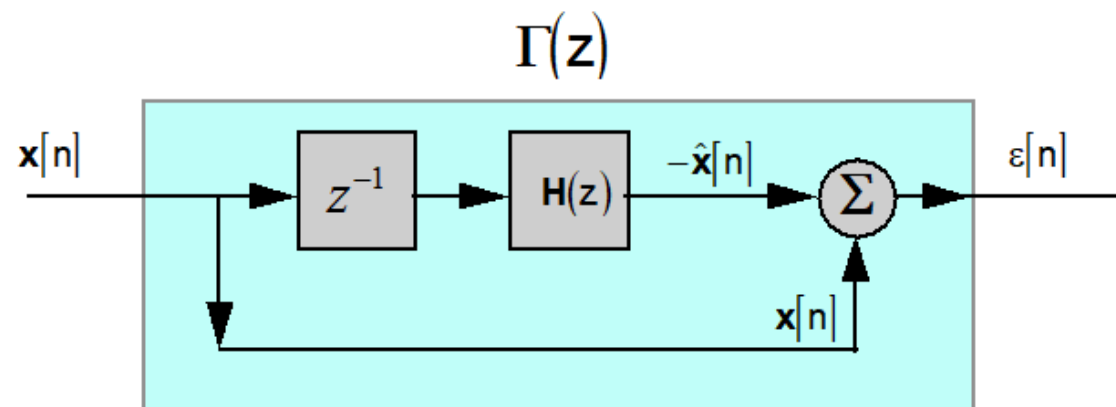
ahol

$$\mathbf{R} = \sigma_0^2 \mathbf{I} + P_{\text{jel}} \mathbf{s}^*(\Theta_0) \mathbf{s}^T(\Theta_0)$$

$$\delta^T = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

Demó

Analógia



$$H(P) = \sum_{i=1}^N p_i \ln \frac{1}{p_i}$$

Antennarendszerek

MEM iránymérés

Dobókocka

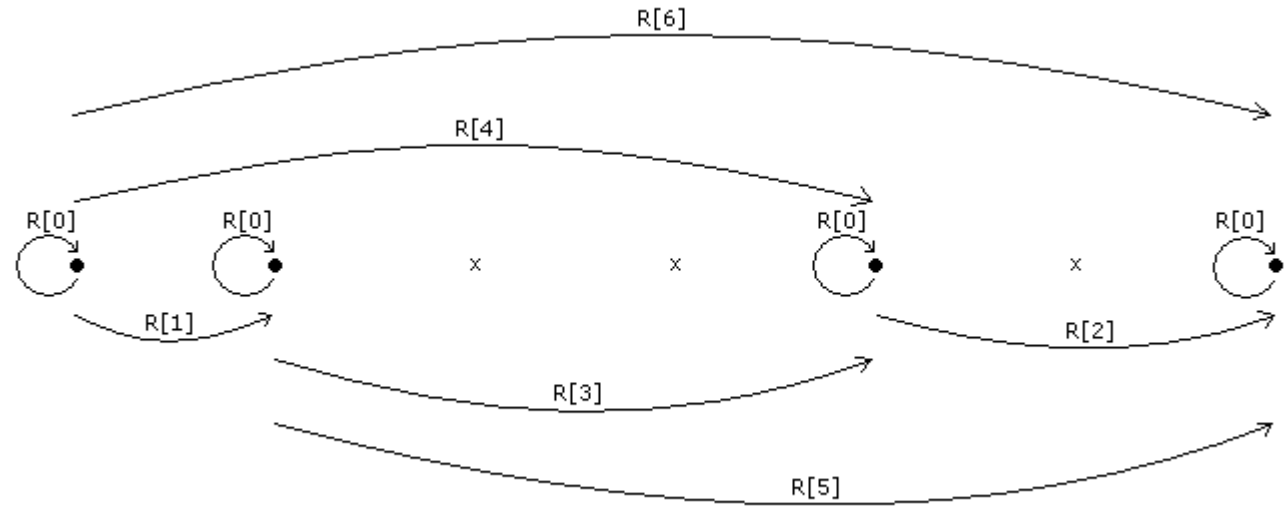
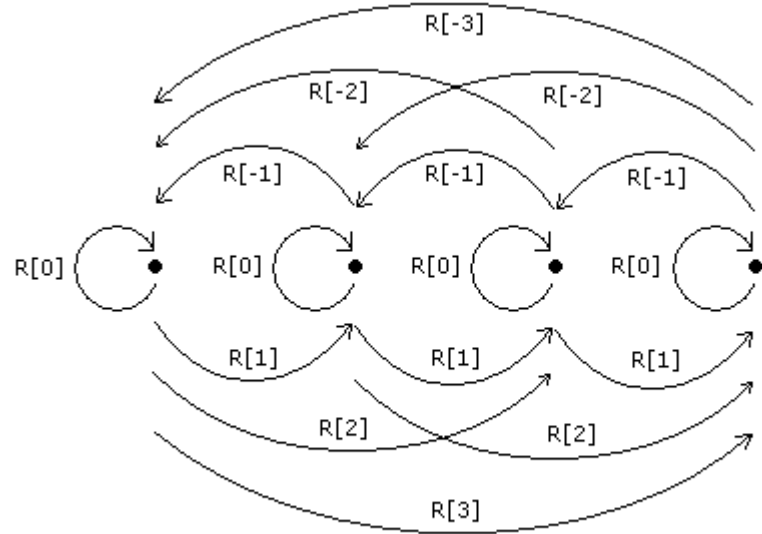


$$P = ? \quad H(P) = \sum_{i=1}^N p_i \log \frac{1}{p_i}$$

$$P = \left[\frac{1}{6} \quad \frac{1}{6} \quad \frac{1}{6} \quad \frac{1}{6} \quad \frac{1}{6} \quad \frac{1}{6} \right]$$

MRA antennák

$$R = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & R_2 & R_3 & \cdots \\ R_{-1} & R_0 & R_1 & R_2 & \cdots \\ R_{-2} & R_{-1} & R_0 & R_1 & \cdots \\ R_{-3} & R_{-2} & R_{-1} & R_0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}$$

[illegible]

Köszönöm a figyelmet!

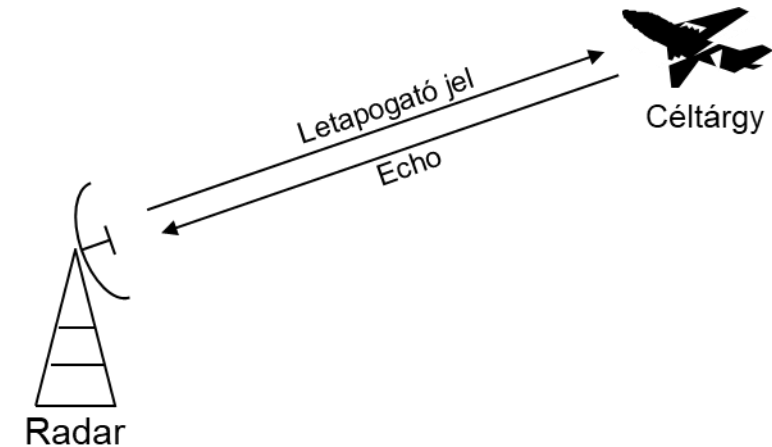
Radar mérés alapjai

Jegyzet 1. fejezet

RADAR RADio Detection And Ranging.

Funkciók

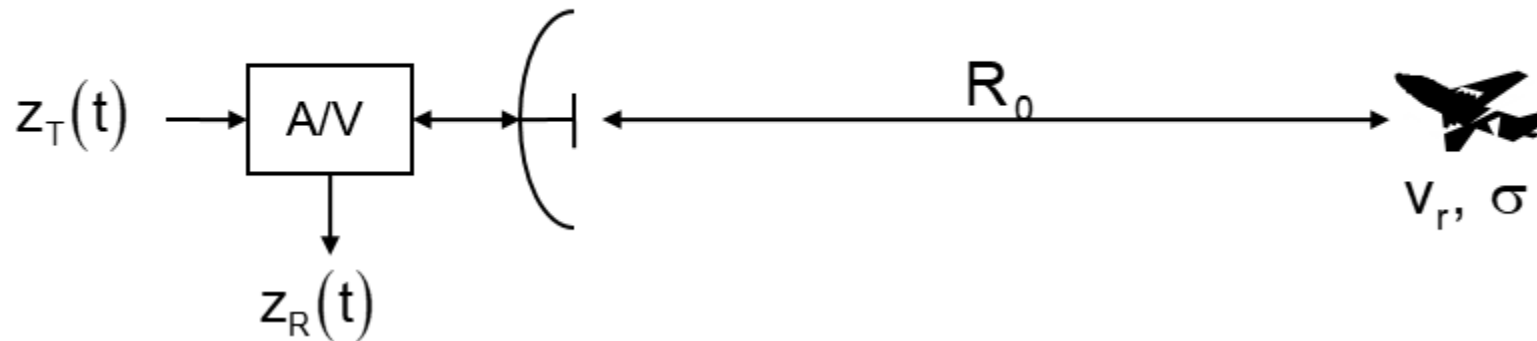
- Detekció: döntéselmélet,
- Mérés: becsléselmélet
- Klasszifikáció: döntéselmélet



	Radiális távolság	Radiális sebesség	Oldalszög	Magassági szög
Moduláció	1	1	0	0
Antenna	0*	0*	1 ^T	1 ^T

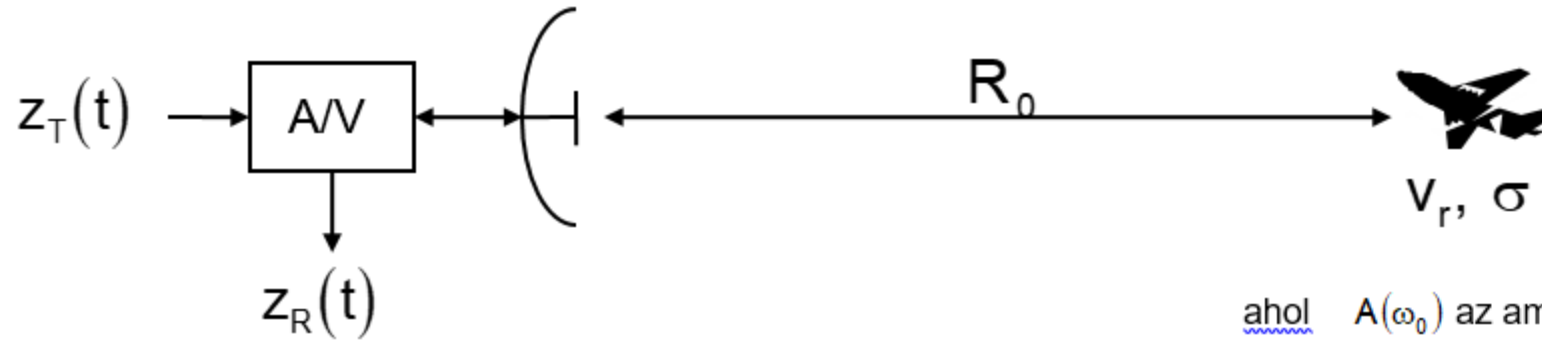
Radar alapok

A hullámcsomag terjedéséből közvetlenül mérhető céltárgy paraméterek



A radar nagyfrekvenciás elektromágneses jelet sugároz ki, majd azt a különböző, reflektáló objektumokról visszaverődve detektálja és méri. A célról a radarba visszaérkező jel a kisugárzotthoz képest megváltozik. Ha ezen változások egyértelműen hozzárendelhetők a céltárgy bizonyos paramétereire, akkor az adott paraméterek elvileg mérhetők. Ahhoz, hogy a mérhetőség a gyakorlatban is kielégítő legyen, szükséges még az adott paraméterre vonatkozó mérési érzékenység megfelelő mértékére.

Hullámcsomag



ahol $A(\omega_0)$ az amplitúdó csillapítás a vivőfrekvencián,

t_g a csoportfutási idő,

t_p a fázisfutási idő.

$$z_T(t) = z_m(t) e^{j\omega_0 t}$$

$$z_R(t) = A(\omega_0) z_m(t - t_g) e^{j\omega_0(t - t_p)}$$

$$t_g \approx t_p \approx \frac{2R}{c}$$

$$R = R_0 - v_R t$$

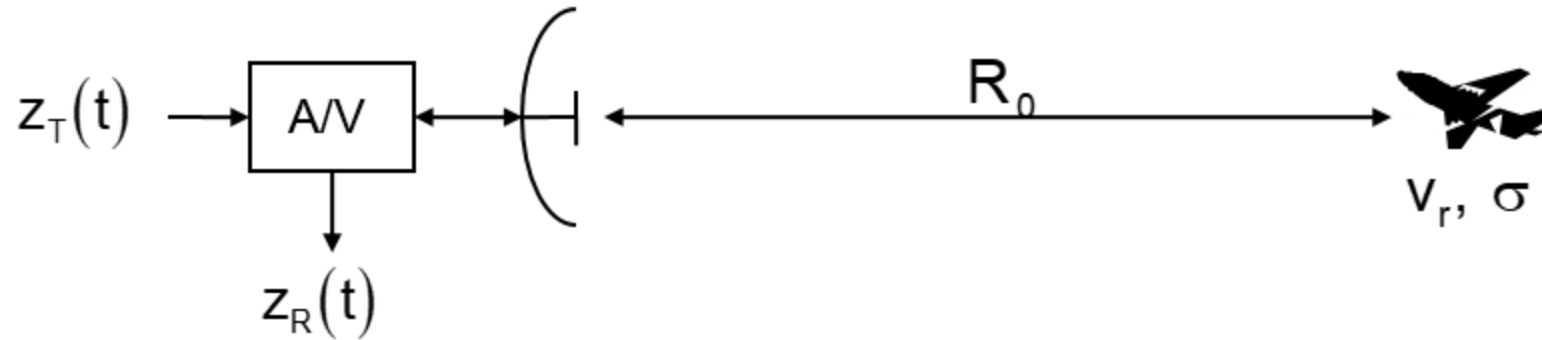
A csoport és fázis futási idők definíciói:

$$t_g = - \frac{\partial \varphi(\omega)}{\partial \omega} \bigg|_{\omega_0}$$

$$t_p = - \frac{\varphi(\omega_0)}{\omega_0}$$

ahol $\varphi(\omega) = - \frac{R}{\lambda(\omega)} 2\pi$.

Hullámcsomag



$$z_R(t) = A(\omega_0) z_m(t - t_g) e^{j\omega_0(t - t_p)}$$

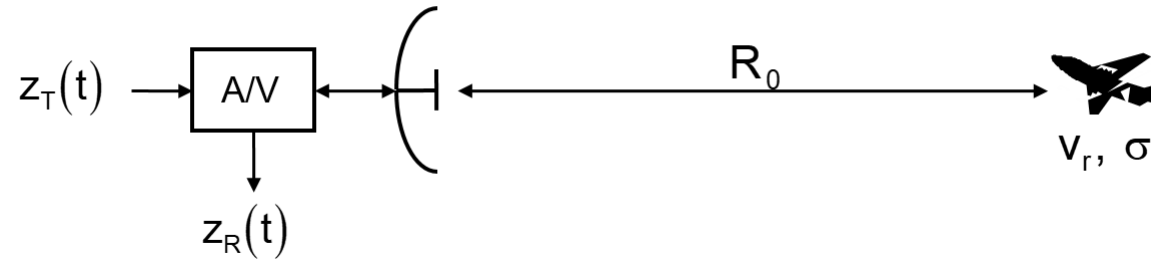
$$z_R(t) = A(R, \sigma, \dots) z_m \left[\left(1 + \frac{2v_r}{c} \right) t - \frac{2R_0}{c} \right] e^{j(\omega_0 t + \omega_d t - 2R_0 \beta_0)}$$

ahol $A(R, \sigma, \dots)$ az oda-vissza úthoz tartozó csillapítás, ami az R távolságon,
a céltárgy σ reflexiós képességén túl még további paraméterektől is függ,

ω_d a doppler frekvencia,

β_0 a hullámszám $\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$, f_0 vivőfrekvencián.

Hullámcsomag



Vizsgáló jel: $z_T(t) = z_m(t)e^{j\omega_0 t}$

Válasz jel: $z_R(t) = A(\omega_0) z_m(t - t_g) e^{j\omega_0(t - t_p)}$

$$z_R(t) = A(R, \sigma, \dots) z_m \left[\left(1 + \frac{2v_r}{c} \right) t - \frac{2R_0}{c} \right] e^{j(\omega_0 t + \omega_d t - 2R_0 \beta_0)}$$

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda_0}$$

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

Mérhetőség kritériumai:

- egyértelműség
- érzékenység

Lineáris, idővariáns rendszer

Hullámcsomag

$$z_R(t) = A(R) z_m \left[\left(1 + \frac{2v_r}{c} \right) t - \frac{2R_0}{c} \right] e^{j(\omega_0 t + \omega_d t - 2R_0 \beta_0)}$$

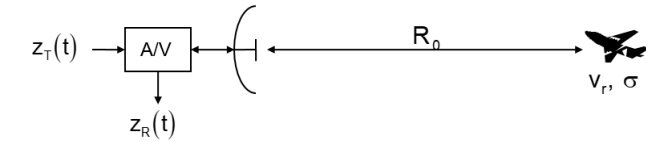
①

②

③

④

⑤



Mérhetőség kritériumai:

- egyértelműség
- érzékenység

1. $A(R)$ az oda-vissza úthoz tartozó csillapítás

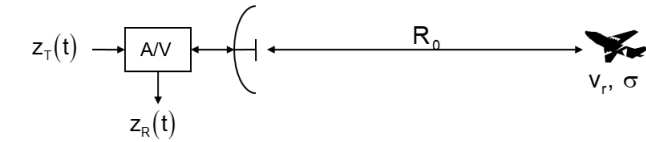
Értéke függ a céltárgy σ reflexiós képességétől, a radiális távolságtól, az antenna nyereségétől és az EM hullámterjedéstől.

$$A(R_0, \sigma, G_A, EMhullámterjedés)$$

2. $\left(1 + \frac{2v_r}{c} \right)$ az alapsávú jel nyuzsorodása

Nem elég érzékeny, nem alkalmas!

Hullámcsomag



$$z_R(t) = A(R) z_m \left[\left(1 + \frac{2v_r}{c} \right) t - \frac{2R_0}{c} \right] e^{j(\omega_0 t + \omega_d t - 2R_0 \beta_0)}$$

①
↑

②
↑

③
↑

④
↑

⑤
↑

Mérhetőség kritériumai:

- egyértelműség
- érzékenység

3. $\frac{2R_0}{c}$ az alapsávi jel időkésleltetése

4. ω_d doppler körfrekvencia $f_d = \frac{2v_r}{\lambda_0}$

5. $2R_0\beta_0$, a vivő fáziskésleltetése

Bizonytalansági reláció

$$z_R(t) = \underset{\textcircled{1}}{A(R)} z_m \left[\left(\underset{\textcircled{2}}{1 + \frac{2v_r}{c}} \right) t - \underset{\textcircled{3}}{\frac{2R_0}{c}} e^{j(\underset{\textcircled{4}}{\omega_0 t + \omega_d t} - \underset{\textcircled{5}}{2R_0 \beta_0})} \right]$$

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda_0}$$

Távolság - időkésltetés

Sebesség – frekvencia „késltetés”

Bizonytalansági reláció

Egy jel időbeli és frekvenciabéli **tartója** nem lehet egyszerre tetszőlegesen kicsi. Ezt fejezi ki áttételesen a Fourier-transzformáció skálázási tétele ($a > 0$):

$$af(at) \xleftrightarrow{F} F\left(\frac{\omega}{a}\right)$$

Véges energiájú jel D és d a frekvencia- és időtartománybeli tartója:

$$d^2 = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |f(t)|^2 dt \quad D^2 = \frac{1}{2\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |F(\omega)|^2 d\omega \quad E = \int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega$$

$$Dd \geq \frac{1}{2} \quad \text{Egyenlőség a Gauss impulzus esetében: } f(t) = Ae^{-\alpha t^2}$$

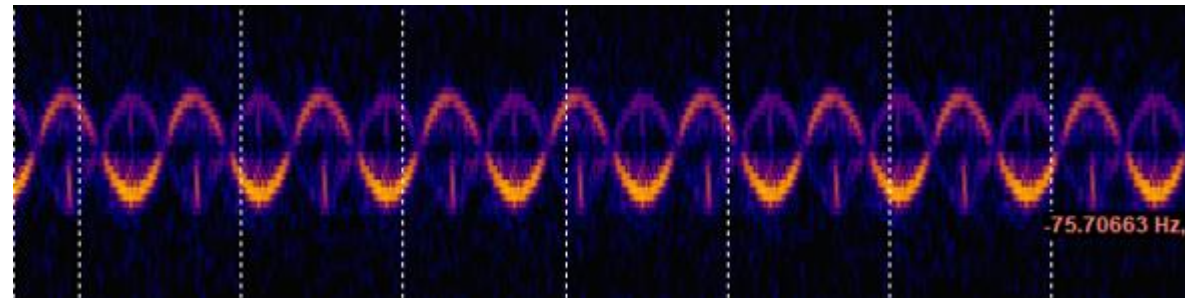
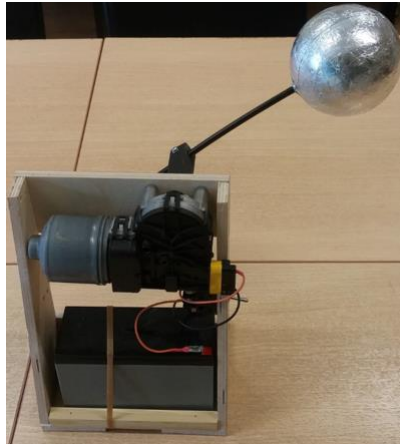
Mindez azt jelenti, hogy egy impulzus alapján adott céltárgy radiális sebessége és távolsága együttesen csak véges bizonytalanság mellett mérhető meg.

Ez a bizonytalanság a mérés periodikus ismétlésével csökkenthető.

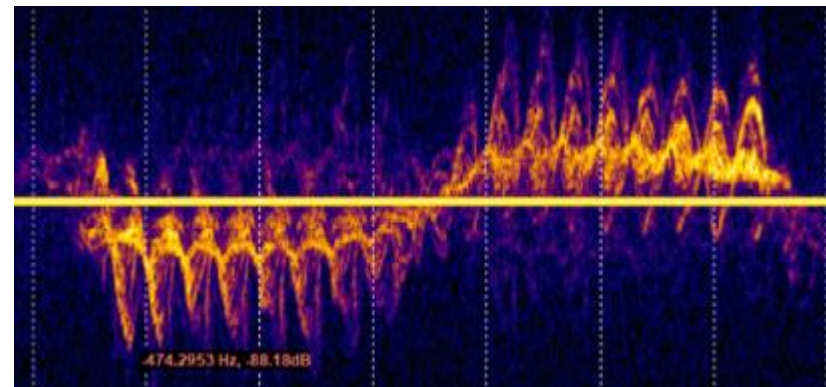
Spektrális tisztaság!

Mikro-Doppler

Mikro-Doppler jelenség
spektrogram



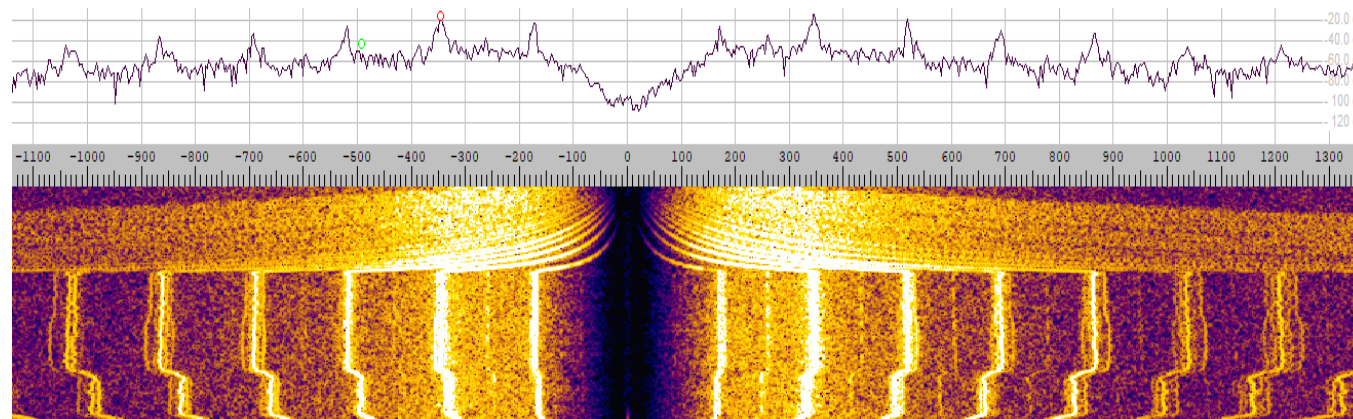
Séta (ember)
autóipar!



Mikro-Doppler



Mikro-Doppler jelenség



<https://www.youtube.com/watch?v=xj7wkLWqkx8>

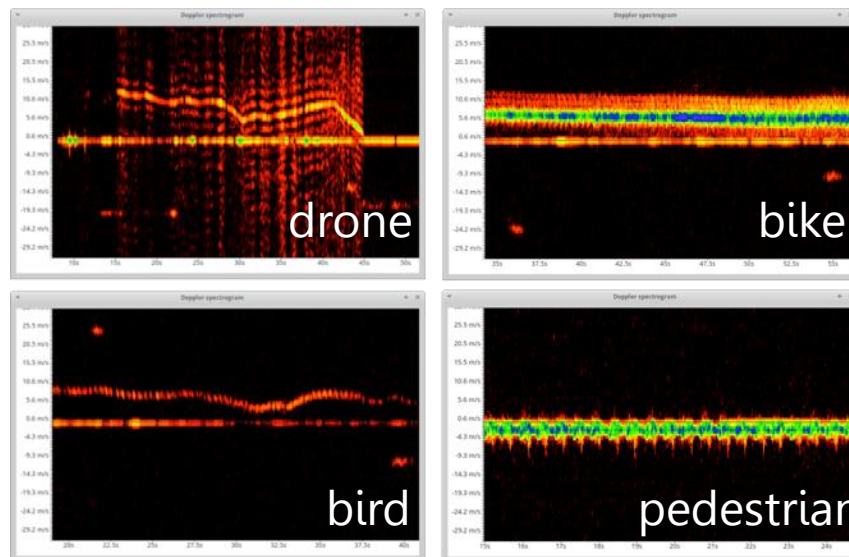
Mikro-Doppler

Robin radar



Radar szenzorok, Robin radar

Micro-Doppler Classification



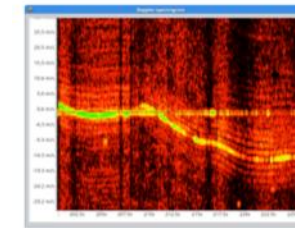
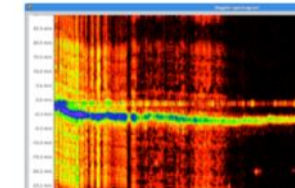
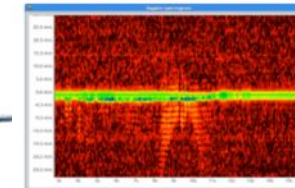
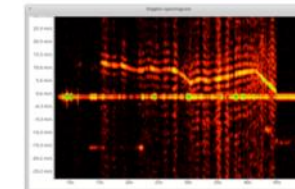
Messerschmitt 109 Fixed wing

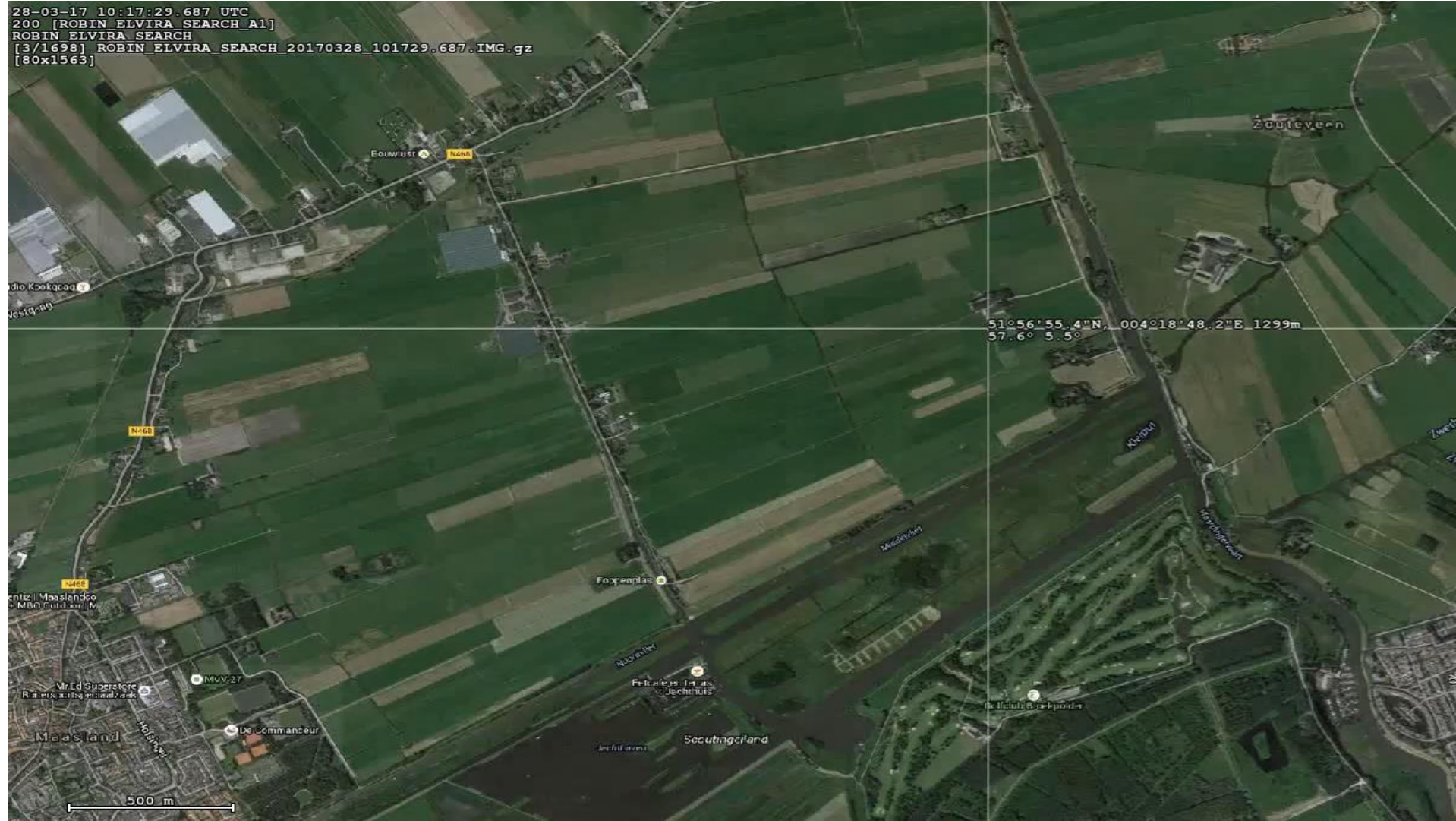


Amewi helikopter Buzzard RTF



NAZA Hexacopter





<https://www.robinradar.com/>

COVID-19 radar

Israel's Ministry of Defense (MoD) is working with two Israeli defence companies to develop radar- and electro-optical-based sensors to monitor peoples' vital signs and identify ones infected with Covid-19.



<https://youtu.be/QbfrvnxvHh0>

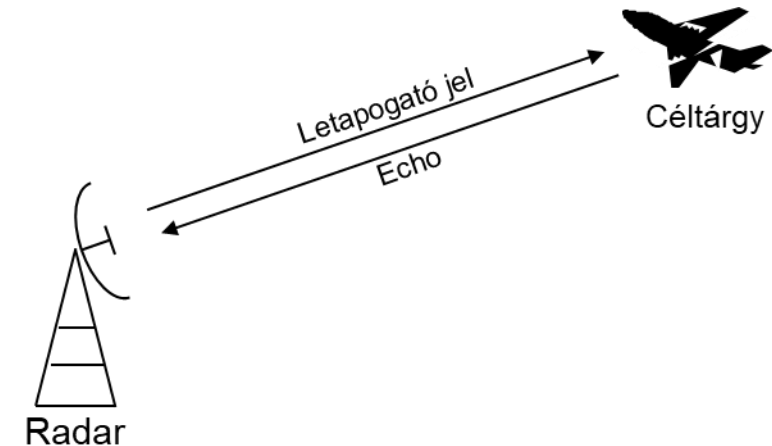
Radar mérés

Jegyzet 1. fejezet

RADAR RADio Detection And Ranging.

Funkciók

- Detekció: döntéselmélet,
- Mérés: becsléselmélet
- Klasszifikáció: döntéselmélet



	Radiális távolság	Radiális sebesség	Oldalszög	Magassági szög
Moduláció	1	1	0	0
Antenna	0^*	0^*	1^T	1^T

Azimuth és eleváció mérése

P-14
Abarona
Tall King

33m széles antenna



Specifications

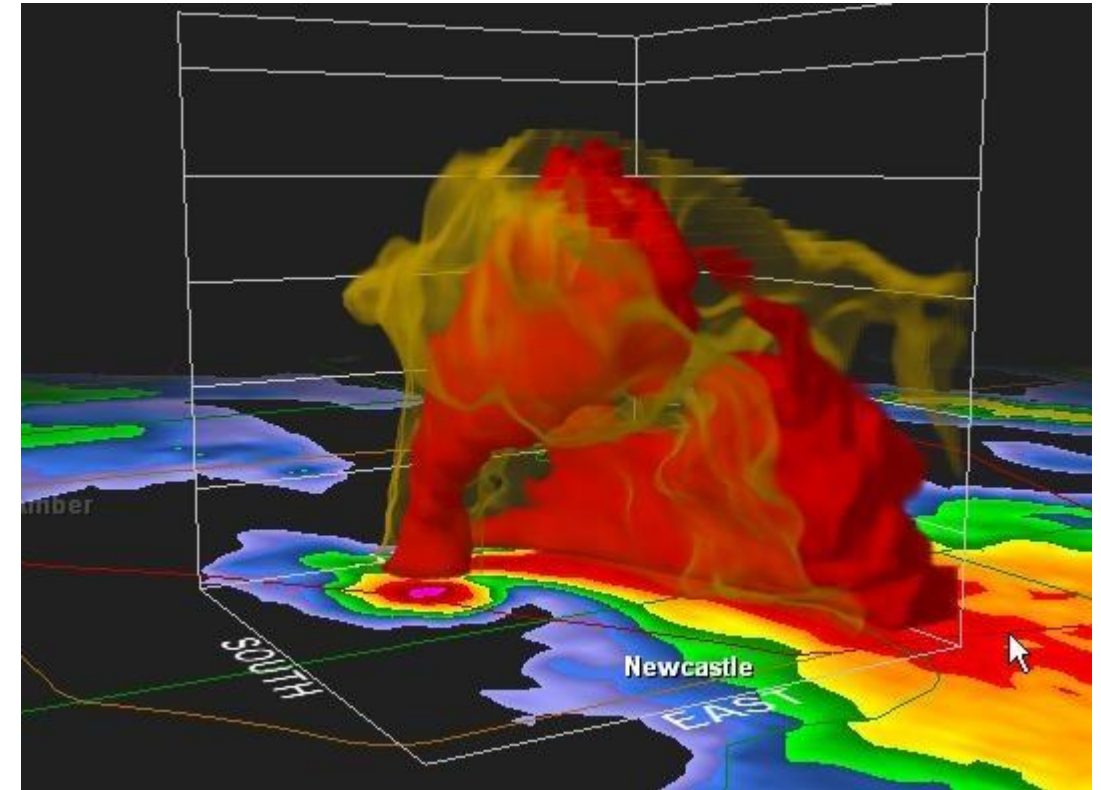
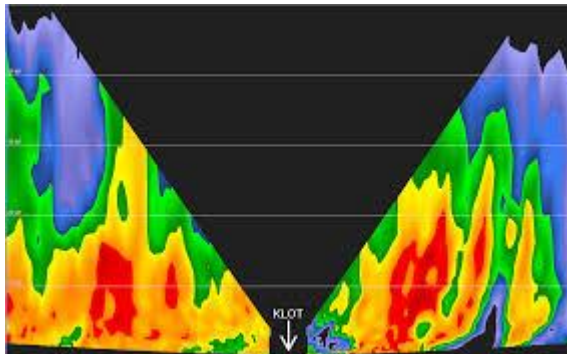
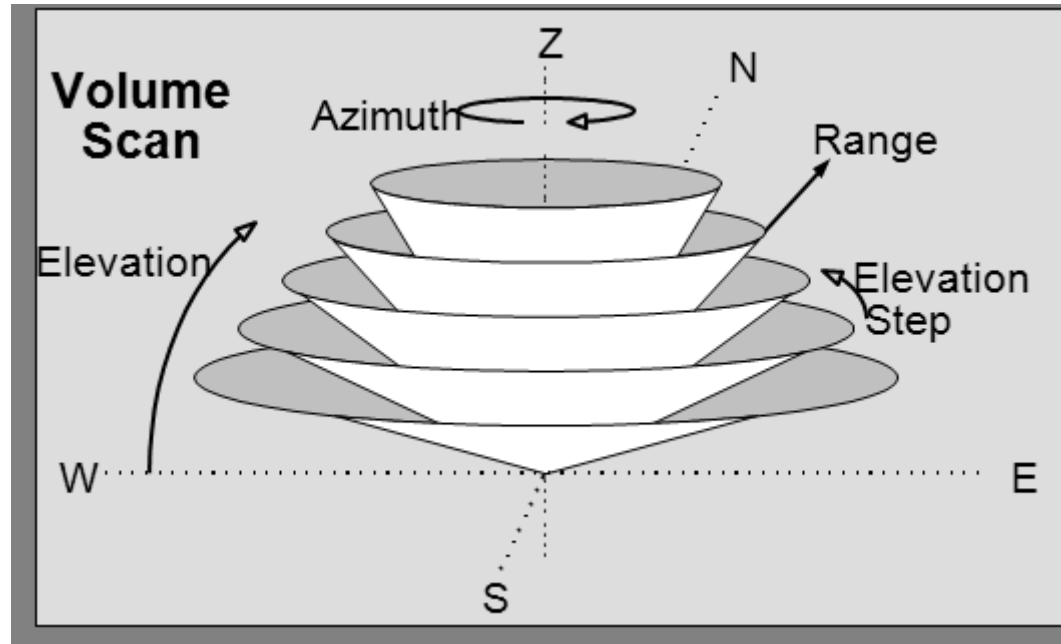
frequency: 150 to 170 MHz
pulse repetition time (PRT): 5 or 10 milliseconds
pulse repetition frequency (PRF): 100 or 200 Hz
pulsewidth (τ): 10 μ s
receive time:
dead time:
peak power: 700 to 900 kW
average power: 800 watts
instrumented range: 320 nm
range resolution: 0.8 nautical mile
beamwidth: $4^{\circ}20' \dots 8^{\circ}$
hits per scan: >15
antenna rotation: 10 to 25 seconds (0 ... 4 ... 6 rpm.)



Letapogatási stratégia, MET radar



Letapogatási stratégia, MET radar



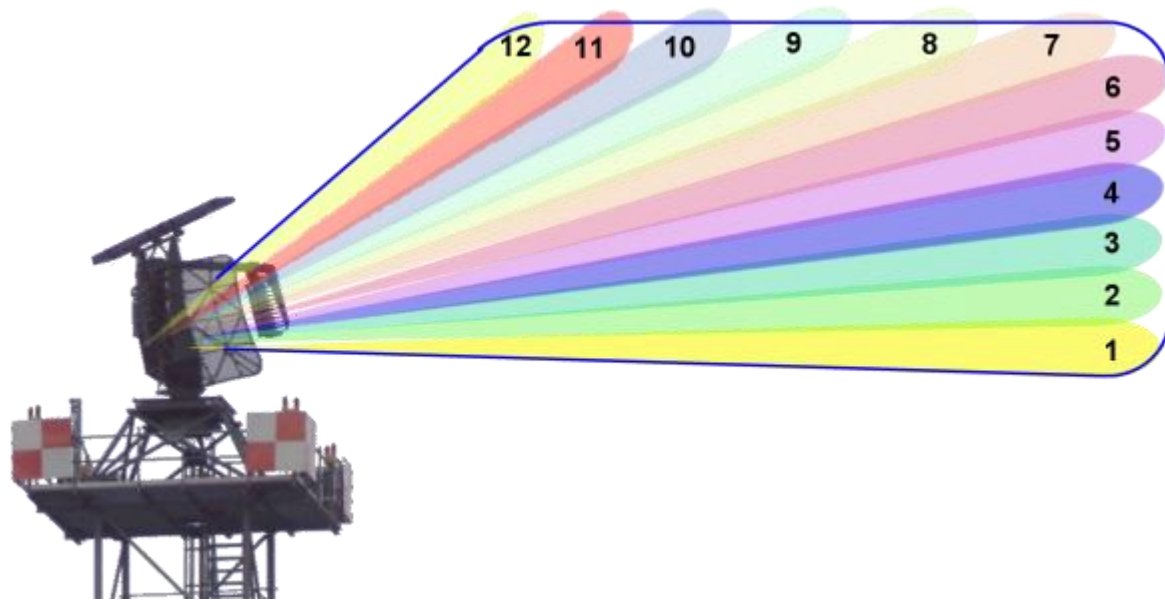


PRV-17

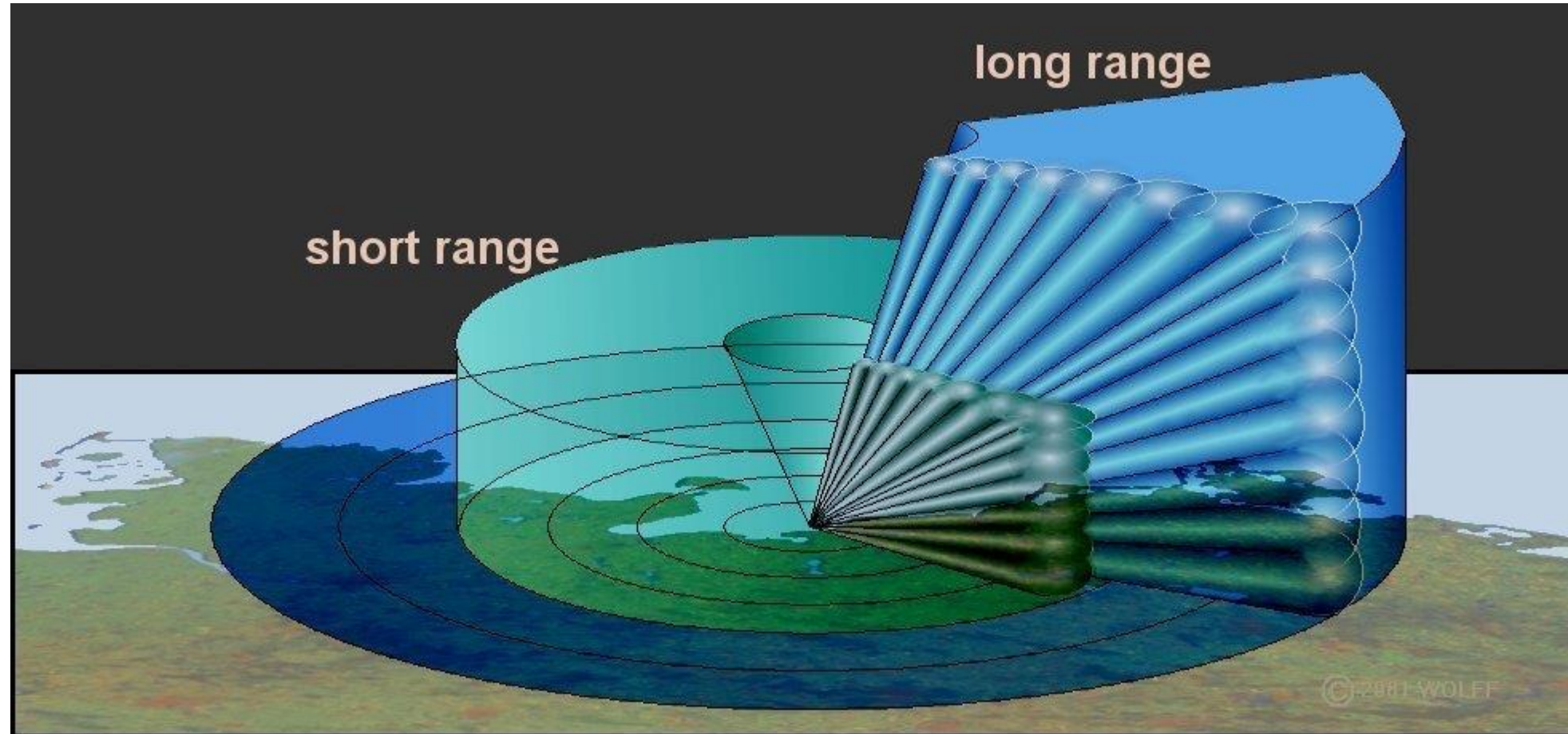


Raytheon ASR-910

Stacked beam







German Experimental Space Surveillance and Tracking Radar (GESTRA)

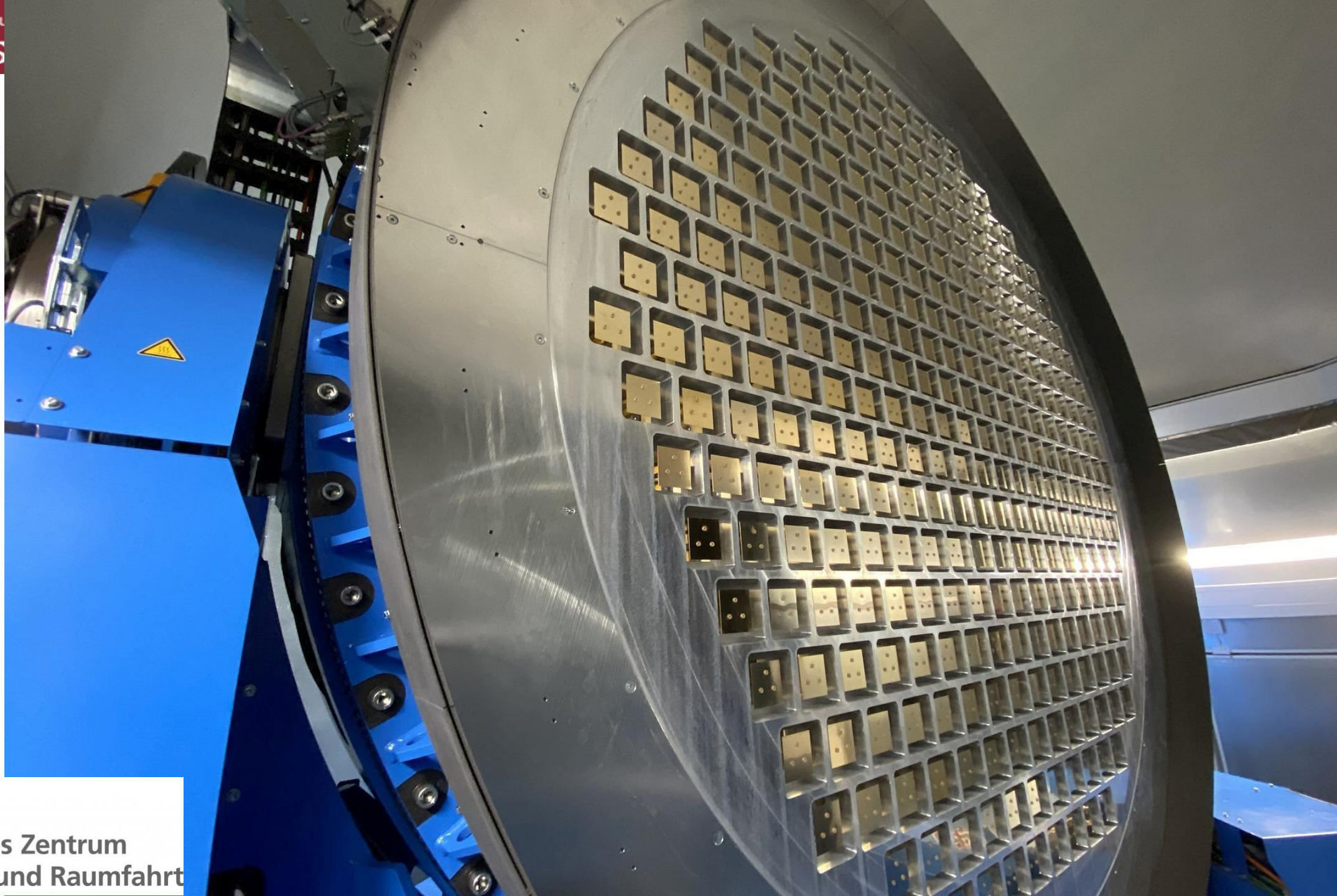
- Frequency: 1280 – 1380 MHz
- Bandwidth: 100 MHz
- Transmitted power (Peak): 256 kW



Deutsches Zentrum
für Luft- und Raumfahrt



- Aperture contains 256 transmitting elements
- Cavity resonator radiator for high power output



Activity in space continues to increase. Several thousand satellites, spacecraft and other objects orbit Earth at altitudes of between 300 and 3000 kilometres. In addition to the inactive satellites and upper stages of rockets that are left behind here after missions, there are hundreds of thousands of smaller pieces of debris. Satellites and other space infrastructure such as the International Space Station (ISS) need to be continuously monitored to avoid collisions. Active objects can engage in evasive manoeuvres, while inactive space debris such as disfunctional satellite parts, or the remains of rockets, pose a threat.



DLR

Deutsches Zentrum
für Luft- und Raumfahrt

https://www.dlr.de/content/en/articles/news/2020/04/20201013_space-radar-gestra-begin-operation.html

<http://www.jsforum.or.jp/stableuse/2018/pdf/11%20SSA-Tokio-10-03-2018-englisch-final-GERALD.pdf>

Neyman-Pearson hipotézisvizsgálat

H_0 : nullhipotézis

H_1 : ellenhipotézis

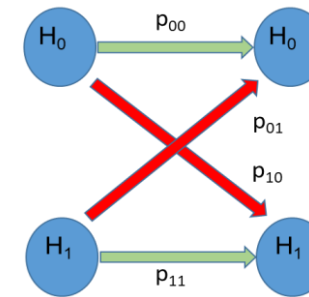
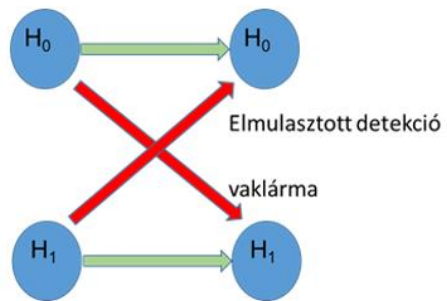
A H_0 nullhipotézis a következő: nincs a vizsgált térrészben céltárgy.

A H_1 az ellenhipotézis jelentése: H_0 hipotézis ellentéte, vagyis van ott céltárgy. Ennek megfelelően amennyiben H_0 hipotézis az adott valós helyzetben hamis, az egyben H_1 ellenhipotézis igazságát eredményezi.

	<i>Elfogadjuk H_0 hipotézist</i>	<i>Elutasítjuk H_0 hipotézist</i>
H_0 igaz	helyes döntés	elsőfajú hiba
H_0 hamis (H_1 igaz)	másodfajú hiba	helyes döntés

		Döntés	
		H_0	H_1
Valóság	H_0	Helyes döntés	Elsőfajú hiba
	H_1	Másodfajú hiba	Helyes döntés

Detekció



		Döntés	
		H ₀	H ₁
Valóság	H ₀		Vaklárma
	H ₁	Elmaradt detekció	Detekciós valószínűség

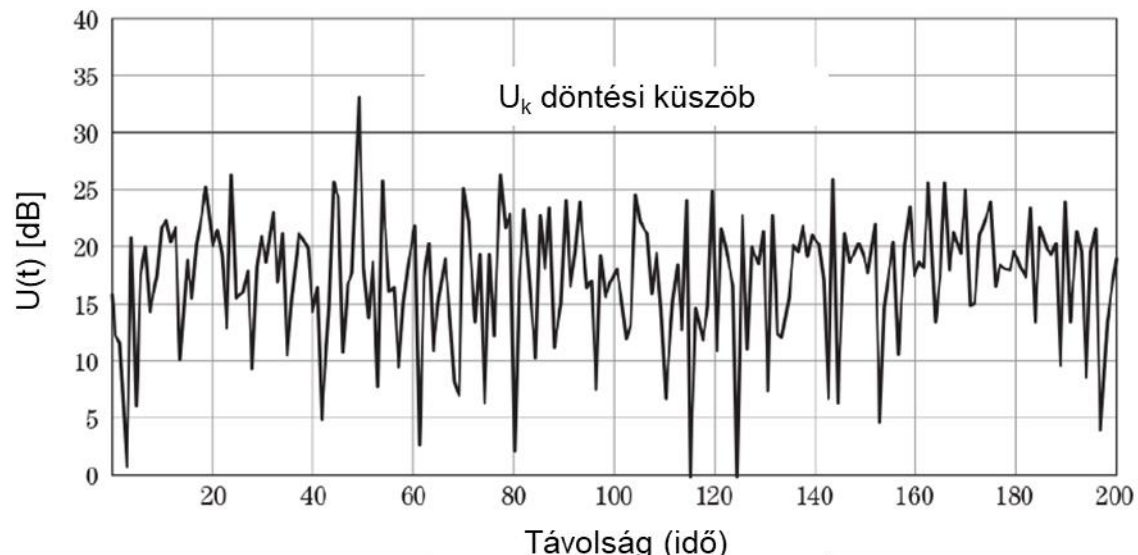
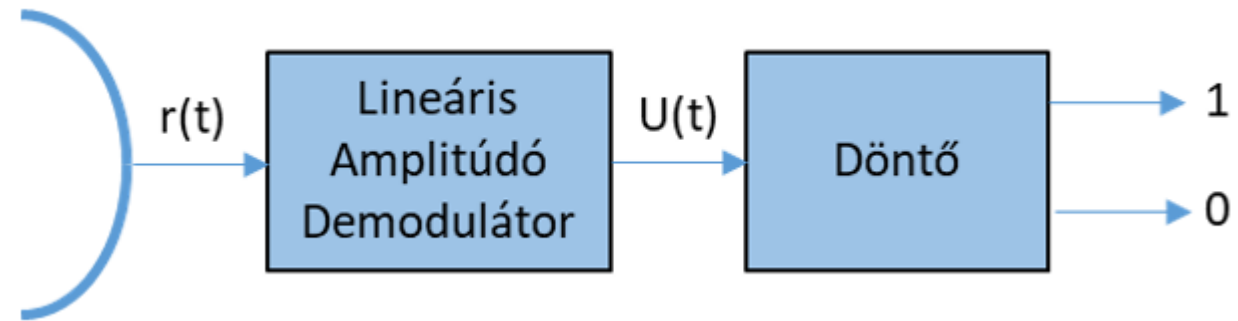
		Döntés	
		H ₀	H ₁
Valóság	H ₀	p ₀₀	p ₁₀
	H ₁	p ₀₁	p ₁₁

Detekció

A radartechnikában fenti valószínűségek közül a p_{11} és a p_{10} használatos, jelentésük:

p_{11} detekciós valószínűség,
 p_{10} vaklárma.

1. Radarvevő modell



Köszönöm a figyelmet!