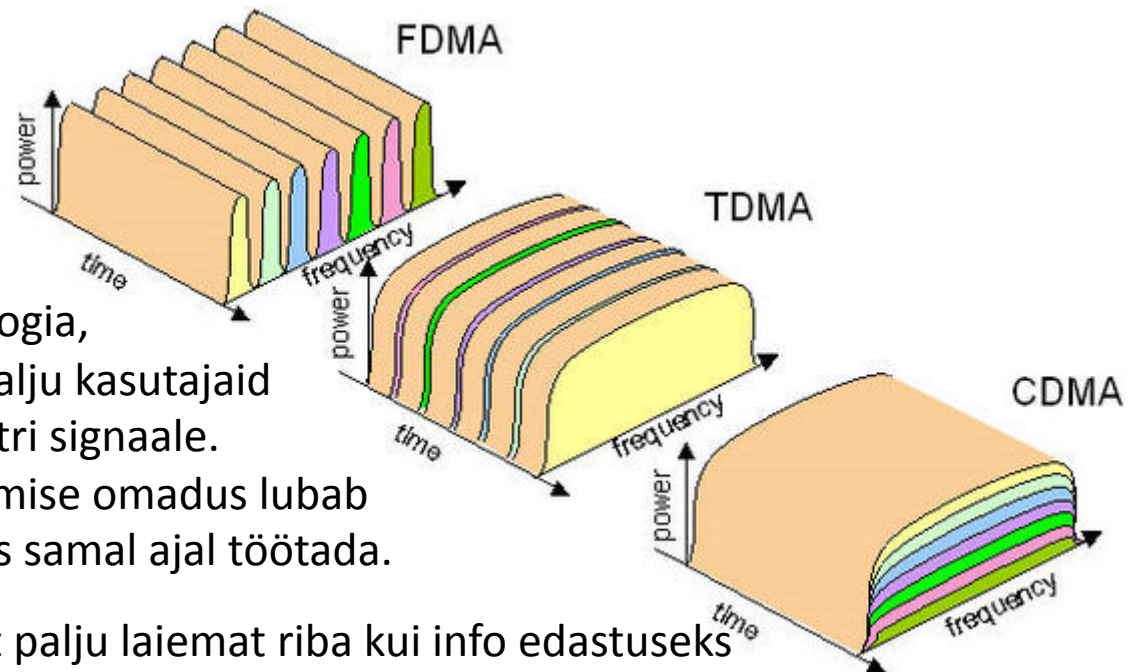


Hajaspekter sides II

Tõnu Trump

tonu.trump@lr.ttu.ee

Hajaspekter ja kooditihendamine CDMA



Kooditihendamine on tehnoloogia, kus samas spektripiirkonnas palju kasutajaid kes kasutavad sideks hajasperetri signaale. Hajasperetri häirete mahasurumise omadus lubab palju kasutajaid samas spektris samal ajal töötada.

Hajaspekter kasutab teadlikult palju laiemat riba kui info edastuseks vaja oleks.

Esimesed rakendused sõjalistes süsteemides.

Praegu mitmed mobiilistandardid

Mõned sageduspiirkonnad lubatud vabaks kasutamiseks väikese võimsusega hajasperetri saatjatele

Hajasperetri eelised:

- Parem häirekindlus
- Väike avastamise tõenäosus
- Parem käitumine mitmekiirelise levi keskkonnas

Hajaspektri liigid

Kaks hajaspektri põhiliiki

- otsese järgnevuse modulaatorid (direct sequence modulators – DS)
- sageduse hüpitajad

Otsese järgnevuse modulaatorid hajutavad signaali üle palju laiema sagedusriba, kui info edastamiseks ilmtingimata vaja oleks.

Selleks igal terminalil unikaalne hajutav kood millega korrutatakse infosignaali .

Erinevate terminalide signaalid peale hajutamist ligikaudu ortogonaalsed.

Laia spektri tõttu mõjuvad kitsaribalised häired ja mitmekiireline levi suhteliselt vähe.

Signaali energia jääb konstantseks enne ja pärast hajutamist, kuid kuna spekter palju laiem on vastuvõetava signaali spekter tihti allpool kanali müra spektrit.

Sageduse hüpitajad kasutavad iga paari infosümboli järel uut kandesagedust.

Tavaliselt sagedused valitud kasutades mingit pseudojuhuslikku reeglit, mis vastuvõtjas teada.

Kui palju sünkroniseeritud saatjaid, saab nende hüppamise reeglid valida nii, et kokkupõrkeid ei teki.

Kui saatjad ei ole sünkroniseeritud, kokkupõrked tekivad, kui hüppamise riba lai siis harva.

Otsese järgnevuse modulaatorid

Eeldame BPSK või QPSK modulatsioone.

BPSK signaali kompleks amplituud $\tilde{s}(t) = b\sqrt{E_b}g(t), \quad 0 \leq t \leq T$

b – edastatav sümbol +1 või -1

$g(t)$ – sümbolit kujundav funktsioon

T – sümboli kestus

Kui sümbolit kujundav funktsioon täisnurkne $g(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{T}}, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{muidu} \end{cases}$ ← Ühikuline energia!

siis signaali võimsusspekter on $S(f) = T \left(\frac{\sin \pi T f}{\pi T f} \right)^2$

Otsese järgnevuse modulaatori sümbolit kujundav funktsioon koosneb Q täisnurksest impulsist.

$$g(t) = \sum_{q=1}^Q c(q)g_c(t - qT_c)$$

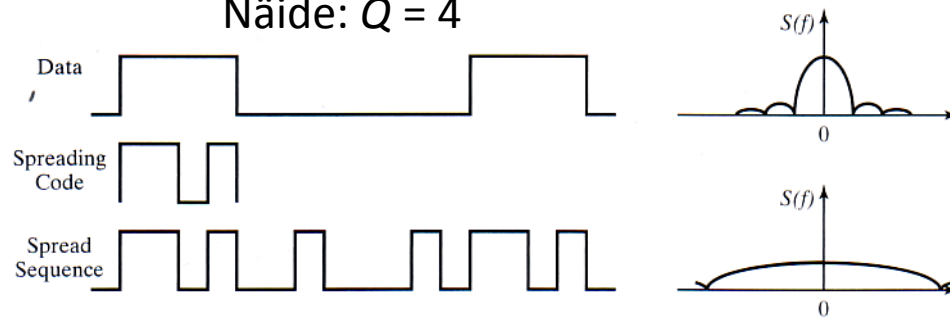
$[c(q)]$ – hajutav järgnevus, mis koosneb individuaalsetest krõpsudest (chip) $c(q)$, mis on kas +1 või -1
 T_c on krõpsu pikkus

Q – hajutamise faktor (spreading factor) ja tavaliselt $QT_c = T$

Ka krõps tavaliselt täisnurkne

$$g_c(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{T_c}}, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{muidu} \end{cases}$$

Näide: $Q = 4$



Sobitatud filtriga vastuvõtja

Kui vastuvõetud signaal on
Siis optimaalne vastuvõtja

$$\tilde{x}(t) = \tilde{s}(t) + \tilde{v}(t), \quad \tilde{v}(t) - \text{AWGN}$$

$$y = \int_0^T \tilde{x}(t) \tilde{s}^*(t) dt$$

Lineaarse modulatsiooni korral kui

$$\tilde{s}(t) = b\sqrt{E_b}g(t), \quad 0 \leq t \leq T$$

$$y = \int_0^T \tilde{x}(t)g^*(t)dt = b\sqrt{E_b} \int_0^T |g(t)|^2 dt + \int_0^T \tilde{v}(t)g^*(t)dt = b\sqrt{E_b} + \eta$$

b – infosümbolid
 η – müra

Ülaltoodu kehtib mistahes $g(t)$ korral, seega ka siis kui $g(t)$ sisaldab hajutavat järgnevust.

Müra keskvärtus null ning dispersioon

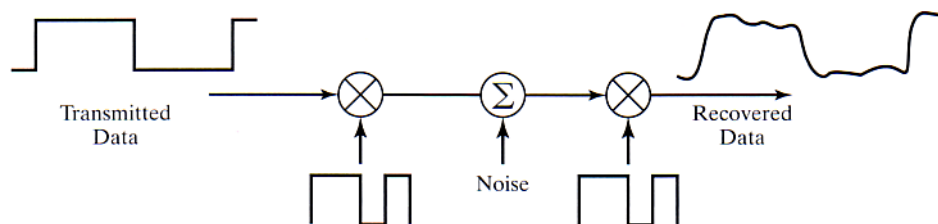
$$\delta_\eta^2 = E \left[\left| \int_0^T \tilde{v}(t)g^*(t)dt \right|^2 \right] = \int_0^T \int_0^T E[\tilde{v}(t)\tilde{v}^*(s)]g(s)g^*(t)dtds$$

$$= \int_0^T \int_0^T N_0\delta(t-s)g(s)g^*(t)dtds = N_0 \int_0^T |g(t)|^2 dt = N_0$$

N_0 – kompleksse põhiriba müra spektraaltihedus.

Müra võimsus ei sõltu sümboli kujust ning seega aditiivse valge Gaussi müra puhul toimib hajaspektri side sama hästi kui hajutamata spektriga side. Mõlemal juhul signaal – müra suhe

$$SNR = \frac{(E[y])^2}{\sigma_\eta^2} = \frac{E_b}{N_0}$$



Häirekindlus

Oletame, et vastuvõetud signaalis segav sinusoid kompleksamplituudiga $\tilde{\xi}(t) = \sqrt{\frac{A_\xi}{T}} e^{-j2\pi f_\xi t}$

Vastuvõetud signaal $\tilde{x}(t) = \tilde{s}(t) + \tilde{\xi}(t) + \tilde{v}(t)$

Sobitatud filter lineaarne – häire komponent $y_\xi = \int_0^T \xi(t) g^*(t) dt$

Häiriv sinusoid läbides sobitatud filtri korrutub hajutava järgnevuse kaaskompleksiga

$$\tilde{\xi}(t) \tilde{g}^*(t) = \sqrt{\frac{A_\xi}{T}} e^{-2\pi f_\xi t} \sum_{q=1}^Q c^*(q) g_c(t - qT_c) = \sqrt{\frac{A_\xi}{T}} \sum_{q=1}^Q c^*(q) g_c(t - qT_c) e^{-2\pi f_\xi t}, \quad 0 \leq t \leq T$$

Võimsusspekter
$$S_{\xi_g}(f) = \frac{A_\xi}{T} \cdot Q \cdot \frac{T}{Q^2} \left(\frac{\sin((f + f_\xi)T_c)}{(f + f_\xi)T_c} \right)^2 = \frac{A_\xi}{Q} \left(\frac{\sin((f + f_\xi)T_c)}{(f + f_\xi)T_c} \right)^2$$

Seega sinusoidaalse segaja energia hajutatakse laia riba peale (ribalaius proportsionaalne $1/T_c$) kesksagedusega f_ξ .

Ilma hajutamiseta saaksime

$$S_{\xi_g}(f) = A_\xi \left(\frac{\sin((f + f_\xi)T)}{(f + f_\xi)T} \right)^2$$

Kuid $T = QT_c$, seega on häire $P_G = Q$ korda nõrgem!

Hajutavad koodid

- CDMA on tihendusstrateegia nagu FDMA või TDMA, mis peab lubama palju kasutajaid samal ajal töötada.

- Et seda saavutada antakse igale kasutajale k oma hajutav kood

$$g_k(t) = \sum_{q=0}^Q c_k(q)g_c(t - qT_c), \quad 0 \leq t \leq T$$

- Koodid peavad olema teineteisega vähemalt ligikaudu ortogonaalsed

$$R_{jk}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} g_j(t + \tau)g_k^*(t)dt \approx 0, \quad j \neq k$$

- Lisaks oleks hea kui

$$R_{kk}(\tau) \approx 0, \quad \tau > 0$$

- Kui nüüd vastuvõtja kasutab sobitatud filtrit on teisi koode kasutavate kasutajate mõju väike

Näide

Kaks kasutajat, siis vastuvõetud signaal

$$\tilde{r}(t) = b_1 \sqrt{E_b} g_1(t) + b_2 \sqrt{E_b} g_2(t) + \tilde{v}(t)$$

Esimese kasutaja vastuvõtjas

$$y = \int_0^T \tilde{r}(t) g_1^*(t) dt = \int_0^T \left(b_1 \sqrt{E_b} g_1(t) + b_2 \sqrt{E_b} g_2(t) + \tilde{v}(t) \right) g_1^*(t) dt$$

Kui $g_1(t)$ ja $g_2(t)$ ligikaudu ortogonaalsed

$$y = b_1 \sqrt{E_b} \int_0^T |g_1(t)|^2 dt + b_2 \sqrt{E_b} \int_0^T g_2(t) g_1^*(t) dt + \int_0^T \tilde{v}(t) g_1^*(t) dt \approx b_1 \sqrt{E_b} + \eta$$

ja kanalid eralduvad vastuvõtjas.

Walsh-Hadamard'i signaalid

Oletame, et kasutajad on sünkroniseeritud, siis on vaja käsitleda ainult juhtu $\tau = 0$

Alustame ortogonaalsetest järgnevustest pikkusega 2

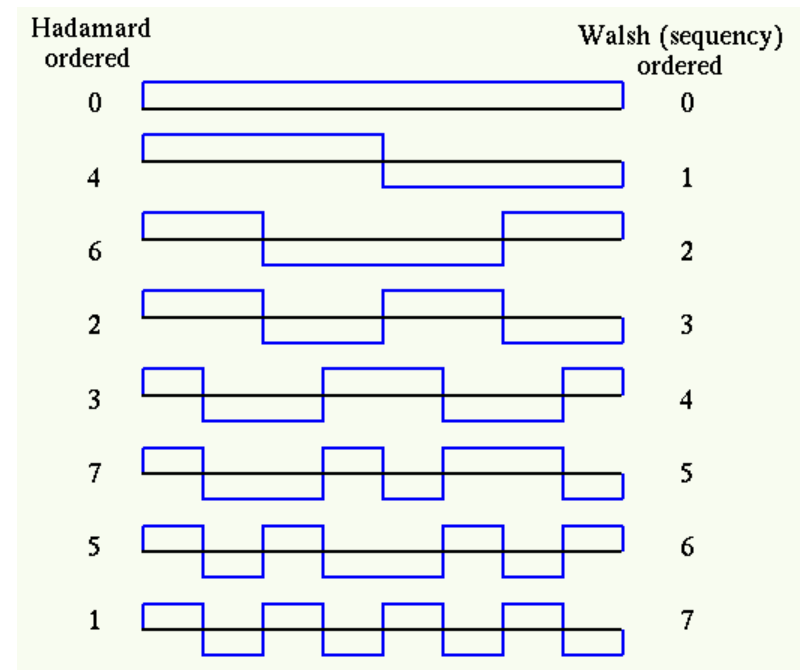
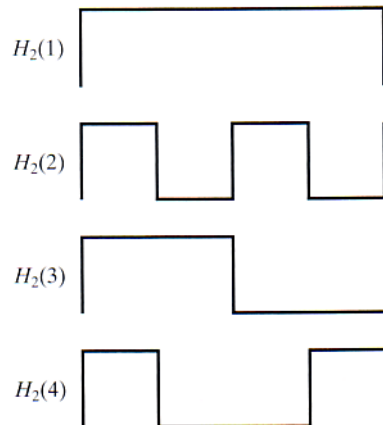
$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Laiendus pikkusle 4

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_1 & -\mathbf{H}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Üldjuhul

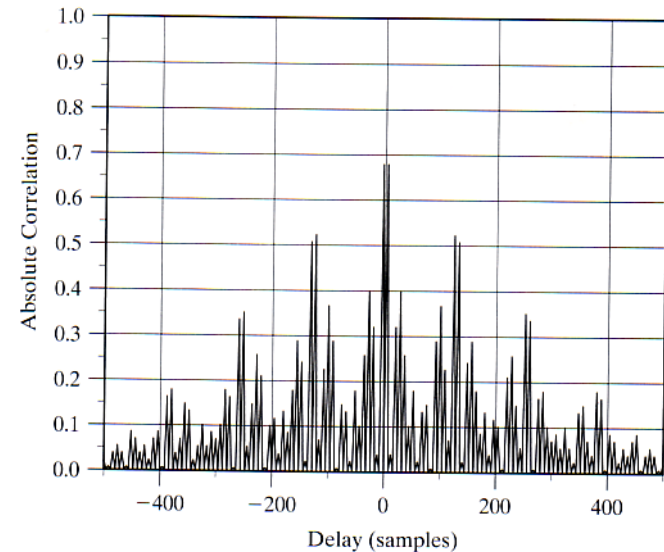
$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{n-1} & \mathbf{H}_{n-1} \\ \mathbf{H}_{n-1} & -\mathbf{H}_{n-1} \end{bmatrix}$$



Walsh-Hadamard'i baasfunktsioonide süsteem ortogonaalne ja täielik

Walsh-Hadamard'i signaalid

Walsh-Hadamard signaalid on küll ortogonaalsed kui nende vaheline nihe on 0 kuid osutuvad korreleerituks muude nihete puhul. Seega vajalik sünkronatsioon!



Pikkusega 128 Walsh-Hadamard signaalide $H_7(63)$ ja $H_7(64)$ ($4 * \text{üle diskreeditud}$) normaliseeritud absoluutne ristkorrelatsioon.

Ortogonaalsed muutuvad hajutamiskordajad (Orthogonal Variable Spreading Factors)

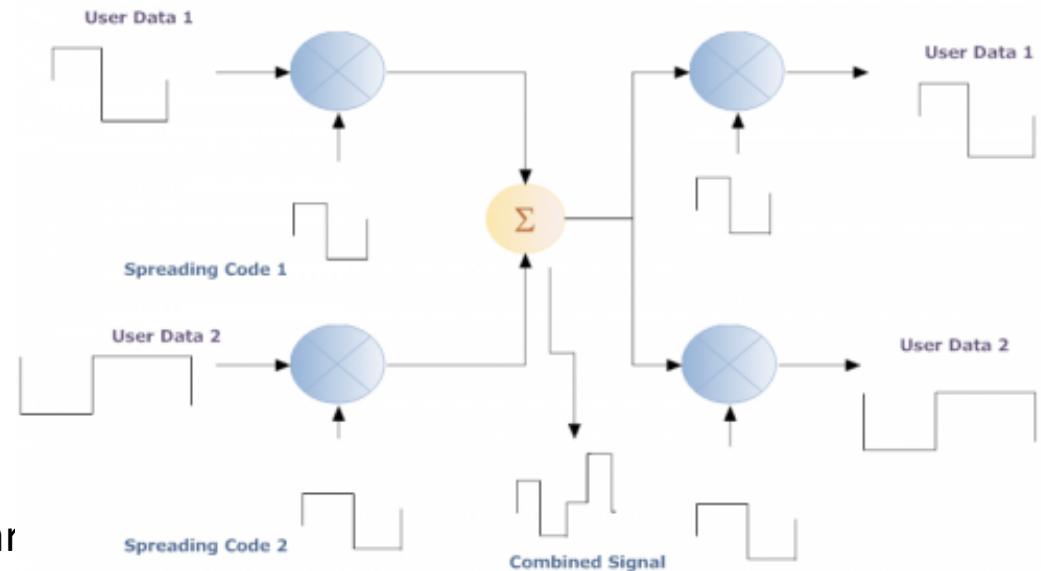
Mõnedes rakendustes soovitav kombineerida erineva kiirusega allikaid.

Sõnum kiirusega r_1 vaja hajutada faktoriga s_1 , et saada krõpsukiirust ρ ning sõnumit kiirusega r_2 vaja hajutada faktoriga s_2 , et saada sama krõpsukiirust ρ .

Kui faktorid s_1 ja s_2 on kahe astmed on see võimalik kasutada Walsh-Hadamard signaale.

Soovime ortogonaalseid hajutavaid signaale

$$\int_0^{T_1} g_1(t)g_2^*(t + lT_1)dt = 0, \quad l = 0, \dots, T/T_1$$



Algoritm:

1. Konstrueeri \mathbf{H}_{n1} tavalisel Walsh-Hadamard
2. Vali üks rida maatriksist \mathbf{H}_{n1} kui kood pikkusega 2^{n1} .
Olgu \mathbf{H}'_{n1} Hadamardi Maatriks, kust rida $n1$ on eemaldatud.
3. Jätka Walsh-Hadamard algoritmiga kuni soovitud \mathbf{H}_{n2} on leitud

$$\mathbf{H}'_{n1+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}'_{n1} & \mathbf{H}'_{n1} \\ \mathbf{H}'_{n1} & -\mathbf{H}'_{n1} \end{bmatrix}$$
4. Vali mistahes rida maatriksist \mathbf{H}_{n2} kui hajutav kood pikkusega 2^{n2}

Maksimaalse pikkusega järgnevused

- Walsh-Hadamard järgnevustel on head ortogonaalsusomadused kui nad on sünkroniseeritud, kuid kehvad kui nad seda ei ole.
- Ideaalis sooviksime koodi, mis jääksid ortogonaalseteks mistahes ajalise nihke puhul.
- Praktikas see saavutatav ligikaudselt.
- Sobiks juhuslikud signaalid.
- Sidesüsteemides vajalik, et hajutavad signaalid oleksid lihtsalt genereeritavad nii saatjas kui vastuvõtjas
- Sellised on nn. maksimaalse pikkusega järgnevused ehk m-järgnevused.
- M-järgnevused genereeritakse kasutades nihkeregistrit ja modulo 2 summaarorit.
- Kui tagasiside väljavõtteid sobilikult valitud käib nihkeregister läbi kõik olekud v.a. null enne kui ta ennast kordab.
- Tuletatavad kasutades taandamatuid polünoome Galois väljade teoorias

M-järgnevuste omadused

- Maksimaalse pikkusega järgnevuse pikkus on $Q = 2^m - 1$, kus m – nihkeregistri pikkus
- Iga maksimaalse pikkusega järgnevus sisaldab 2^{m-1} ühte ja $2^{m-1} - 1$ nulli
- Iga m -järgnevuse ja tsükliliselt nihutatud m -järgnevuse modulo-2 summa on selle m -järgnevuse tsükliliselt nihutatud versioon
- Iga m -järgnevus sisaldab alamjärgnevused, mis koosnevad 1, 2, 3, ..., $m-1$ ühest ja nullist
- M -järgnevuse tsükliline autokorrelatsioon on

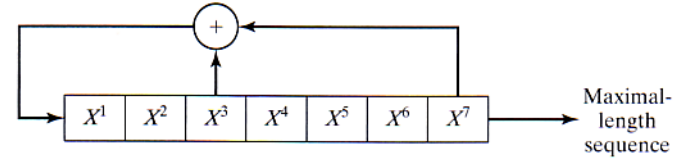
$$R_{jj}(k) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ -\frac{1}{Q}, & k \neq 0 \end{cases}$$

$$R_{jj}(k) = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} c(q)c((q+k) \bmod Q) \quad Q = 2^m - 1$$

M-järgnevuste genereerimine

Nihkeregistri algseks sisendiks sobib mistahes nullist erinev järgnevus.

Nihkeregistri väljaviigid määratud polünoomidega, mis peavad olema taandumatud. Näiteks polünoom $x^2 + 1$ lihtsustub kahendaritmeetikas korrutiseks $(x + 1)^2$ ja seega ei sobi, küll aga sobib $x^2 + x + 1$



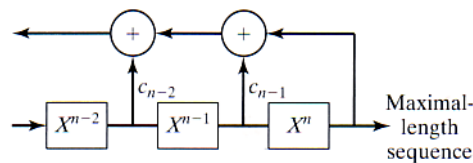
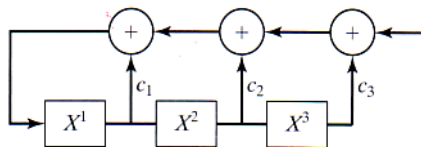
Taandumatud kahendkoefitsientidega polünoomid



Kui meil taandumatu polünoom

$$x^m + c_{m-1}x^{m-1} + c_{m-2}x^{m-2} + \dots + c_1x + 1 = 0$$

siis vastav generaator on

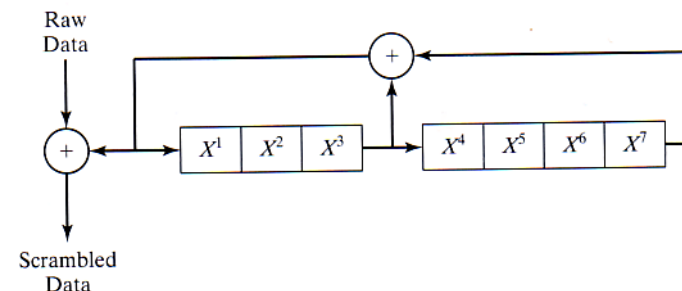


Order	Irreducible Polynomials
2	$x^2 + x + 1$
3	$x^3 + x + 1, x^3 + x^2 + 1$
4	$x^4 + x + 1$
5	$x^5 + x^2 + 1, x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$
6	$x^6 + x + 1, x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$
7	$x^7 + x^3 + 1, x^7 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$
8	$x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1, x^8 + x^6 + x^5 + x^3 + 1$
9	$x^9 + x^4 + 1, x^9 + x^6 + x^4 + x^3 + 1$
10	$x^{10} + x^3 + 1, x^{10} + x^7 + x^3 + x^2 + 1$
11	$x^{11} + x^2 + 1, x^{11} + x^{10} + x^9 + x^7 + x^6 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$
12	$x^{12} + x^6 + x^4 + x + 1, x^{12} + x^{11} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + x^2 + x + 1$

Vahepala (scramblerid)

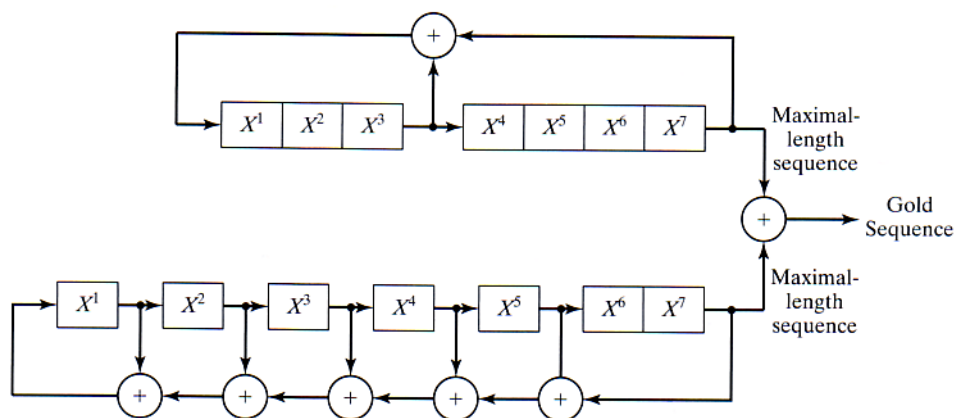
- M -järgnevused on kasutusel ka scramblerites, mis väldivad pikkadest nullide või ühtede jadadest tingitud sünkronisatsiooniprobleeme
- Scrambler liidab m -järgnevuse modulo 2 andmetele.
- Vastuvõtja taastab signaali liites sama järgnevuse modulo 2.
- Saatja ja vastuvõtja m -järgnevuse generaatorid peavad olema initsialiseeritud samasse olekusse
- Scramblereid saab kasutada ka lihtsa krüpteerimise tarvis

Scrambler polünoomiga
 $f(x) = x^7 + x^3 + 1$



Gold'i koodid

- M – järjestustel head korrelatsiooniomadused ning me võime anda eri kasutajatele erinevad ajalised nihked. Eksisteerib $2^m - 1$ nihet/järjestust. Kuid kui süsteem koordineerimata (saatjad ei tea teineteise taimingut) võib kahele kasutajale sattuda sama kood.
- Võib ka anda eri kasutajatele eri generaator polünoomidest pärinevad m -järjestused kuid nende ristkorrelatsiooni omadused ei pruugi olla head.
- Alternatiiv – Gold'i koodid: liida kaks m -järjestust saamaks uue koodi



Eri kasutajate generaatorid starditakse erinevatest polünoomide olekutest. Head ristkorrelatsiooni omadused sobiva generaatorpolünoomide valiku puhul.

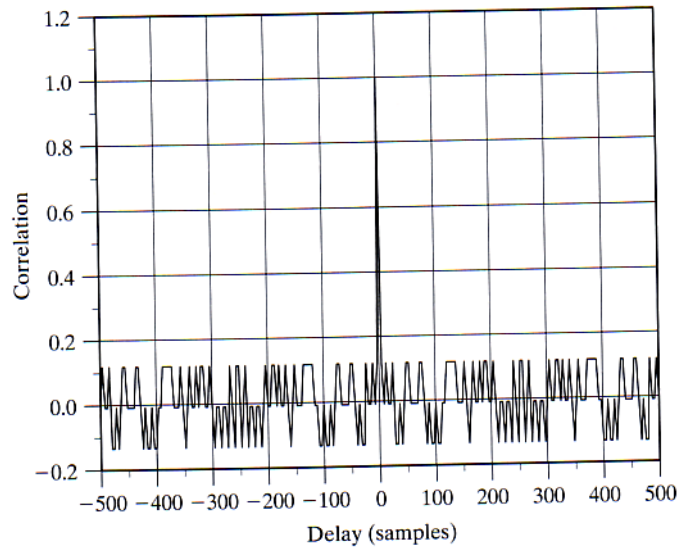
$$|R_{jk}(\tau)| \leq \frac{1}{Q} + \frac{2}{\sqrt{Q}}, \quad j \neq k, \quad Q = 2^m - 1$$

See kehtib mistahes nihke puhul $2^m - 1$ võimalusest ja seega võimalik genereerida $2^m - 1$ Gold'i koodi, mis pole üksteise tsüklilised nihked.

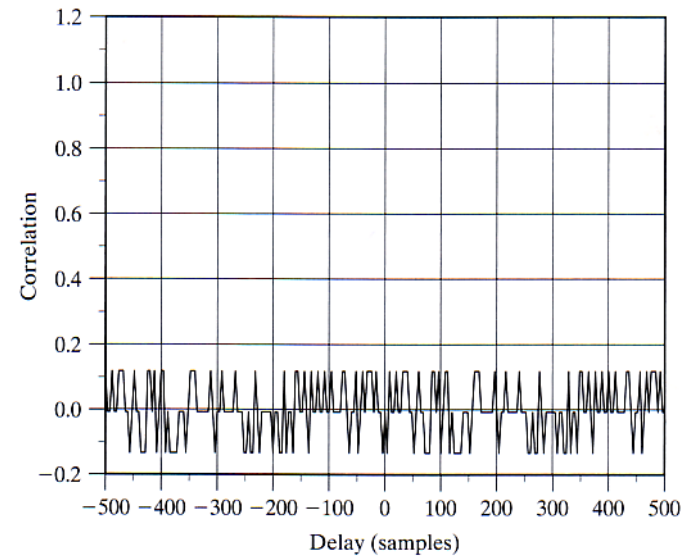
Näide

$Q = 2^7 - 1$ pikkusega m-järgnevustest genereeritud Gold'i koodide $\frac{2}{\sqrt{Q}} \approx 0,177$

Autokorrelatsioon



Ristkorrelatsioon



Juhuslikud järgnevused

Olgu $[x_m]$ pikkusega Q juhuslik +1 ja -1 järgnevus, ning olgu x_n ja x_m sõltumatud. Siis definitsiooni põhjal $E[x_n] = 0$ ja $E[x_n x_m] = 0$, $n \neq m$

Juhusliku järgnevuse autokorrelatsioon

$$R_{xx}(k) = E\left[\frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q x_q x_{q+k}\right] = \begin{cases} \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q E[x_q] E[x_{q+k}] = 0, & k \neq 0 \\ \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q E[x_q^2] = 1, & k = 0 \end{cases}$$

Kahe juhusliku järgnevuse vaheline ristkorrelatsioon

$$R_{xy}(k) = E\left[\frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q x_q y_{q+k}\right] = 0, \quad \forall k$$

Praktiline lähenemine – pseudojuhuslik.

Korreatsiooni võime interpreteerida kui oodatud häire keskmist amplituudi vastuvõtjas. Häire keskmine võimsus oleks siis eeldades normaliseerimist $R_{xx} = 1$

$$E\left[|R_{xy}(k)|^2\right] = E\left[\left(\frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q x_q y_q\right)^2\right] = E\left[\frac{1}{Q^2} \sum_{q=1}^Q \sum_{m=1}^Q x_q y_q x_m y_m\right] = \frac{1}{Q^2} \sum_{m=1}^Q x_m^2 y_m^2 = \frac{1}{Q^2} \sum_{m=1}^Q 1 \cdot 1 = \frac{1}{Q}$$

Kahe juhusliku järgnevuse poolt genereeritud vastastikuse häire võimsus on pöördvõrdeline järgnevuse pikkusega

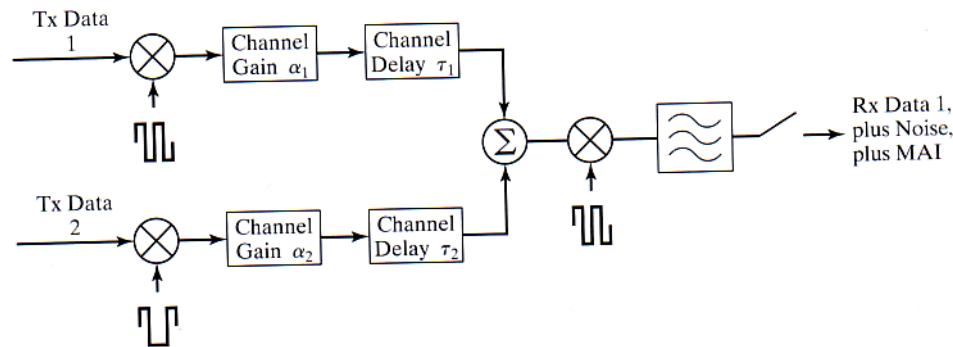
Tihendamisest tingitud häired

Oletame, et K CDMA saatjat jagavad kanalit ning olgu vastuvõetud signaali kompleksamplituud (eeldame sünkroniseeritud süsteemi)

$$\tilde{s}(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k \tilde{s}_k(t) + \tilde{v}(t), \quad 0 \leq t \leq T$$

α_k – k -nda signaali võimendus

Individaalne saadetud signaal $\tilde{s}_k(t) = b_k \sqrt{E_b} g_k(t)$



N. Kahe kasutajaga CDMA süsteem

Olgu vajalik signaal nr. 1. Vastuvõtja filter sel juhul sobitatud hajutava signaaliga $g_1(t)$ ning tema väljund

$$y = \int_0^T \tilde{x}(t)g_1^*(t)dt = \alpha_1 b_1 \sqrt{E_b} + \eta_1 + \sum_{k=2}^K \alpha_k b_k \sqrt{E_b} \int_0^T g_k(t)g_1^*(t)dt = \alpha_1 b_1 \sqrt{E_b} + \eta_1 + \sqrt{E_b} \sum_{k=2}^K \alpha_k b_k R_{1k}, \quad 0 \leq t \leq T$$

Keskmine amplituud eeldades, et sümbolid b_k on sõltumatud ja nullise keskväärtusega

$$E[y] = \alpha_1 b_1 \sqrt{E_b} + E[\eta_1] + E\left[\sqrt{E_b} \sum_{k=2}^K \alpha_k b_k R_{1k}\right] = \alpha_1 b_1 \sqrt{E_b} + 0 + 0 = \alpha_1 b_1 \sqrt{E_b}, \quad 0 \leq t \leq T$$

Dispersioon $\sigma_y^2 = E\left(\left|y - E[y]\right|^2\right) = E\left[\left|\eta_1\right|^2 + 2\text{Re}\left[\eta_1^* \left(\sqrt{E_b} \sum_{k=2}^K \alpha_k b_k R_{1k}\right)\right] + \left|\sqrt{E_b} \sum_{k=2}^K \alpha_k b_k R_{1k}\right|^2\right]$

$$= N_0 + 0 + E_b \sum_{k=2}^K \sum_{l=2}^K \alpha_k \alpha_l^* E[b_k b_l^*] E[R_{1k} R_{1l}^*] = N_0 + E_b \sum_{k=2}^K \sum_{l=2}^K \alpha_k \alpha_l^* \delta(k-l) E[R_{1k} R_{1l}^*]$$

$$= N_0 + E_b \sum_{k=2}^K |\alpha_k|^2 E\left[|R_{1k}|^2\right]$$

Eeldades, et meil on hajutav kood, mille omadused lähedased juhuslikule signaalile

$$E\left[|R_{jk}|^2\right] = \frac{1}{Q} \quad \text{saame} \quad \sigma_{MAI}^2 = E_b \sum_{k=2}^K |\alpha_k|^2 \frac{1}{Q}$$

MAI – multiple access interference

Eeldades, et individuaalsete saatjate võimsused on ühtlustatud nii et $\alpha_k = 1, \forall k$ ja et biti perioodi T jooksul on Q krõpsu saame

$$\mu_{MAI} = E\left[y - \alpha_1 b_1 \sqrt{E_b}\right] = 0$$

$$\delta_{MAI}^2 = \frac{K-1}{Q} E_b$$

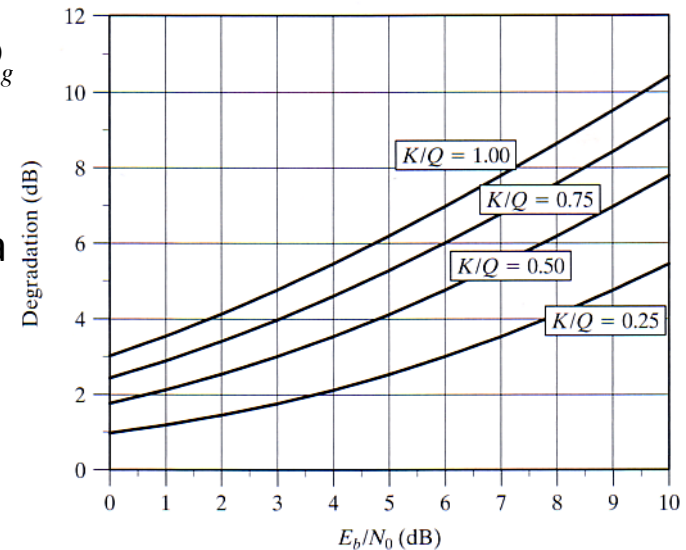
Tsentraalse piirteoreemi põhjal läheneb y valemis oleva summa jaotus K suurenedes Gaussi jaotusele ning seega võib tihendamisest tingitud häiret vaadelda lisanduva Gaussi mürana.

Sigaali suhe häiresse ja mürasse (SINR) eeldusel et $\alpha_k = 1$ ja $b_k = \pm 1$

$$SINR = \frac{(E[y])^2}{\sigma_Y^2} = \frac{E_b}{N_0 + \frac{K-1}{Q} E_b} = \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{1 + \frac{K-1}{Q} \frac{E_b}{N_0}} = \frac{E_b}{N_0} D_g$$

Signaal – müra suhe halvenenud halvenemiskordaja D_g korda, kus

$$D_g = \frac{1}{1 + \frac{K-1}{Q} \frac{E_b}{N_0}}$$



Mitmekiireline levi

Kanali impulsskarakteristik moodustub L kiirest amplituudidega α_l ja viidetega τ_l .

$$\tilde{h}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l)$$

Teoreetiliselt sellise kanali ülekandefunktsioon lõpmatu ulatusega.

Kanal lineaarne ning ainult see osa $H(f)$ – st, mis signaali mõjutab oluline.

Oletame, et enamus signaali energiast on ribas $|f| < R_c / 2$ ning defineerime

$$H_R(f) = \begin{cases} H(f), & |f| < \frac{R_c}{2} \\ 0, & \text{muidu} \end{cases}$$

Nyquisti diskreetimisteoreemi põhjal võime kirjutada ekvivalentse impulsskarakteristiku diskreetide $[h_n]$ kaudu kui

$$h_w(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_n \frac{\sin\left(R_c\left(t - \frac{n}{R_c}\right)\right)}{R_c\left(t - \frac{n}{R_c}\right)}, \quad R_c = \frac{1}{T_c}$$

Vastuvõetud signaal siis

$$\tilde{x}(t) = \tilde{h}_w(t) \otimes \tilde{s}(t) + \tilde{v}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} h_l s(t - lT_c) + \tilde{v}(t) = \sum_{l=0}^{L'} h_l s(t - lT_c) + \tilde{v}(t)$$

kus oleme eeldanud et ainult väike arv L' kanali impulsskarakteristiku diskreeti omavad olulisi väärtusi.

Seega oleme saanud suvalisest kanali impulsskarakteristikust ekvivalente ühtlaselt paigutatud viidetel lT_c defineeritud diskreetse impulsskarakteristiku.

Reha vastuvõtja

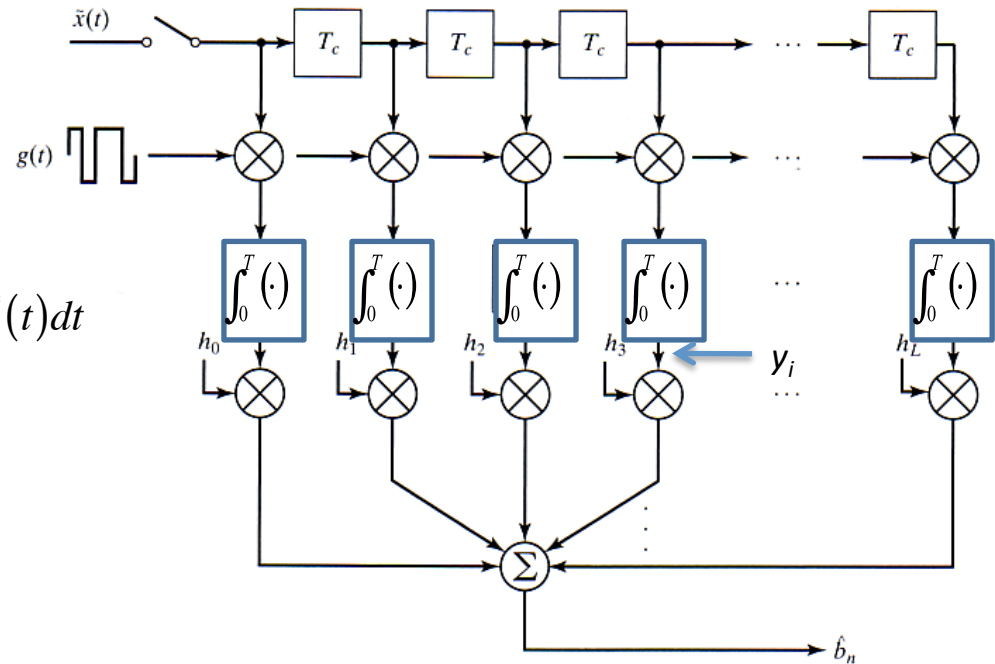
i -nda pii väljund enne korrutamist h_i -ga

$$\begin{aligned}
 y_i &= \int_{-iT_c}^{T-iT_c} \tilde{x}(t+iT_c)g^*(t)dt \\
 &= \int_{-iT_c}^{T-iT_c} \sum_{l=0}^L h_l \tilde{s}(t-lT_c+iT_c)g^*(t)dt + \int_{-iT_c}^{T-iT_c} \tilde{v}(t+iT_c)g^*(t)dt \\
 &= \sum_{l=0}^L h_l \int_{-iT_c}^{T-iT_c} \tilde{s}(t-lT_c+iT_c)g^*(t)dt + \eta_i \\
 &= h_i b \sqrt{E_b} + b \sum_{l \neq i} h_l R_{gg}(l-i) + \eta_i \approx h_i b \sqrt{E_b} + \eta_i
 \end{aligned}$$

Kus kasutatud, et

$$\tilde{s}(t) = b \sqrt{E_b} g(t) \quad \text{ja} \quad \int_{-iT_c}^{T-iT_c} s(t+\tau)g^*(t)dt \approx 0, \quad \text{välja arvatud kui } \tau = 0 \Rightarrow lT_c = iT_c$$

Iga pii annab seega iT_c võrra viidatud ja h_i -ga korrutatud signaali hinnangu.



Reha vastuvõtja II

Kui mitmekiirelise levi viite hajuvus LT_c palju väiksem sümboli perioodist T

$$\int_{-iT_c}^{T-iT_c} g(t + (l-i)T_c) g^*(t) dt = R_{gg}(l-i)$$

Müra ja teise krõpsuaegade häirete dispersioon reha nullindal piil (vt. slaid 20)

$$\sigma_y^2 = N_0 + E_b \sum_{l=1}^L |h_l|^2 |R_{gg}(lT_c)|^2$$

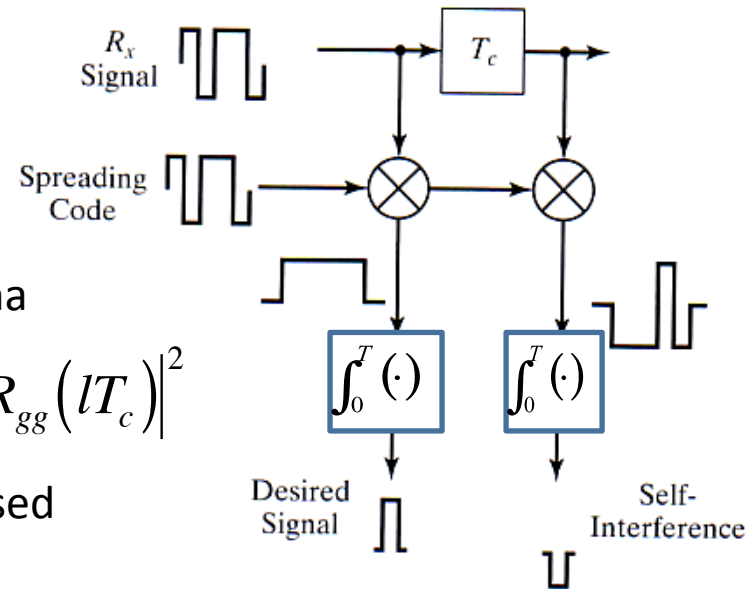
Kui hajutava koodi korrelatsiooniomadused lähedased juhuslike koodide omadele, siis

$$\sum_{l \neq j} |h_l|^2 |R_{gg}(lT_c)|^2 = \frac{1}{Q} \sum_{l \neq j} |h_l|^2$$

Tihti Q piisavalt suur selleks, et see liige muutuks väikseks ja siis rehavastuvõtja väljund

$$y = \sum_{i=1}^L h_i^* y_i \approx \sqrt{E_b} \sum_{l=0}^L |h_l|^2 b + \sum_{l=0}^L h_l^* \eta_l$$

$$SNR = \frac{E[y]^2}{\sigma_y^2} = \frac{E_b \left(\sum_{l=0}^L |h_l|^2 \right)^2}{N_0 \sum_{l=0}^L |h_l|^2} = \frac{E_b \sum_{l=0}^L |h_l|^2}{N_0}$$



Vahekokkuvõte

- Hajaspektri signaali spektraaltihedus on Q korda väiksem originaalist
- Kitsaribaliste häirete mõju Q korda väiksem
- Ideaaljuhul hajutatud ja hajutamata signaalide biti vigade arv sama
- Mitmekiirelist levi saame vaadelda kui häiret ja tema mõju Q korda väiksem
- Võimaik konstrueerida vastuvõtjaid, mis liidavad kiirte energiad faasis
- Feedinguga kanalite puhul võimaldab rehavastuvõtja saada diversiteediefekti
- Hajutavate koodide valik on kriitiline häirete vähendamiseks. Hajutavate koodide ristkorrelatsioon määrab teiste kanalite häirete tugevuse ja hajutava koodi autokorrelatsioon mitmekiirelisest levist tulenevate häirets tugevuse.

Koodi sünkroniseerimine

Lihtsustamiseks eeldame, et $b = 1$

Kompleksamplituud enne krõpsu filtreid

$$\tilde{x}(t) = \sqrt{E_b} g(t) e^{j(2\pi\Delta f t + \phi)}, \quad 0 \leq t < T$$

$$= \sqrt{E_b} g(t - T) e^{j(2\pi\Delta f t + \phi)}, \quad T \leq t < 2T$$

Δf – sageduse viga. Lihtsustuseks müra ei arvesta ja eeldame, et infot signaalis ei ole $b = 1$.

Diskreedime krõpsusagedusega

Diskreetija väljund (enne korrelatsiooni leidmist) ajal $t = kT_c$

$$\tilde{x}(t) = \sqrt{E_b} g(kT_c \pmod{T}) e^{j(2\pi\Delta f t + \phi)}$$

$$= \sqrt{E_b} c(k \pmod{Q}) e^{j(2\pi\Delta f t + \phi)}$$

(mod Q), kuna kood kordub iga Q krõpsu tagant

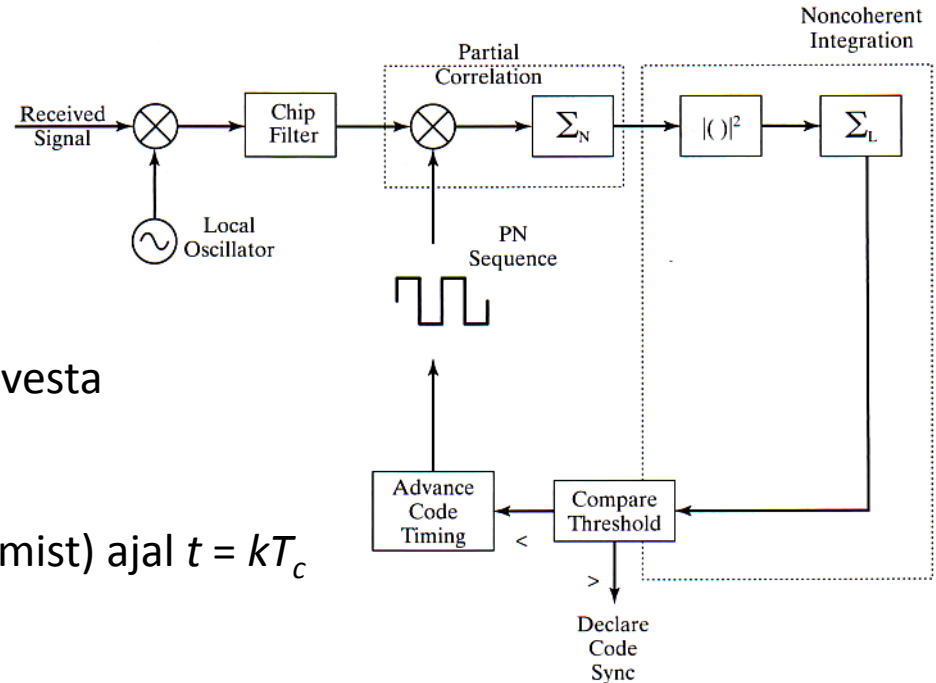
Leiame osalise korrelatsiooni sellise aja jooksul, kus faasivead väikesed s.o. $[k_1, k_1 + \Delta k]$

$$C_x(k_1) = \sum_{k=k_1}^{k_1 + \Delta k} \tilde{x}(kT_c) c^* \left((m_0 + (k - k_1)) \pmod{Q} \right) = E_b \sum_{k=k_1}^{k_1 + \Delta k} c(k \pmod{Q}) c^* \left((m_0 + (k - k_1)) \pmod{Q} \right) e^{j(2\pi\Delta f k T_c + \phi)}$$

$$= E_b e^{j\phi'} \sum_{k=k_1}^{k_1 + \Delta k} c(k \pmod{Q}) c^* \left((m_0 + (k - k_1)) \pmod{Q} \right)$$

m_0 – tundmatu koodi kõrvalekalle vastuvõetud signaali ja kohaliku generaatori vahel

Kahend faasimanipulatsiooni sünkroniseerimine



Sünkroniseerimine II

$$C_x(k_i) = \begin{cases} E_b \Delta k e^{j\phi'}, & \text{kui järgnevused samad} \\ 0, & \text{muidu} \end{cases}$$

ϕ' – kõikvõimalike faasivigde summa

Tõenäoliselt $\Delta k < N$ nii, et osaline korrelatsioon ei pruugi olla nulline kui järgnevused ei ole samad.

Et suurendada kindlust leitakse testmuutuja

$$D = \sum_{l=1}^{L_1} |C_x(k_l)|^2$$

mida võrreldakse lävega. Kui D ületab läve, deklareeritakse sünkronism, kui mitte valitakse erinev m_0 ning protsessi korratakse kuni saadakse D mis ületab läve.

Kanali hindamine

Eeldame aeglaselt muutuvat kanalit ja
BPSK modulatsiooni
Kanali impulsskarakteristik (slaid 22)

$$\tilde{h}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \delta(t - \tau_l) \approx \sum_{l=1}^{L'} h_l(t) \delta(t - lT_c)$$

Täiustatud rehavastuvõtja.
Madalpääsfiltreeritud hilistatud sümboli
ja otsuse korrutis

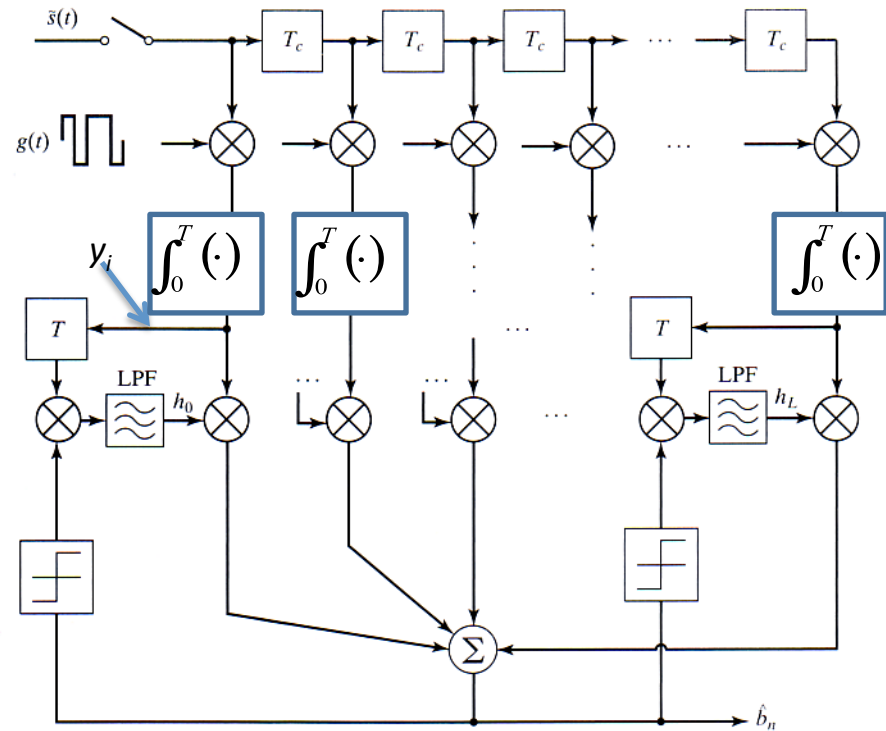
Sümbol:

$$y_i = \int_{-iT_c}^{T-iT_c} \tilde{x}(t + iT_c) g^*(t) dt$$

$$\approx h_i b \sqrt{E_b} + \eta_i$$

Otsus: \hat{b}

Skeem vajab alglahtestamist usaldatavate andmetega. Tavaliselt kasutab treeningsignaali.
Madalpääsfilter peab olema valitud mõistlikult.
Kanali kodeerimine teeb asja keerulisemaks. Dekodeerimine viitega. Kasut. vahepealseid moduleerimata treeningsignaale või ortogonaalset kanalit.



Võimsuse juhtimine

Vastuvõetud võimsus võib varieeruda üle 70 dB, sõltuvalt vahemaast ning kanalist.
 CDMA kasutab sama sageduskanalit terves kärjes.

Vastuvõetud signaal

$$\tilde{x}(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k \tilde{s}_k(t) + \tilde{v}(t)$$

Vt. slaid 21

$$SINR = \frac{(E[y])^2}{\sigma_y^2} = \frac{\alpha_1^2 E_b}{N_0 + \frac{1}{Q} E_b \sum_{k=2}^K \alpha_k^2} = \frac{\alpha_1^2 E_b}{N_0} \frac{1}{1 + \frac{K-1}{Q} \frac{\alpha_1^2 E_b}{N_0} \left(\frac{1}{K-1} \sum_{k=2}^K \frac{\alpha_k^2}{\alpha_1^2} \right)} = \alpha_1^2 \frac{E_b}{N_0} D'_g$$

$\alpha_1^2 \frac{E_b}{N_0}$ On signaal-müra suhe häireteta,

$$D'_g = \frac{1}{1 + \frac{K-1}{Q} \frac{\alpha_1^2 E_b}{N_0} \left(\frac{1}{K-1} \sum_{k=2}^K \frac{\alpha_k^2}{\alpha_1^2} \right)}$$

Kui kõik signaalid vastuvõtjas sama võimsusega siis

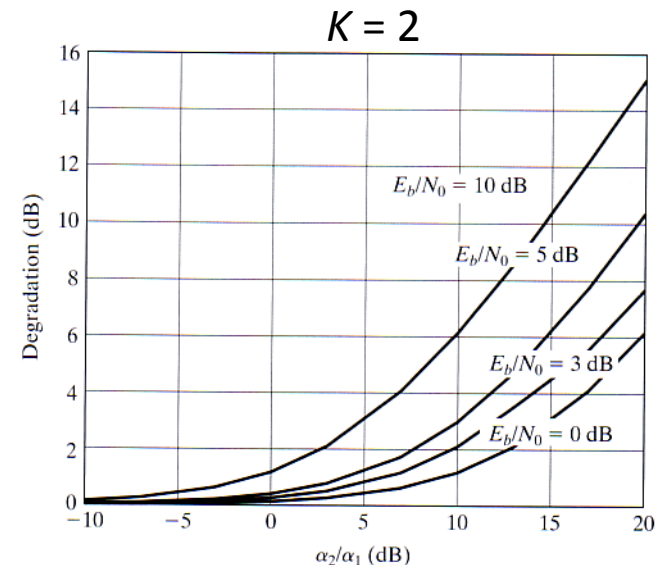
$$\frac{1}{K-1} \sum_{k=2}^K \frac{\alpha_k^2}{\alpha_1^2} = 1$$

Kui signaalide võimsused ei ole võrdsed $\alpha_k \gg \alpha_1$ kasvab häire võimsus oluliselt. **Near-far problem**

Lahenduseks võimsuse juhtimine (power control)

Peab olema 1) kiire

2) täpne



Kanali kodeerimine ja CDMA

Nii kanali kodeerimine kui hajasperkter laiendavad kasutatavat sagedusriba.

Eelnevas maksimaalne kasutatav sagedusriba R_c , ning maksimaalne hajutus $Q = R_c / R_b$.

Jagame selle kaheks

$$Q = Q_s \cdot \frac{1}{r}$$

Q_s – hajutamise faktor ja $r < 1$ – kanali koodi kiirus.

Kasutame E_b – energia informatsioonibitile ja E_s – kanalisse saadetav energia, siis $E_s = r E_b$.

Iga kanali bit hajutatud $Q_s = rQ$ korda, mis annab

$$D_g = \left(1 + \frac{K-1}{Q_s} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} = \left(1 + \frac{K-1}{rQ} \frac{rE_b}{N_0}\right)^{-1} = \left(1 + \frac{K-1}{Q} \frac{E_b}{N_0}\right)^{-1}$$

Seega tihendamisest tingitud SNR halvenemine jääb samaks sõltumata kanali kodeerimisest, kuid kuna kanali kodeerimine annab parema E_b / N_0 , töötab kogu süsteem paremini.

Näide:

Olgu meil süsteem, mis kasutab info kiirust $R_b = 4800$ bit/s ja hajutatust $Q = R_c / R_b = 32$. Süsteem kasutab konvolusioonkoodi kiirusega $\frac{1}{2}$ ja piirangu pikkusega 7. Võrdle kanali halvenemisi koos ja ilma kanali kodeerimiseta kui biti vea tõenäosus on 10^{-5} ning kui süsteemis on seitse segavat kasutajat.

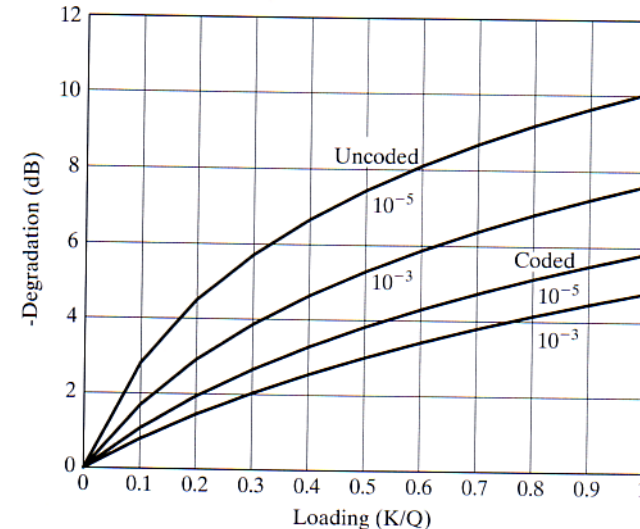
Ilma kanali kodeerimiseta info- ning kanalibiti energiad samad ning $E_b / N_0 = E_s / N_0$, mida on vaja vea tõenäosuse 10^{-5} saavutamiseks on 9,6 dB (BPSK modulatsioon). Sel juhul $Q_s = Q = 32$.

$$D_g = \left(1 + \frac{8-1}{32} \cdot 10^{9.6/10}\right)^{-1} = 0,33 \approx -4,8\text{dB}$$

Kasutades kiirusega $\frac{1}{2}$ ning piirangu pikkusega 7 konvolusioonkoodi on vaja vea tõenäosuse 10^{-5} jaoks $E_b / N_0 = 4,5$ dB. Nüüd endiselt $Q = 32$ kuid hajutamise tarvis jääb $Q_s = 16$.

$$D_g = \left(1 + \frac{8-1}{32} \cdot 10^{4.5/10}\right)^{-1} = 0,62 \approx -2,1\text{dB}$$

Seega parandab kanali kodeerimine olukorda 2,7 dB.



BER	Kodeerimata E_b / N_0	Kodeeritud E_b / N_0
10^{-3}	6,8	3,0
10^{-5}	9,6	4,5

Paljude kasutajate detekteerimine

Iga kasutaja saadab oma hajutava koodiga moduleeritud signaali läbi oma kanali α_k ja τ_k . Vastuvõetav signaal sõltumatult töödeldud iga kasutaja koodiga sobitatud filtriga saamaks $y_k(i)$ ajahetkel i .

Sobitatud filtrite väljundeid võib veel töödelda surumaks tihendamisest tingitud müra rohkem maha.

Sobit. Filtri väljund
$$y_j = \int_0^T x(t)g_j^*(t)dt = \sum_{k=1}^K \alpha_k b_k \int_0^T g_k(t)g_j^*(t)dt + \eta_j$$

Ekvivalentne põhiriba mudel ühe sümboli aja jaoks: $\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{b} + \boldsymbol{\eta}, \quad 0 \leq t \leq T$

$\mathbf{b} = [b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_K]^T$ Infobittide vektor

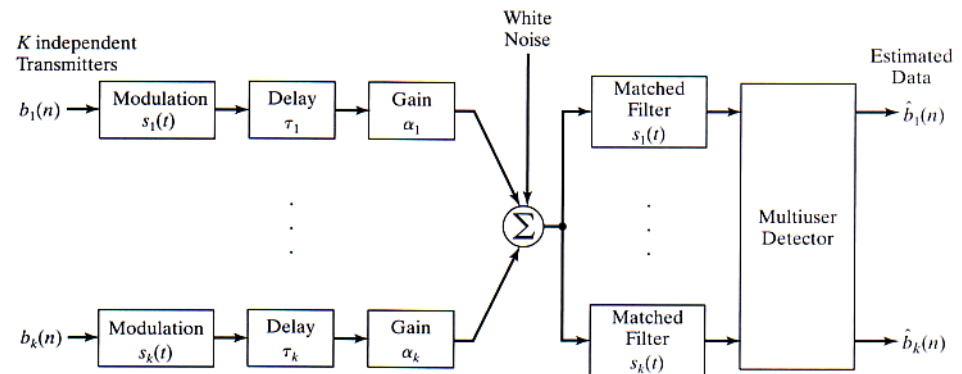
$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \alpha_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \alpha_K \end{bmatrix}$ Kanali võimenduste diagonaalmaatriks

\mathbf{R} – sümbolit kujundavate signaalide korrelatsioonimaatriks elementidega

$$R_{kj} = \int_0^T g_k(t)g_j^*(t)dt$$

$\boldsymbol{\eta}$ – müra vektor elementidega

$$\eta_i = \int_0^T g_i^*(t)\tilde{v}(t)dt$$



MIMO – ülesanne

Kui hajutavad koodid oleksid täpselt ortogonaalsed oleks \mathbf{R} diagonaalne ning kõik toimiks ideaalselt. Praktikas koodid ligikaudu ortogonaalsed ning kui kasutajaid palju arvestatav interferents.

Eeldame, et kõik hajutavad koodid on vastuvõtjas teada, kuid mitte andmed.

1. Tavapärane vastuvõtja eeldab, et interferents on tühine ning \mathbf{R} ligikaudu diagonaalne:

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sign}(\mathbf{y})$$

2. Maksimum tõepära vastuvõtja otsib läbi kõik võimalikud vektorid \mathbf{b} , et leida parimat:

$$\hat{\mathbf{b}} = \arg \min_{\mathbf{b}} |\mathbf{y} - \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{b}|^2$$

3. Kanali pööramine

$$\mathbf{b} = \text{sign}\{\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y}\}$$

Näide: $K = 2$ $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} -0,08 \\ -0,47 \end{bmatrix}$, $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & 0,33 \\ 0,33 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

1. $\hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix}$ 2. $\hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ 3. $\hat{\mathbf{y}} = \text{sign}\left(\begin{bmatrix} 1,12221 & -0,37033 \\ -0,37033 & 1,12221 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -0,08 \\ -0,47 \end{bmatrix}\right) = \text{sign}\left(\begin{bmatrix} 0,084 \\ -0,498 \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$

Sageduse hüpitaajad

- Eelised:
 - Kõrge kitsaribalise häire taluvus. Häire mõjub ainult juhul, kui sagedused samad.
 - Suhteliselt lihtne häirete vältimine
 - Riba kaasaegse tehnoloogiaga mitu gigahertsi s.o. oluliselt laiem kui otsese hajutamise
 - Kui häire tugevam, kui otsese hajutamise signaali koodivõimendus siis otsese hajutamise süsteem ei tööta, sagedushüpitaaja puhul see ainult siis kui sagedused samad
- Puudused:
 - Mittekoherentsed detektorid
 - Suurem avastamise tõenäosus
 - Vastuvõtja peab side alguses otsima laias ribas -> palju müra
- Kaasaegsed süsteemid suudavad hüpata kiirusega n00 kHz

Kompleksne põhiriba esitus

Ühe sümboli perioodi jooksul $\tilde{s}(t) = m(t)\exp(j2\pi\xi_k t + \theta_k), \quad 0 \leq t \leq T$

Sagedus ξ_k muutub hüpest hüpesse. Sagedussüntesaatorite tehnoloogia puuduste tõttu ei saa me eeldada pidevat faasi hüpest hüpesse. $T_{hüpe}$ – hüppe kestus. T – sümboli kestus. Sagedushüpitamisega süsteemides sageli sagedusmanipulatsioon

$$m(t) = \sqrt{E_s} \exp(j2\pi f_i t), \quad 0 \leq t \leq T$$

Kui $T_{hüpe} > T$ – aeglane hüpitamine. Kui $T_{hüpe} < T$ – kiire hüpitamine.

Krõpsu kiirus

$$R_c = \max(R_s, R_{hüpe})$$

R_s – sümboli kiirus,

$R_{hüpe}$ – hüpete kiirus

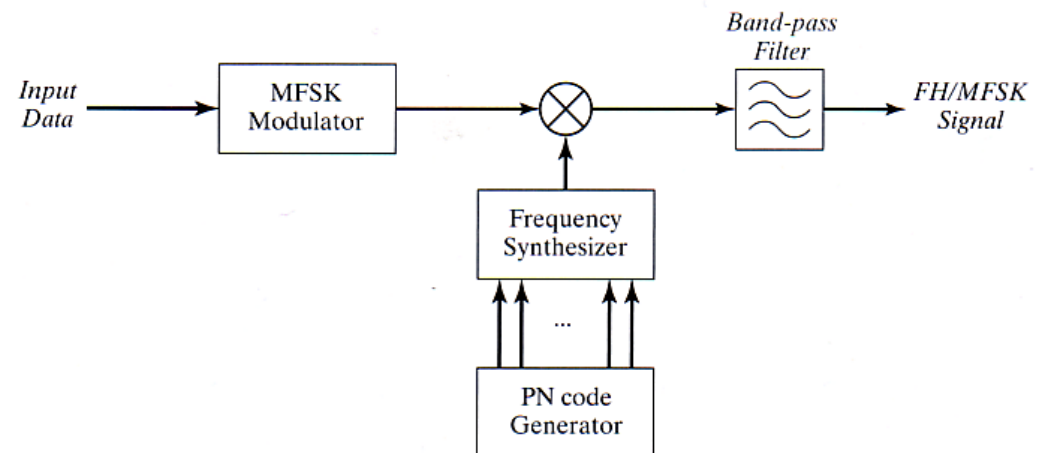
Saadetav signaal

$$s(t) = \sqrt{E_s} \operatorname{Re}\left\{m(t)\exp(j2\pi(\xi_k + f_c)t + \varphi_k)\right\}$$

$$= \sqrt{E_s} \operatorname{Re}\left\{\exp(j2\pi(\xi_k + f_c + f_i)t + \varphi_k)\right\}, \quad 0 \leq t \leq T$$

Hüpete sagedused valitakse pseudojuhusliku reegli alusel.

Sageli sageduste arv kahe aste, 2^m .
 Genereerimiseks N . m – järgnevus,
 m bitti korruga.



Kiired ja aeglased sageduse hüpitajad

Kui $T_{hüpe} < T$ – kiire hüpitamine.

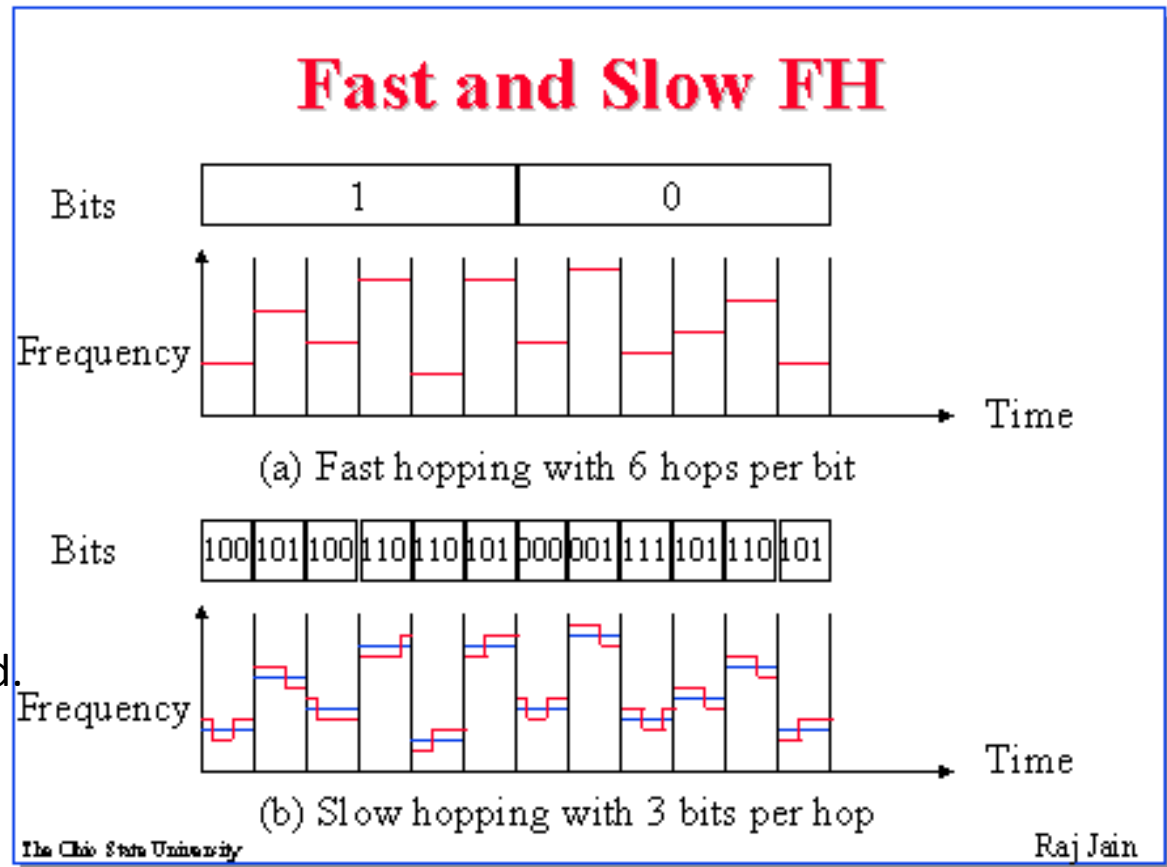
Detekteerimise võimalused:

1. Enamusotsus
2. Mittekoherentne
kombineerimine kasutades
tõepära

Kui $T_{hüpe} > T$ – aeglane
hüpitamine.

Vajalik M-FSK modulatsioon,
kus sagedused täisarv R_s erinevad.
ribalaius on MR_s ning
hüpete sagedused M-FSK
ribast suuremad

$$\min\{\zeta_k - \zeta_l\} = MR_s, \quad k \neq l$$



Näide: GPS

Originaalis 24 satelliiti madalatel (20200 km) orbiitidel, saadavad otsese hajutamise signaale kesksagedusega 1575 MHz. Praegu 31 satelliiti, maapealsest punktist umbes 10 korranga nähtavad.

Standard positioning service (SPS): Krõpsu kiirus 1,023 Mkrõpsu / s.

Precise positioning service (PPS): Krõpsu kiirus 10,23 Mkrõpsu / s.

Kolmemõõtmelise positsiooni saamiseks vaja näha nelja satelliiti.

Kõik satelliidid saadavad infot oma positsiooni ja aja kohta kiirusega 50 bit/s.

SPS teenuse puhul on 1023 krõpsune kood perioodiga 1 ms.

Iga satelliit kasutab erinevat Gold'i koodi, kuid kõik nad tuletatud polünoomidest

$$g_1(x) = 1 + x^3 + x^{10}$$

$$g_2(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}$$

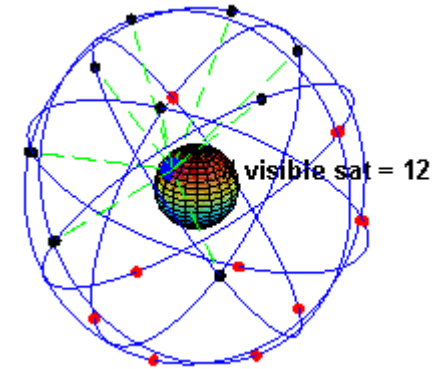
Igal satelliidil oma koodide vaheline viide, mis vastuvõtjates teada.

Vastuvõtjad otsivad satelliitide signaale korrelerides vastuvõetud signaali eri Gold'i järgnevustega.

Kuna andmete periood (20 ms) pikk võrreldes krõpsu kordusperioodiga (1 ms), toimib korrelaator üle mitme kordusperioodi parandades signaal – müra suhet.

Vastuvõtja saab korrelatsiooni väljaviske iga satelliidi jaoks. Kuna satelliitide saatjad sünkroniseeritud, on väljavisete vaheline aeg proportsionaalne kauguste vahega satelliitideni. See koos satelliitide positsiooni infoga lubab vastuvõtja positsiooni määrata.

Vastuvõtja tundlikkus vähemalt -130 dBm.



Näide: WI-FI

IEEE 802.11

Wireless fidelity

Töötab litsenseerimata sagedustel

IEEE 802.11a: töötab 5 GHz sagedusribas

Andmeedastuskiirus kuni 54 Mbit/s

Wi-Fi alliance

IEEE 802.11b: töötab 2.4 GHz ribas

Andmeedastuskiirus kuni 11 Mbit/s

IEEE 802.11g: töötab 2.4 GHz ribas

Andmeedastuskiirus kuni 54 Mbit/s

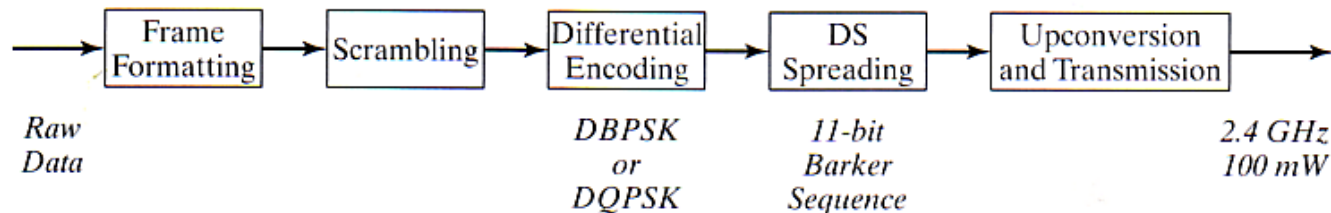
IEEE 802.11b sisaldab hajaspektri kas otsese modulatsiooni või sageduse hüpitamisega

Tavaliselt 1 või 2 Mbit/s half duplex, BPSK või QPSK modulatsioon

Seitse kanalit 2,4 kuni 2,4835 GHz kesksagedustega

$$f_c [MHz] = 2407 + 5i, \quad i = 1, \dots, 7$$

Otsese modulatsiooni puhul spektri hajutamine 11 bitiste Barkeri koodidega



WiFi paketi struktuur

SYNC	SFD	SIGNAL	SERVICE	LENGTH	CRC	DATA PAYLOAD
128 bit	16 bit	8 bit	8 bit	16 bit	8 bit	3 – 8191 bit

1. SYNC – Biti, sageduse ja koodi sünkroniseerimiseks. Saadetud bitid kõik ühed, mis käinud läbi scrambleri
2. SFD (start of frame delimiter) – kasutusel freimi sünkroniseerimiseks
3. SIGNAL – määrab andmeedastuskiiruse, täisarv = biti kiirus / 100 kbit/s
4. SERVICE – määrab saate variandi (praegu enamasti reserveeritud bitid)
5. LENGTH – Andmevälja pikus [μ s]. 1 Mbit/s teenuse puhul see otseselt bittide arv.
Max : $2^{13}-1$
6. CRC (cyclic redundancy check) – veakontrolli bitid

Esimesed väljad alati 1 Mbit/s BPSK
Andmed (payload) kas BPSK või QPSK

Barkeri koodid

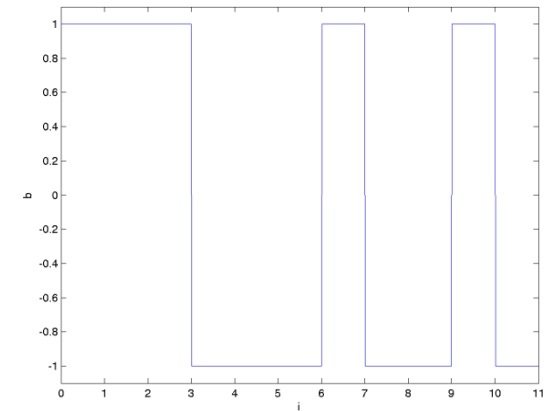
... on pikkusega N sümbolitest 1 ja -1 koosnevad järgnevused mille puhul kehtib

$$\left| \sum_{i=1}^{N-j} b_i b_{i+j} \right| \leq 1, \quad \forall 1 \leq j \leq N$$

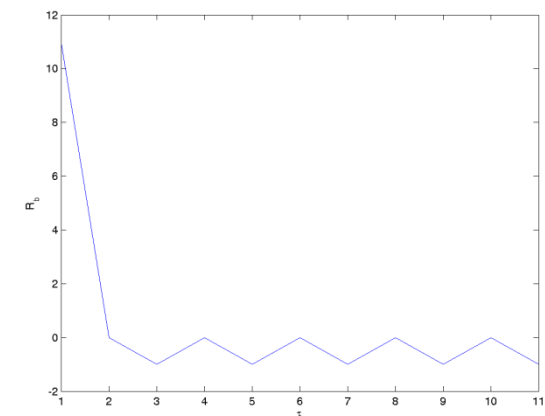
Teadaolevad Barkeri koodid

Pikkus	Kood	
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	

Barker 11



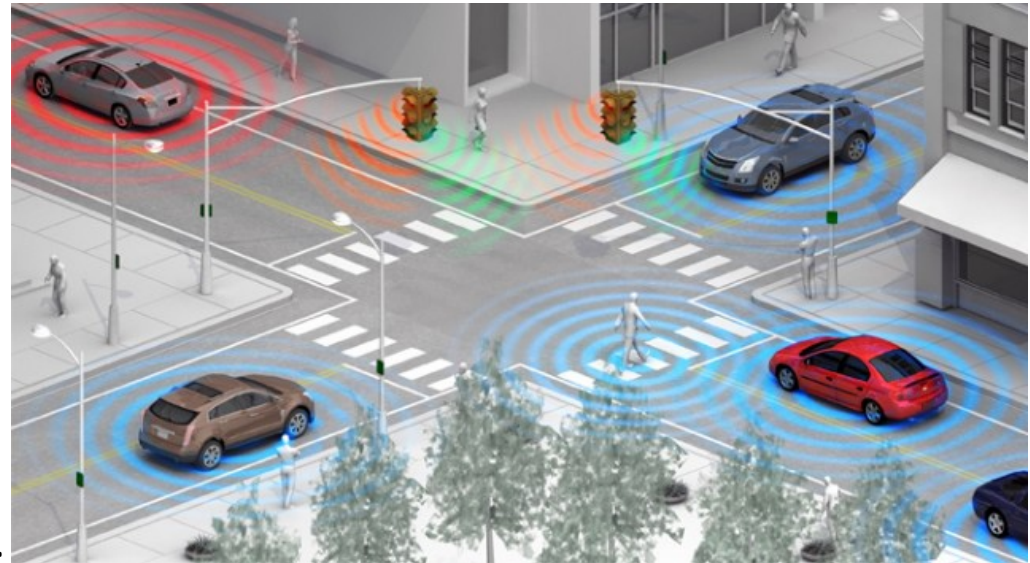
Barker 11 autokorrelatsioon





Samsung T9000

Võimaldab kirjutada puuetundlikule ekraanile kapist puuduvad asjad ja nimekirja WiFi kaudu telefoni või tahvelarvutiga sünkroniseerida



General Motors.

WiFi Direct – süsteem, mis võimaldab lõppseadmetel kiirelt otseühendusi luua.

Tulevikustsenaarium, kus WiFi seadmed autodes detekteerivad inimestel kaasasolevaid WiFi seadmeid (telefonid tahvelarvutid jne.). Kui inimese seade satub autole lähedale antakse häire või pidurdatakse.

Elioni kodujuhtimine



Näide: Bluetooth – IEEE 802.15.1



Blåtand – Taani kunungas Harald, X saj.

Traadita asendus lühikesele sidekaablile.

Sagedusriba 2400 – 2483,5 MHz, kus tohib litsensivabalt töötada kui saatja väikese võimsusega ning kasutab hajaspektri signaale.

Saatja võimsus max. 2.5 mW, mis lubab side kuni 10 m raadiuses.

Hajaspekter eeskätt häirete mahasurumiseks. Kasutab sageduse hüpitamist.

Hüppab 79 kanali vahel, kanalid 1 MHz vahega. Hüpped sagedusega 1600 hüpet sekundis.

Tugev 1MHz ribaga häire mõjutab ühte kahte alamkanalit ehk halvenemine 2,5%.

Pseudojuhusliku hüppamisreegel peaaegu 24 tundi pikk.

Andmeedastuskiirus 1 Mbit/s, Gaussi filtreeritud kahend sagedusmanipulatsioon modulatsiooniindeksiga 0,32, mis annab 150 kHz nulli ja ühe sageduste vaheks.

Sümboli periood on 1 μ s ning hüppe periood 625 μ s.

$$\tilde{s}(t) = \exp\left(j2\pi h_0 \sum_{n=1}^N b_n g(t - nT)\right) \exp(j2\pi \zeta_k t)$$

GMSK modulatsioon

Sagedushüpped perioodiga $T_{hüpe} = KT$
Hüppe kestus 625 μ s

Raadiosignaali: $s(t) = \text{Re}\left\{\tilde{s}(t) \exp(j2\pi f_c t)\right\}$ f_c – kesksagedus $\approx 2,45$ GHz

Bluetooth II

Pakett:

Access code 72 bitti	Paketi pea 54 bitti	Andmed 0 – 2764 bitti
-------------------------	------------------------	--------------------------

Kanali kood kiirusega 1/3 kordamiskood s.o. iga sümbol saadetakse kolm korda võimalik lisada ka kiirusega 2/3 Hammingu kood (blokk kood, mis teeb 10 andmebiti 15 kanali bitiks), mis parandab ühekordseid ja avastab 2x vigu. Võimalik ka korduse palumine.

Võimalik assümmeetriline ühendus: 721 kbit/s ühes ja 432,6 kbit/s teises suunas või sümmeetriline ühenduse 432,6 kbit/s mõlemas suunas.

Kuni 8 bluetooth seadet võivad ennast automaatselt konfigurereida ühte pikovõrku, mis koosneb ühest härrast ja seitsmest orjast. Pikovõrk eristub teistest lähedastest sagedustega.

Class	Maximum Permitted Power		Range(approximate)
	mW	dBm	
Class 1	100	20	~100 meters
Class 2	2.5	4	~10 meters
Class 3	1	0	~1 meters

Bluetooth rakendused



Headset



Arvutiside



Telefoniga ühenduses olev kell, mis näitab kes helistab ja võimaldab telefoni juhtida



Hi fun hi call kinnas



Hiir



Jalaproteesid koordineerivad Bluetooth kaudu oma tegevust



MP3 mängijaga rinnaimplantaadid, mängija ühes ja mälu teises rinnas

Näide: WCDMA

NTT DoCoMo 2001

Vähim kanali sagedusriba 2x5 MHz
1920-1980 MHz uplink (ülesvoolu)
2110-2170 MHz downlink (allavoolu)

Kröpsu kiirus : 3,84 MHz

Andmekiirus: kuni 2 Mbit / s

Impulss: 22% ruutjuur tõstetud
koosinus

Hajutamiskfaktor: kuni 512

Modulatsioon: QPSK

Kanali kood: $r=1/2$, $1/3$ konv.

kood piirangu pikkusega 9

või 8 olekuga, $r=1/3$ turbokood

Kõne kooder: AMR

Kõne kanaleid 5 MHz ribas:

98 – 12.2 AMR hajutamiskfaktor 128

196 – 7.6 AMR hajutamiskfaktor 256

Hajutamiseks Walsh Hadamardi koodid
võimalusega genereerida erinevaid
andmeedastuskiirusi.

Ülesvoolu ei ole kanalid sünkroniseeritud
ning seega pole eri kasutajate
kanalid ortogonaalsed.

Lubab kasutajale korraga mitu
erinevat kanalit.

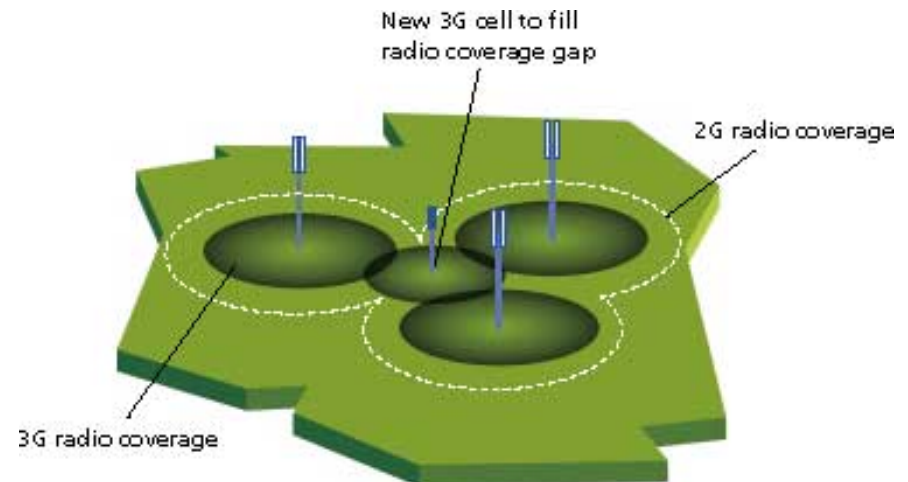
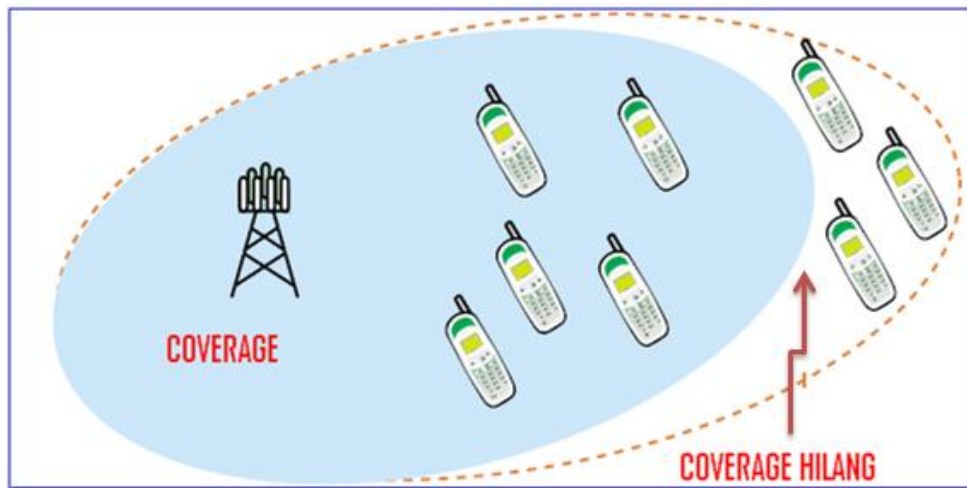
Rehavastuvõtja.

Võimsuse kontrolli ulatus:

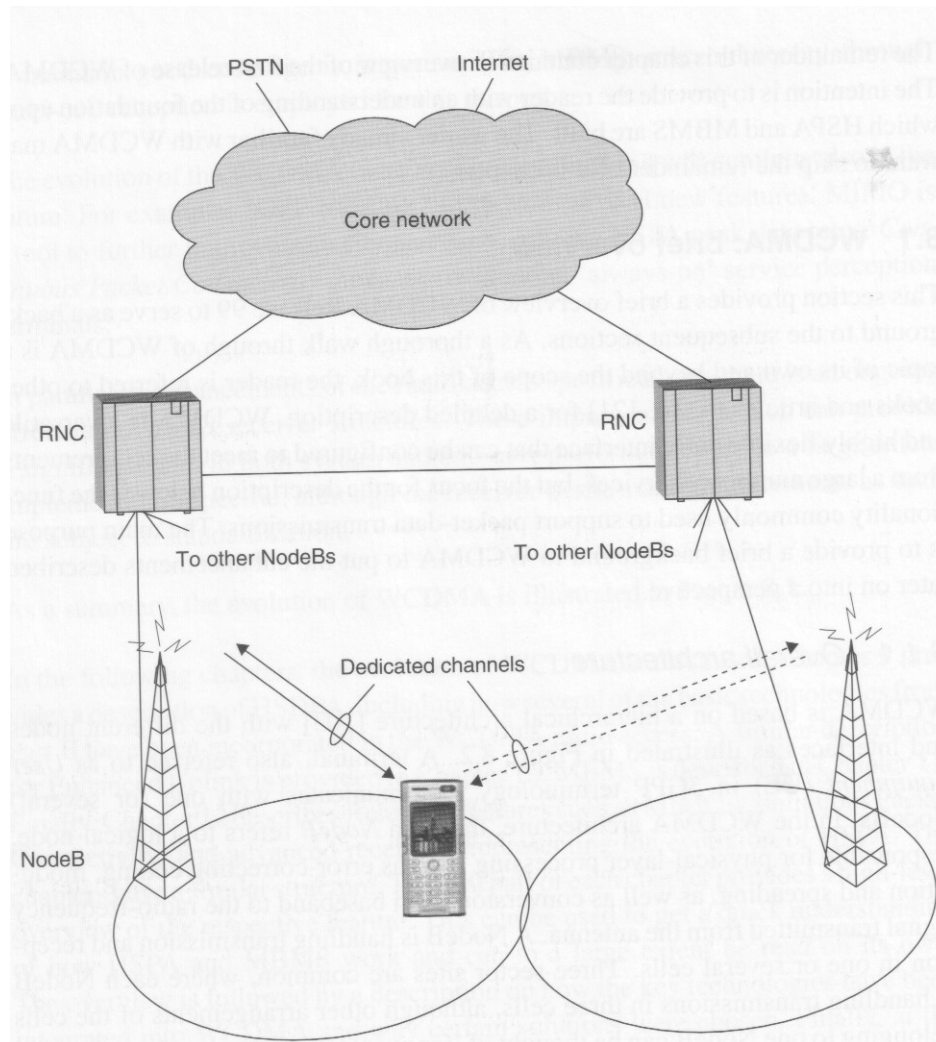
UL – 80 dB, DL – 30 dB

Kärgede hingamine (Cell Breathing)

- Kuna kolmanda põlvkonna mobiilsides kanalite eraldamiseks kasutatavad koodid on ülesvoolu ainult ligikaudu ortogonaalsed tekitab iga kasutaja teistele piiratud määral häireid.
- Need häired ei sega vastuvõttu, kui kasutajaid on vähe.
- Kui kärg hakkab kasutajatega täituma suureneb summaarne häirete tase hakates kasulikke signaale lämmatama.
- Telefon ei saa oma edastatava signaali võimsust lõpmatult suurendada ja ühel hetkel baasjaam ei kuule teda enam.
- Seepärast juhtubki, et kaugemate kasutajate signaal müra suhe halveneb määrani, kus vastuvõtt ei ole enam võimalik ja kärg tõmbub kokku (hingab välja).



Gambar 1: Coverage mengecil/hilang seiring banyaknya pelanggan yang mengakses sistem



Core network – tuumikvõrk
tagab abonentide ühendamise,
samuti ühendused Internetti ka PSTN-i

RNC – radio network controller
juhhib paljusid node B –sid (kuni paarsada)
Kõne üles seadmine
teenuse kvaliteedi juhtimine
raadio resursi haldamine
vigaste pakettide kordus

Node B – vastutav füüsilise kihi eest

- kanali kodeerimine,
- modulatsioon,
- hajutamine,
- teisendus põhiribast pääsuribasse

Tavalised on kolme sektoriga kärjed ja
siis node B vastutav kõigi kolme eest
Maanteede ääres võib olla palju antenne.
mis kuuluvad sama node B alla

Näide: HSPA – High Speed Packet Access

WCDMA täiendus saamaks kiiremat andmeedastust

3GPP: HSPA, TS 25.308

Võimaldab kuni 14 Mbit/s downlink (allavoolu) ja 5,7 Mbit/s uplink (ülesvoolu) (Rel. 5,6)

kuni 28 Mbit/s downlink ja 11 Mbit/s uplink (Rel. 7)

Ringhääling (MBMS Multimedia broadcast multicast services) teenuste nagu mobiilne TV jaoks

Jagatud kanal: Teatud osa kogu downlink raadio ressursist (hajutavad koodid ja võimsus) on kasutajate ühine ressurss ning seda jagatakse dünaamiliselt kasutajate vahel.

High Speed Downlink Shared Channel (HS-DSCH)

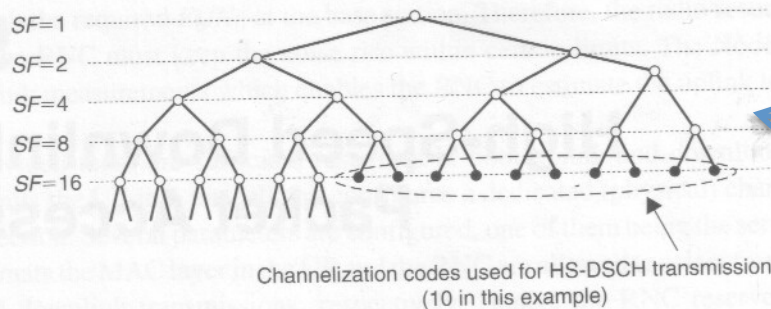
Võimaldab kiirelt allokeerida suure ressursi sellele kasutajale, kes seda momendil vajab.

Modulatsioon QPSK või 16 QAM

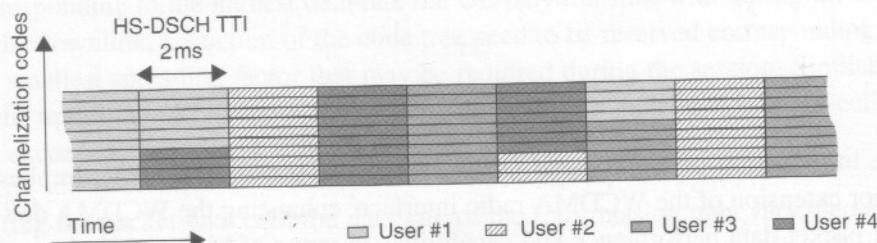
16 QAM vajab suuremat signaal-müra suhet -> hea kanali korra

Vastuvõtjas vajalik amplituudi info. Saadakse kasutades saatjas scramblerit -> ligikaudu

juhuslik signaal, millest võimalik amplituudi hinnata



N. 16 võimalikust harust koodide puus on 10 antud ühele kasutajale



Dünaamiline ressursside jagamine

kasutajate toimub perioodiga 2 ms

Lühike periood vähendab viidet ja parandab kiirete kanali variatsioonide järgimist

Diversiteet

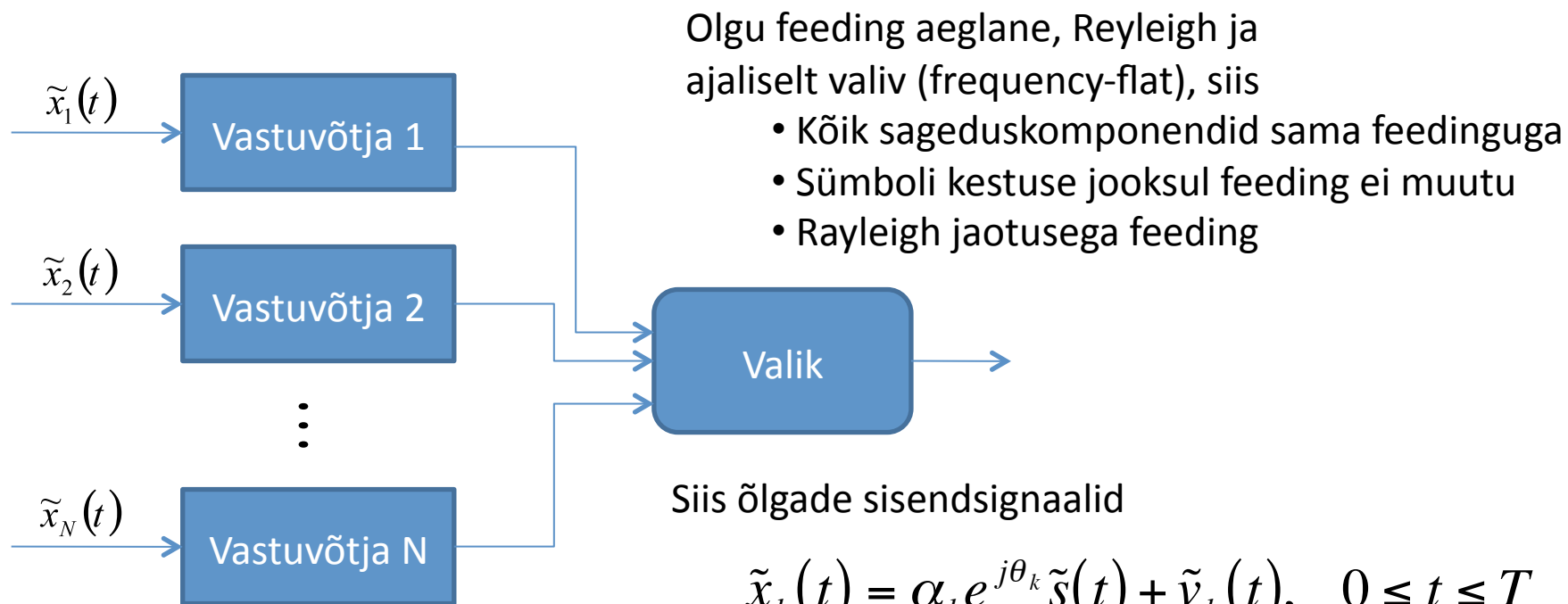
- Raadiokanalid feedinguga
- Kui võimalik saata mitu signaali koopiati üheaegselt, kuid läbi sõltumatu feedinguga kanalite on suur lootus, et vähemalt üks neist ei ole liiga rikitud.
- Sellist mitmesust kutsutakse diversiteediks ning on olemas mitmeid variante
 - Sagedusdiversiteet (mitu kandjat eri sagedustel)
 - Ajaline diversiteet (korduv sama info saatmine)
 - Ruumi diversiteet (palju saate- või vastuvõtuantenne)
 - Polaarsuse diversiteet (kanalid erineva polarisatsiooniga)
- Ruumi diversiteet
 - Vastuvõtu diversiteet
 - Saatja diversiteet
 - MIMO



Vastuvõtu ruumiline diversiteet – seleksioonkombineerimine (Selection Combining)

Vastuvõtjas mitu antenni, mis üksteisest 10 – 20 lainepikkuse kaugusel saamaks statistiliselt sõltumatu feedinguga kanaleid.

Seleksioonkombineerimisel valime väljundisse parima signaal-müra suhtega kanali.



Aeglase feedingu puhul oleme me suutelised kanalite vahelisi faasinurki hindama ning kompenseerima saades

$$\tilde{x}_k(t) = \alpha_k \tilde{s}(t) + \tilde{v}_k(t), \quad 0 \leq t \leq T$$

Siis k -nda öla signaal-müra suhe

$$(SNR)_k = \frac{E[|\alpha_k \tilde{s}(t)|^2]}{E[|\tilde{v}_k(t)|^2]} = \frac{E[|\tilde{s}(t)|^2]}{E[|\tilde{v}_k(t)|^2]} E[\alpha_k^2]$$

Normaalselt on müra võimsus kõigis kanalites sama ja siis

$$(SNR)_k = \frac{\mathcal{E}}{N_0} E[\alpha_k^2]$$

Tavaliselt ei ole meil piisavalt andmeid keskväärtuste hindamiseks ja kaustame hetkelist signaal-müra suhet. Tähistame

$$\gamma_k = \frac{\mathcal{E}}{N_0} \alpha_k^2$$

Amplituud α_k Reyleigh jaotusega seega tema ruut eksponentsiaalse jaotusega (χ^2 kahe vabadusastmega). Eeldades, et keskmine signaal müra suhe on kõikides diversiteedi harudes sama saame

$$f(\gamma_k) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma_k}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma_k \geq 0$$

Signaal-müra suhte γ jaoks

$$\Pr(\gamma_k \leq \gamma) = \int_{-\infty}^{\gamma} f(\gamma_k) d\gamma_k = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0$$

Süsteem konstrueeritud nii, et feeding eri antennidel sõltumatu ning siis on tõenäosus, et kõigis õlgades signaal-müra suhe väiksem, kui lävi γ individuaalsete õlgade vastavate tõenäosuste korrutis

$$\Pr(\gamma_k \leq \gamma, \forall k) = \prod_{k=1}^N \Pr(\gamma_k \leq \gamma) = \prod_{k=1}^N \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \right] = \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \right]^N$$

See jaotusfunktsioon on aga sama mis muutujal

$$\gamma_{\max} = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N\}$$

seega $F(\gamma_{\max} \leq \gamma) = \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{\max}}{\bar{\gamma}}\right) \right]^N$

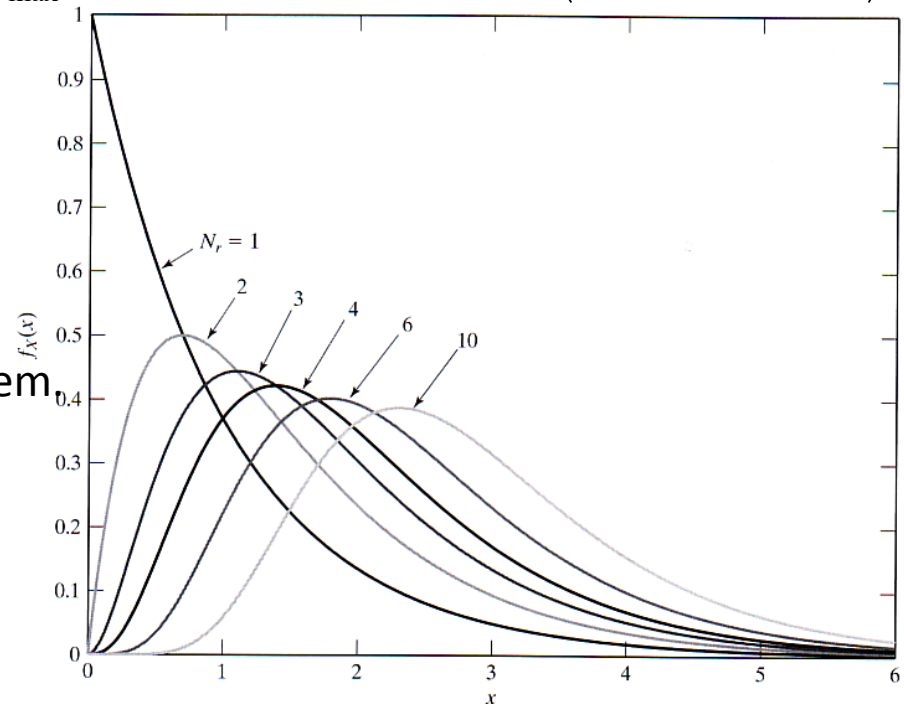
Tõenäosustihedusfunktsioon $f(\gamma_{\max}) = \frac{d}{d\gamma_{\max}} F(\gamma_{\max}) = \frac{N}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma_{\max}}{\bar{\gamma}}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{\max}}{\bar{\gamma}}\right) \right)^{N-1}$

Normaliseeritud graafikud

$$x = \frac{\gamma_{\max}}{\bar{\gamma}}, \quad f_X(x) = \bar{\gamma} f(\gamma_{\max})$$

Diversiteediõlgade arvu N kasvades nihkuvad graafikud paremale, seega tõenäosus, et antud γ_{\max} on keskmisest suurema tõenäosusega kõrgem N kasvades muutub tõenäosustihedus üha sümmetrilisemaks

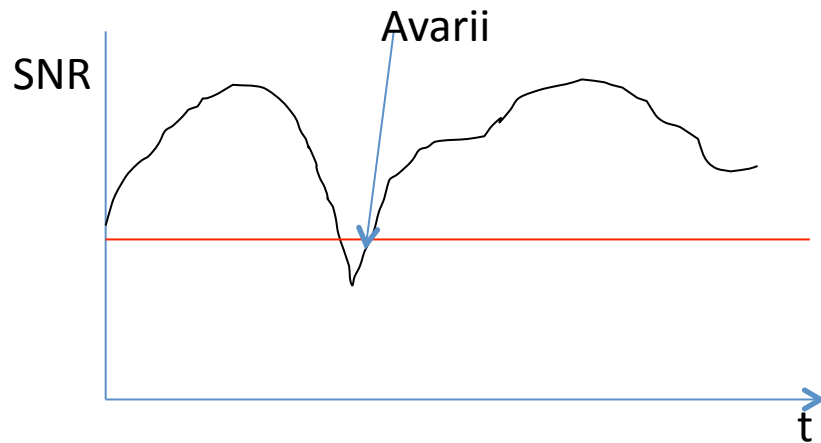
Seega muutub seleksioonkombineeritud kanal N kasvades Gaussi kanaliks



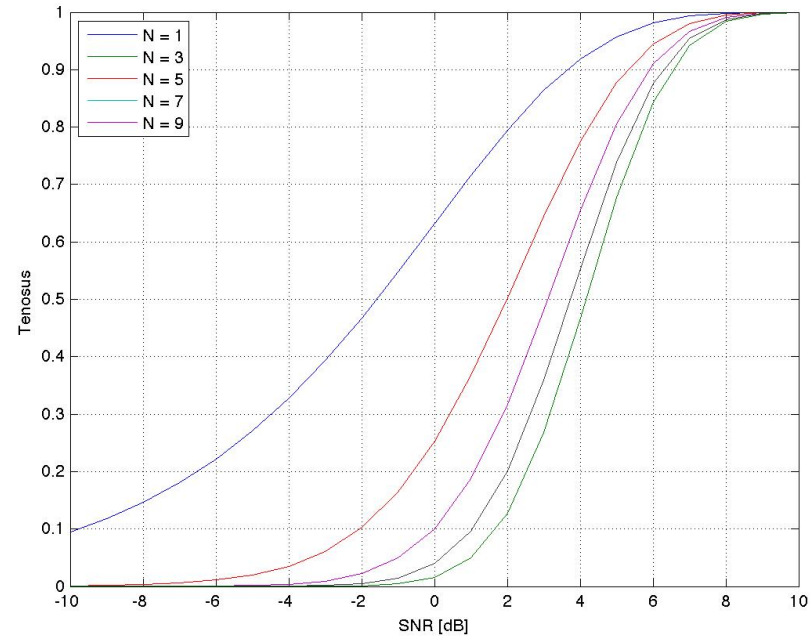
Selektsioonkombineerimise praktiline algoritm

- Selektsioonkombineerimine eeldab, et me pidevalt jälgime kõigi õlgades signaal-müra suhteid.
- Praktikas lihtsam kasutada skaneerimisalgoritmi
 - Alusta valides tugevaima väljundsignaali
 - Kasuta selle õla signaali, kuni hetkeline signaal-müra suhe ei lange allapoole etteantud läve
 - Niipea kui hetkeline signaal-müra suhe on langenud allapoole läve vali uus tugevaim signaal
- Tulemus peaaegu sama hea kui täpne selektsioonkombineerimine

Avariitõenäosus (Outage probability)



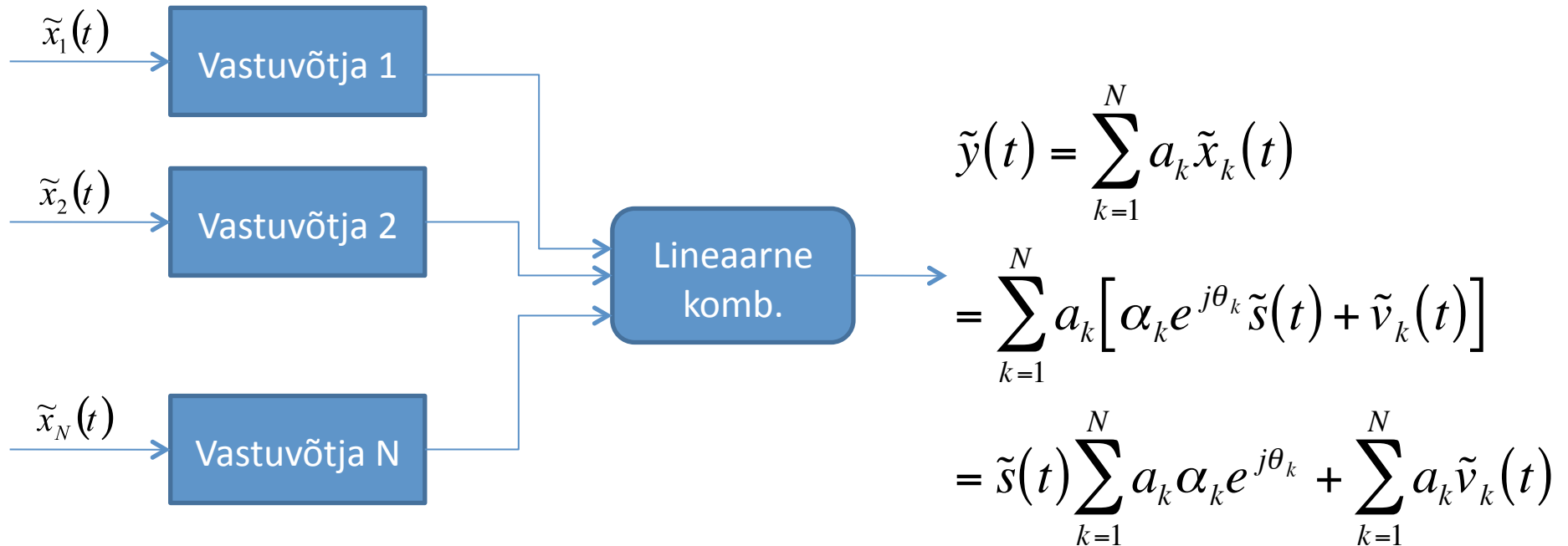
Aeg, mille jooksul hetkeline signaal-müra suhe kombineerija väljundis allpool etteantud nivood väljendatuna protsentides.



$$F(\gamma_{\max} \leq \gamma) = \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{\max}}{\bar{\gamma}}\right) \right]^N$$

Tõenäosus, et signaal müra suhe kombineerija väljundis, on väiksem signaal müra suhtest horisontaalteljel

Maksimaal-suhte kombineerija (Maximal-Ratio Combining)



Konstrueerime kombineerija, mis maksimiseerib väljundi signaal-müra suhet.

$$SNR = \frac{E \left[\left| \tilde{s}(t) \sum_{k=1}^N a_k \alpha_k e^{j\theta_k} \right|^2 \right]}{E \left[\left| \sum_{k=1}^N a_k \tilde{v}_k(t) \right|^2 \right]} = \frac{\mathcal{E}}{N_0} \frac{E \left[\left| \sum_{k=1}^N a_k \alpha_k e^{j\theta_k} \right|^2 \right]}{E \left[\sum_{k=1}^N |a_k|^2 \right]}$$

Hetkeline signaal-müra suhe oleks siis ning me soovime seda maksimeerida valides koefitsiendid a_k .

$$\gamma = \frac{\varepsilon}{N_0} \frac{\left| \sum_{k=1}^N a_k \alpha_k e^{j\theta_k} \right|^2}{\sum_{k=1}^N |a_k|^2}$$

Cauchy – Schwarz võrratus suvaliste komplekssete a_k ja b_k jaoks:

$$\left| \sum_{k=1}^N a_k b_k \right|^2 \leq \left| \sum_{k=1}^N a_k \right|^2 \left| \sum_{k=1}^N b_k \right|^2$$

Võrdus kehtib kui $a_k = c b_k^*$

Jätame a_k nagu nad on ning valime $b_k = \alpha_k e^{j\theta_k}$

Siis

$$\gamma \leq \frac{\varepsilon}{N_0} \frac{\sum_{k=1}^N |a_k|^2 \sum_{k=1}^N |\alpha_k e^{j\theta_k}|^2}{\sum_{k=1}^N |a_k|^2} = \frac{E}{N_0} \sum_{k=1}^N \alpha_k^2$$

Võrdus kehtib kui $a_k = c (\alpha_k e^{j\theta_k})^* = c \alpha_k e^{-j\theta_k}$

Optimaalsete õlgade kaalude amplituudid on proportsionaalsed kiirte võimendustega ning faasid on sellised, mis võimaldavad kiirte liitmise faasis.

Signaal – müra suhe maksimaal – suhte kombineerija väljundis optimaalselt valitud koefitsientide korral seega

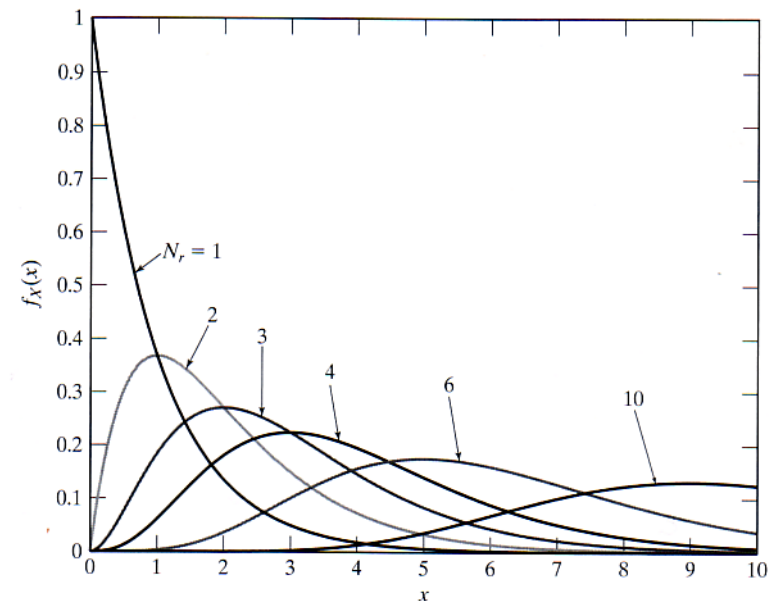
$$\gamma = \frac{\varepsilon}{N_0} \sum_{k=1}^N \alpha_k^2$$

Kuid $\frac{\varepsilon}{N_0} \alpha_k^2$ on ühe õla hetkeline signaal-müra suhe, seega on maksimaal – suhte kombineerija väljundi signaal – müra suhe üksikute õlgade signaal – müra suhete summa

$$\gamma = \sum_{k=1}^N \gamma_k$$

Muutuja γ on N eksponentsiaalselt jaotunud juhusliku muutuja summa. Selline summa omab $2N$ vabadusastmega χ^2 jaotust.

$$f(\gamma) = \frac{1}{(N-1)!} \frac{\gamma^{N-1}}{\bar{\gamma}^N} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$$

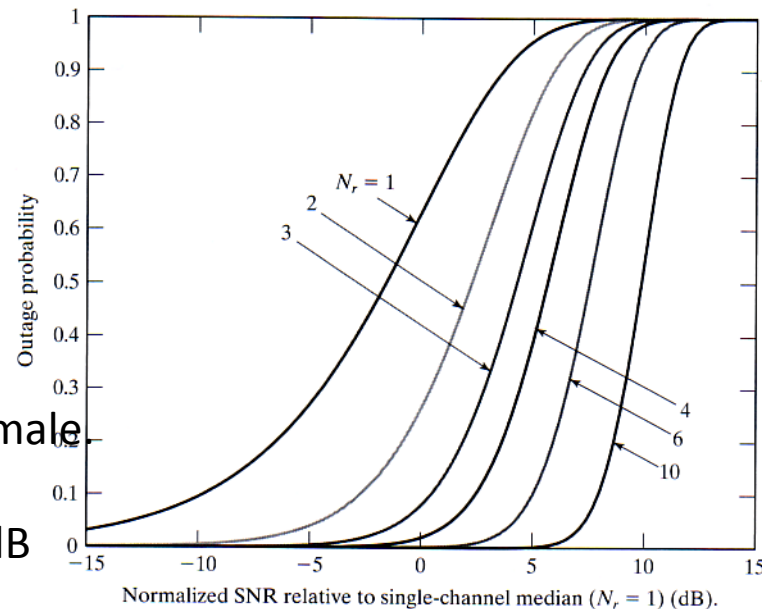


Avariitõenäosus

$$P(\gamma < x) = \int_0^x f_\gamma(\gamma) d\gamma = 1 - \int_x^\infty f_\gamma(\gamma) d\gamma$$

Võrreldes seleksioonkombineerijaga on maksimaal-suhte kombineerija avariitõenäosuse kõverad nihkunud paremale. Näiteks kui meil on $N = 6$ antenni ja normaliseeritud signaal müra suhe on 5 dB saame avariitõenäosusteks

- seleksioonkombineerija 50%
- maksimaal-suhte kombineerija 10%



Maksimaal- suhte kombineerija avariikõverad sõltuvana lävest x (signaal-müra suhtest) erinevate N jaoks.

Ruutude kombineerimine (Square-Law Combining)

- Maksimaal-suhte kombineerimine eeldab, et me hindame diversiteediõlgade omavahelisi faasinurki ning liidame signaalid faasis
- See pole alati praktiline
- Selle asemel võimalik kasutada ruutude kombineerimist
- Kasutatav ainult ortogonaalsete modulatsioonide nagu FSK või otsese hajutamisega CDMA puhul
- Olgu meil kahendmodulatsioon, siis vastuvõtja genereerib kaks muutujat:

$$Q_{0k} = \frac{1}{\sqrt{N_0}} \int_0^T \tilde{x}_k(t) \tilde{s}_0^*(t) dt \quad \text{ja} \quad Q_{1k} = \frac{1}{\sqrt{N_0}} \int_0^T \tilde{x}_k(t) \tilde{s}_1^*(t) dt$$

Signaalide ortogonaalsus:

$$\int_0^T s_i(t) s_j^*(t) dt = \begin{cases} E_b & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases}$$

Kui saadetakse sümbolit "0" on muutujad Q:

$$Q_{0k} = \frac{1}{\sqrt{N_0}} \int_0^T \left(\sqrt{E_b} \alpha_k e^{j\theta_k} \tilde{s}_0(t) + w_k \right) \tilde{s}_0^*(t) dt = \frac{\sqrt{E_b} \alpha_k e^{j\theta_k}}{\sqrt{N_0}} + \frac{w_{0k}}{\sqrt{N_0}}$$

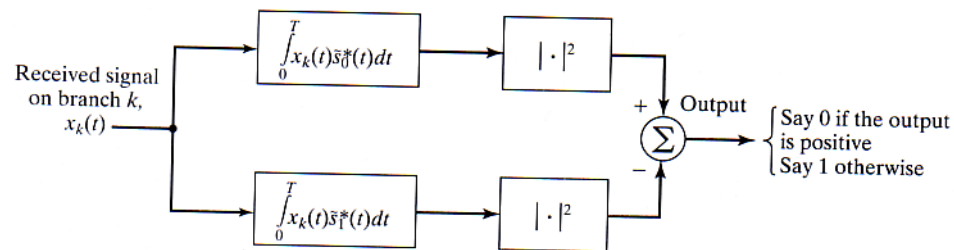
$$Q_{1k} = \frac{1}{\sqrt{N_0}} \int_0^T \left(\sqrt{E_b} \alpha_k e^{j\theta_k} \tilde{s}_0(t) + w_k \right) \tilde{s}_1^*(t) dt = \frac{w_{1k}}{\sqrt{N_0}}$$

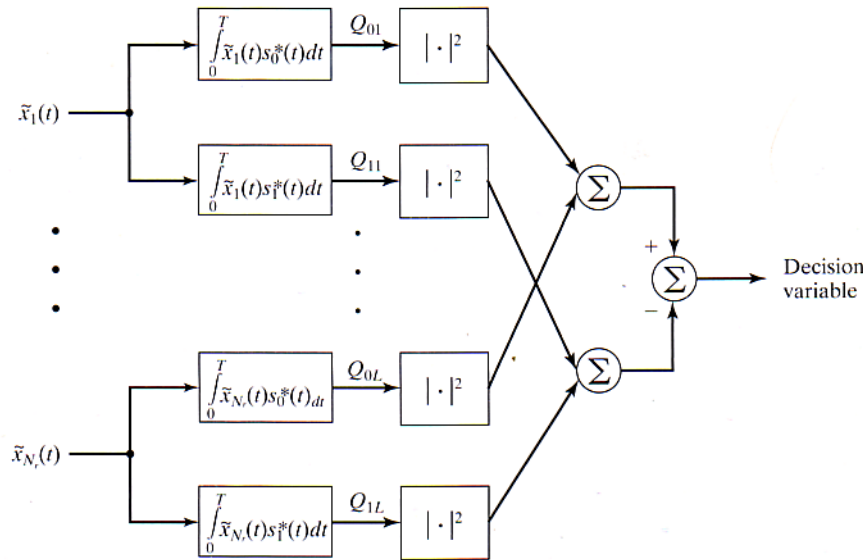
Muutujad w_{0k} ja w_{1k} on juhuslikud, nullise keskväärtuse ning dispersiooniga N_0 sõltumatud Gaussi muutujad.

Ruutkarakteristikuga vastuvõtja leiaks:

$$|Q_{0k}|^2 > |Q_{1k}|^2, \quad \text{otsusta 0}$$

vastasel korral, otsusta 1





Rutude kombineerija võrdleb muutujaid

$$Q_0 = \sum_{k=1}^N |Q_{0k}|^2 \quad Q_1 = \sum_{k=1}^N |Q_{1k}|^2$$

Mõlemad muutjad on komplekssete Gaussi muutujate ruutude summad omades seega $2N$ vabadusastmega χ^2 jaotust.

Individuaalsete muutujate dispersioonid eeldusel et saadeti s_0 .

$$\text{Var}(Q_{0k}) = \frac{E_b}{N_0} \text{Var}(\alpha_k e^{j\theta_k}) + \frac{1}{N_0} \text{Var}(w_{0k}) = \frac{E_b}{N_0} E[\alpha_k^2] + \frac{1}{N_0} E[w_{0k}^2] = \bar{\gamma} + 1$$

$$\text{Var}(Q_{1k}) = \frac{1}{N_0} E[w_{1k}^2] = 1$$

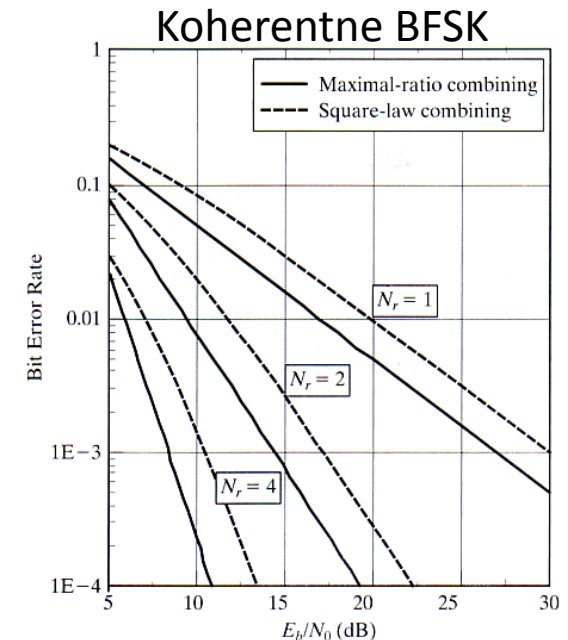
Õige (0) ning vale (1) sümboli tõenäosustihedused

$$f_{Q_0}(q) = \frac{1}{(N-1)! (\bar{\gamma} + 1)^N} \exp\left(-\frac{q}{\bar{\gamma} + 1}\right)$$

$$f_{Q_1}(q) = \frac{1}{(N-1)!} q^{N-1} \exp(-q)$$

Vea ($Q_0 < Q_1$ | saadeti Q_0) tõenäosus:
$$P_{viga} = P_{Q_1} \int_{Th}^{\infty} f_{Q_1}(q) dq$$

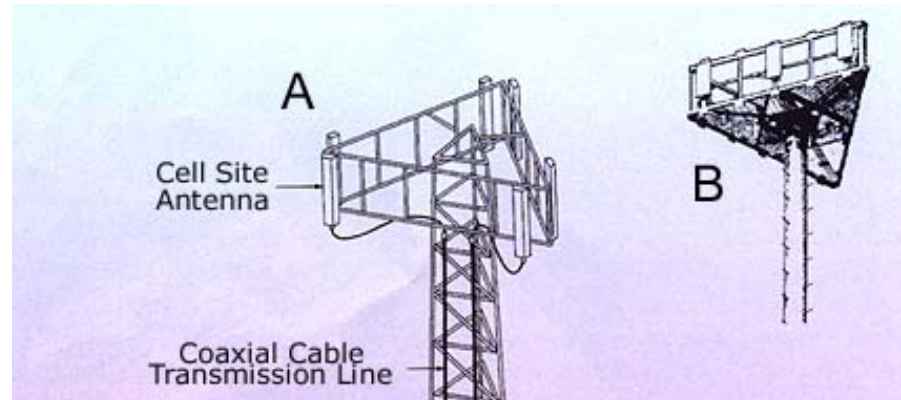
Sarnase tulemuse saaksime kui saadetaks "1"



Näide:

Mobiilinduses baasjaamaantennil sageli kolm 120° sektorit, milles igas kas

- A. kaks antenni (üks vastuvõtt ja teine saade + vastuvõtt)
- B. Kolm antenni (kaks vastuvõtt ja üks saateantenn)

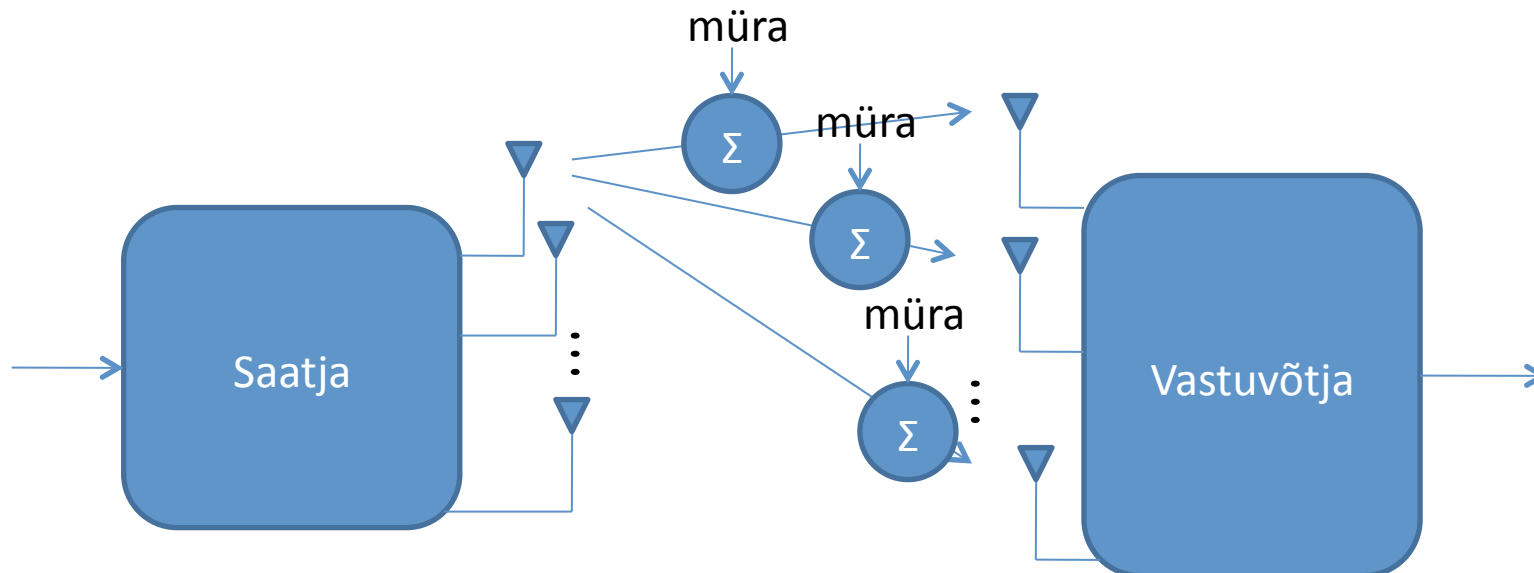


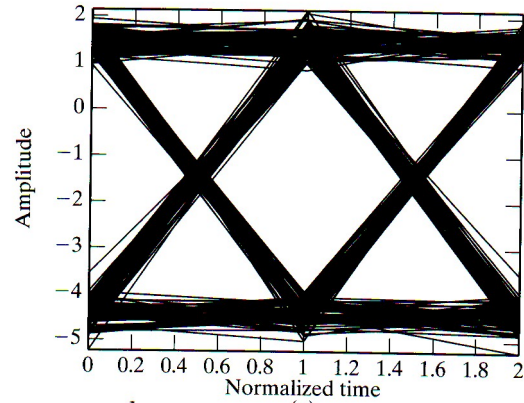
N. GSM

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{900 \text{ MHz}} = \frac{1}{3} \text{ m}$$

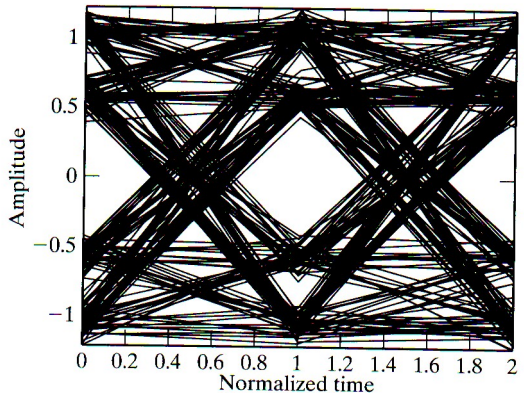
MIMO süsteemid

- Feeding ei ole nuhtlus vaid rikkus!
- Ruumiline diversiteet nii saatjas kui vastuvõtjas võimaldab tõsta kanali mahtuvust
- Mahtuvuse tõus saavutatakse suurenenud arvutusliku keerukuse, mitte lisaressursside (ribalainus, võimsus) arvelt.
- Kasutame M saateantenni ja N vastuvõtuantenni

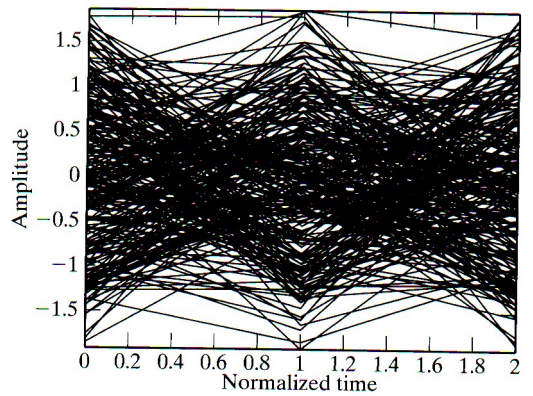




(a)



(b)



(c)

Kiired, mis väljuvad eri saateantennidelt hajuvad kanalis erinevalt.

Silmadiagrammid ühel vastuvõtuantennil ($N = 1$)
 (a) $M = 1$, (b) $M = 2$, (c) $M = 8$ saateantenni korral
 kasutades BPSK modulatsiooni.

Kõigis kanalites sama keskmine võimsus
 ja sama ribalaius, kui signaalid erinevad.

MIMO kanali mudel

MIMO süsteem M saateantenni ja N vastuvõtuantenniga (M, N)

Saadetud signaali vektor $\mathbf{s}(n) = [\tilde{s}_1(n) \quad \tilde{s}_2(n) \quad \dots \quad \tilde{s}_M(n)]^T$

Eeldame, et saadetud signaalid on nullise keskvärtusega ning võimsusega σ_s^2

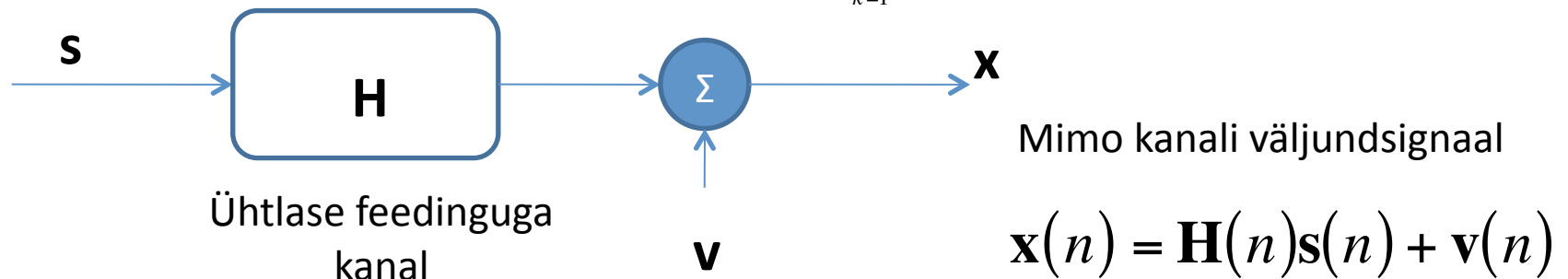
Kogu saadetud võimsus siis $P = M\sigma_s^2$

Ühtlase feedinguga (Flat fading) s.t. mäluta kanali puhul tähistame ülekande k -ndast saateantennist i -ndasse vastuvõtuantenni kui $\tilde{h}_{ik}(n)$

Siis kanalit kirjeldab maatriks

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{11}(n) & \tilde{h}_{21}(n) & \dots & \tilde{h}_{M1}(n) \\ \tilde{h}_{12}(n) & \tilde{h}_{22}(n) & \dots & \tilde{h}_{M2}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{1N}(n) & \tilde{h}_{2N}(n) & \dots & \tilde{h}_{MN}(n) \end{bmatrix}$$

Antennil i signaal: $\tilde{x}_i(n) = \sum_{k=1}^M \tilde{h}_{i,k}(n) \tilde{s}_k(n) + \tilde{v}(n), \quad i = 1, 2, \dots, N$



Gaussi mudel:

1. Eeldame, et M sümbolit vektoris \mathbf{s} pärinevad valgest Gaussi koodiraamatust s.t. sümbolid on sõltumatud ja ühtmoodi jaotunud (i.i.d.) nullise keskväärtusega ning dispersiooniga σ_s^2 kompleksed Gaussi muutujad. Korrelatsioonimaatriks siis

$$\mathbf{R}_s = E[\mathbf{ss}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{I}_M$$

2. Kanali maatriksi \mathbf{H} elemendid on kompleksed nullise keskväärtuse ja ühikulise dispersiooniga sõltumatud Gaussi jaotusega juhuslikud muutujad

$$h_{ik} : N\left(0, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) + jN\left(0, \frac{1}{\sqrt{2}}\right), \quad i = 1, 2, \dots, N; \quad k = 1, 2, \dots, M$$

h_{ik} amplituud on sel juhul Rayleigh jaotusega ning amplituudi ruut χ^2 jaotusega kusjuures

$$E[|h_{ik}|^2] = 1, \quad \forall i, k$$

3. Müra vektori \mathbf{v} elemendid on kompleksed Gaussi muutujad nullise keskväärtuse ning dispersiooniga σ_v^2

Korrelatsioonimaatriks: $\mathbf{R}_v = E[\mathbf{vv}^H] = \sigma_v^2 \mathbf{I}_N$

Keskmine signaal – müra suhe iga vastuvõtja sisendis seega

$$\rho = \frac{P}{\sigma_v^2} = \frac{M\sigma_s^2}{\sigma_v^2}$$

Mudel rakendatav eeskätt siseruumides kus terminalide liikumine piiratud.

Kanali mahtuvus

Reaalne aditiivse Gaussi müraga kanal: $C_G = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma_w^2} \right)$ bit/s

P – saatja võimsus

σ_w^2 – müra võimsus

B – riba laius

Vastavalt Nyquisti teoreemile on min. võimalik diskreetimissagedus $2B$

ehk kanali mahtuvuse võib anda kujul $C = \frac{C_G}{2B} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma_w^2} \right)$ bit/s/Hz

Raadiosides, kui kanal kompleksne ja ühtlase feedinguga ning kui hetke h vastuvõtjas teada Matemaatiline ootus siin juhusliku kanali tõttu.

$$C = E \left[\log_2 \left(1 + \frac{|h|^2 P}{\sigma_w^2} \right) \right] \text{ bit/s/Hz}$$

MIMO Gaussi kanali jaoks

$$C = E \left[\log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_w^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} \right] \text{ bit/s/Hz} = E \left[\log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} \right] \text{ bit/s/Hz}$$

ρ – keskmine signal müra suhe. Juhuslik kanali maatriks \mathbf{H} .

Võimalik saata $\min(N, M)$ korda rohkem informatsiooni, kui ühe saatja ning vastuvõtu antenniga kanalis.

Kanali maatriks

- Kanali maatriks \mathbf{H} mida vastuvõtja nii või teisiti pöörab ei ole teada vaid vajab hindamist
- Kanali maatriks \mathbf{H} võib olla singulaarne N . otsenähtavuse korral

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

- Parem konditsioon kui palju peegeldusi st. palju mitmekiirelist levi, halvem kui otsenähtavus



MIMO WiFi seadmed

Vastuvõtjad

Vastuvõetud signaal: $\mathbf{x}(n) = \mathbf{H}(n)\mathbf{s}(n) + \mathbf{v}(n)$

1. Nulli sundiv vastuvõtja

$$\mathbf{z} = \mathbf{W}\mathbf{x}, \quad \mathbf{W} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H,$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \text{sign}(\mathbf{z})$$

2. Vähima ruutkeskmise vea meetod

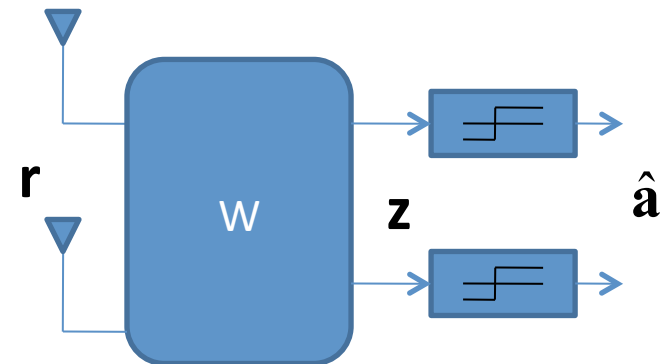
$$\mathbf{z} = \mathbf{W}\mathbf{x}, \quad \mathbf{W} = \left(\frac{1}{\gamma} \mathbf{I} + \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^H,$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \text{sign}(\mathbf{z}), \quad \gamma - \text{SNR}$$

3. Suurima tõepära meetod

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_s \|\mathbf{x} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2$$

...



Avariitõenäosus

MIMO ühenduslüli avariitõenäosus on tõenäosus, et ühenduslüli ei suuda edastada infot etteantud kiirusega R mõõdetud (bit/s/Hz)

Eeldame, et side toimub pursetena

Mudel:

1. Purse on piisavalt pikk koosnedes piisavalt paljudest sümbolitest nii, et me saame kasutada informatsiooniteooriat
2. Purse on piisavalt lühike nii, et traadita ühenduslüli saaks omada täpset kanali mudelit
3. Kanali maatriks võib purskest k purskesse $k+1$ muutuda lubades jälgida kanali muutumist
4. Saadetud vektor \mathbf{s} on pärit Gaussi koodiraamatust $\mathbf{R}_s = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{I}_M$

Sellisel juhul saame k -nda purske jaoks vaadelda juhuslikku muutujat (mahtuvuse valemist)

$$C_k = \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_w^2} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \right\} \text{ bit/s/Hz}$$

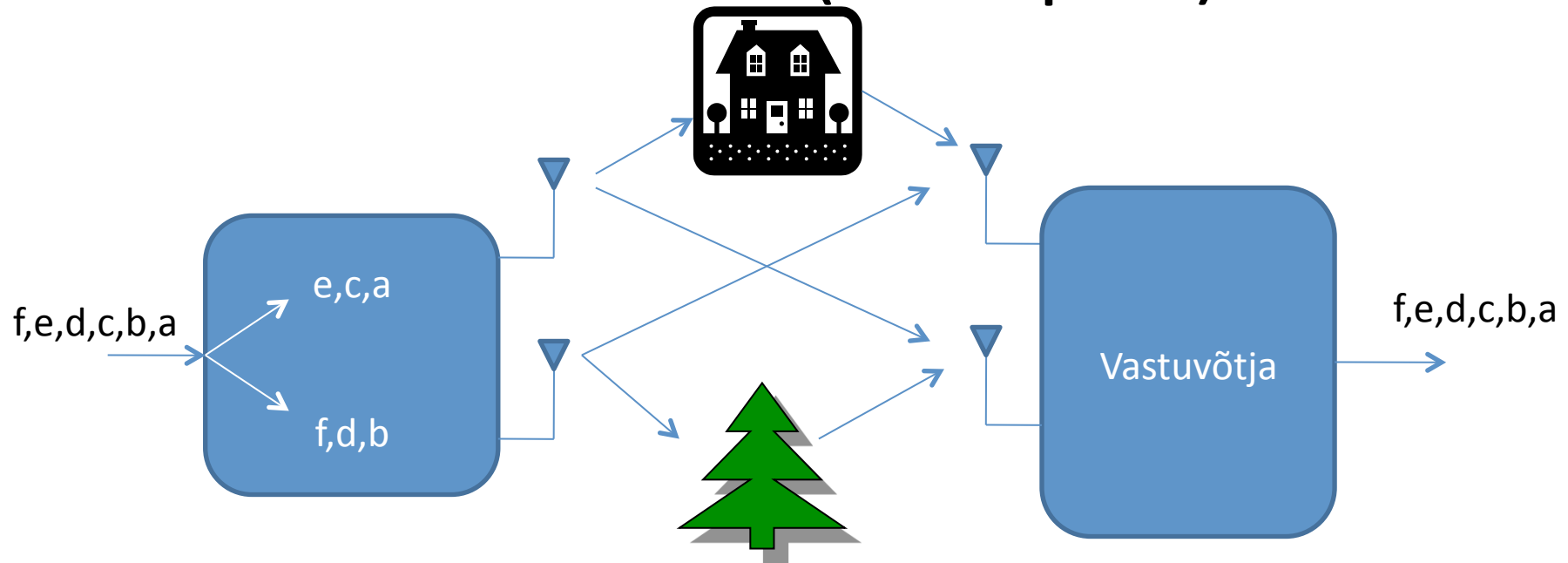
ning avariitõenäosus on

$$P_{\text{avarii}}(R) = \text{Prob} \left\{ C_k < R, \text{ purske } k \text{ korral} \right\}$$

või ekvivalentselt

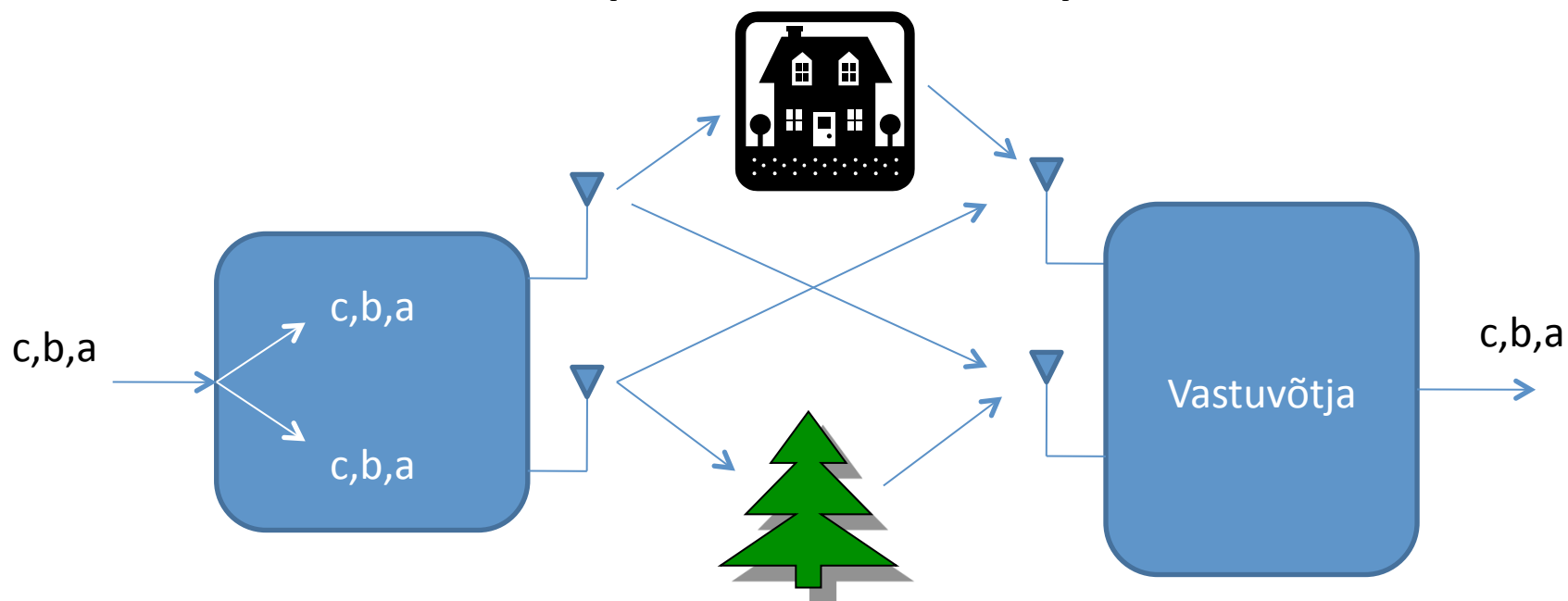
$$P_{\text{avarii}}(R) = \text{Prob} \left\{ \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_w^2} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \right\} < R, \text{ purske } k \text{ korral} \right\}$$

MIMO abil võib tõsta spektraalset efektiivsust (Multiplex)



- Saatja demultipleksib sisendbitid L voogu
- Bitid moduleeritakse sümboliteks kiirusega R bit / s / Hz
- Kogu süsteemi spektraalne efektiivsus $L * R$ bit / s / Hz

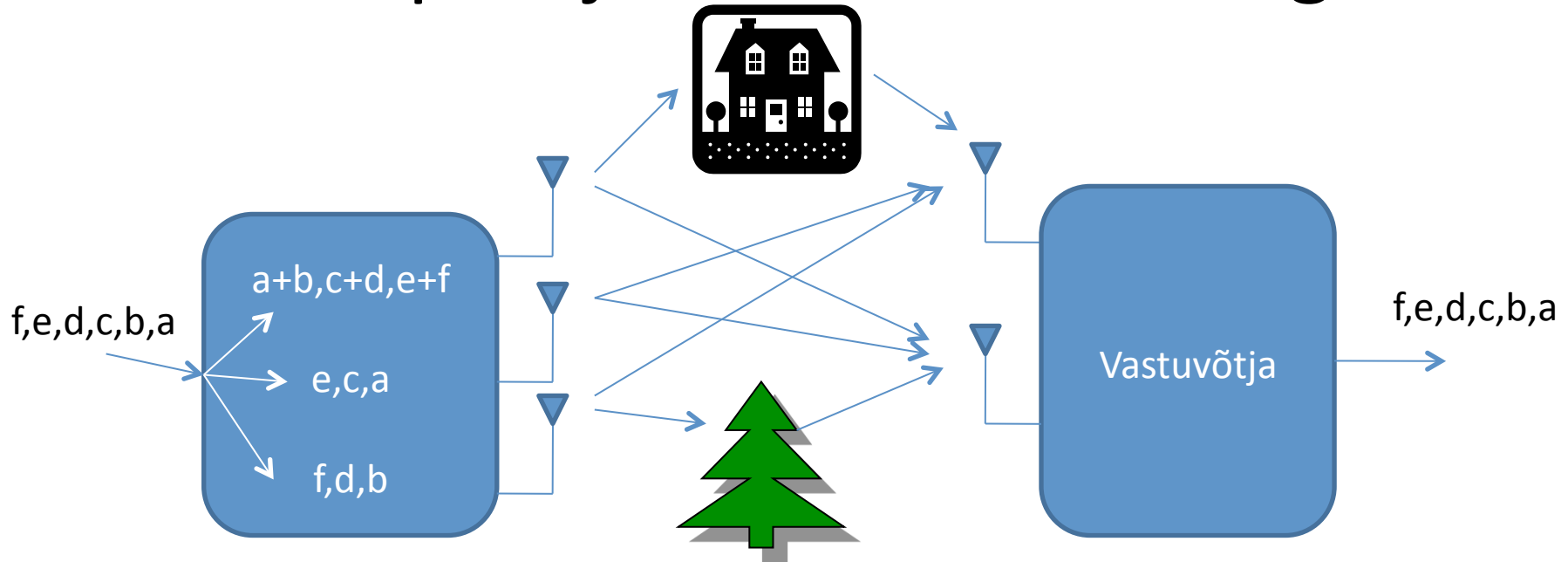
MIMO kvaliteedi parandamiseks (Diversiteet)



- Saatja moduleerib bitid sümboliteks R bit / s / Hz
- Diversiteedi kooder suunab iga biti igale antennile
- Liiasus saatmisel erinevaid teid mööda parandab kvaliteeti

Hübriid

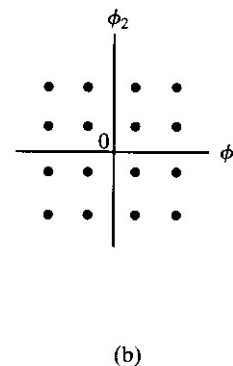
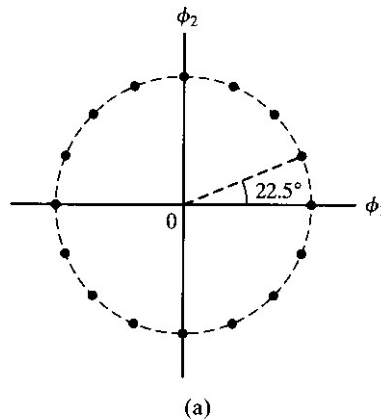
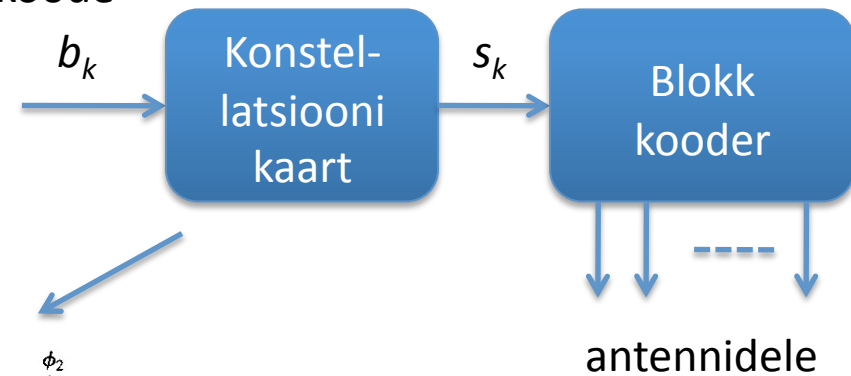
Multiplex ja diversiteet korruga



- Erinevad kompromissid kiiruse ja kvaliteedi vahel
- Lisa saateantennide mõistlik kasutamine

Aeg-ruumilised koodid

- Aeg-ruumilised koodid teostavad kanalikodeerimist paljudel antennidel ühiselt
- Nagu kanali koodidki toovad aeg-ruumilised koodid sisse liiasuse ja pakuvad kaitset feedingu, müra ja häirete vastu
- Vastavalt sisse toodud liiasusele väheneb saadetud signaalide statistiline sõltumatus
- Lihtsuse mõttes vaatleme ainult plokk koodi
- Tähistame:
 - l – sümbolite arv
 - N – antennide arv



$l \times N$ saatematriks \mathbf{S}

\mathbf{S} genereeritakse komplekssetest sümbolitest

$$\tilde{s}_k \text{ ja } \tilde{s}_k^*$$

Alamouti kood

2 x 1 ortogonaalne aeg-ruumiline plokk kood. Kaks saateantenni ja üks vastuvõtuantenn. Olgu \tilde{s}_1 ja \tilde{s}_2 konstellatsiooni kaardi poolt formeeritud sümbolid.

Ajahetkel t saadab esimene antenn \tilde{s}_1 ja samal ajal teine antenn \tilde{s}_2

Ajahetkel $t + T$ esimene antenn $-\tilde{s}_2^*$ ja teine \tilde{s}_1^*

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 & \tilde{s}_2 \\ -\tilde{s}_2^* & \tilde{s}_1^* \end{bmatrix} \begin{array}{c} \downarrow \text{aeg} \\ \longrightarrow \text{ruum} \end{array} \quad \mathbf{S}^H = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1^* & -\tilde{s}_2 \\ \tilde{s}_2^* & \tilde{s}_1 \end{bmatrix} \begin{array}{c} \downarrow \text{ruum} \\ \longrightarrow \text{aeg} \end{array}$$

Ortogonaalsus

$$\mathbf{S}\mathbf{S}^H = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 & \tilde{s}_2 \\ -\tilde{s}_2^* & \tilde{s}_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1^* & -\tilde{s}_2 \\ \tilde{s}_2^* & \tilde{s}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |\tilde{s}_1|^2 + |\tilde{s}_2|^2 & -\tilde{s}_1\tilde{s}_2 + \tilde{s}_2\tilde{s}_1 \\ -\tilde{s}_2^*\tilde{s}_1^* + \tilde{s}_1^*\tilde{s}_2^* & |\tilde{s}_2|^2 + |\tilde{s}_1|^2 \end{bmatrix} = \left(|\tilde{s}_1|^2 + |\tilde{s}_2|^2\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

seega

$$\mathbf{S}^{-1} = \frac{1}{\left(|\tilde{s}_1|^2 + |\tilde{s}_2|^2\right)} \mathbf{S}^H$$

Omadused

- Alamouti kood on ortogonaalne aeg-ruumiline kood kuna tema saatemaatriksi korrutis saatemaatriksi Hermiti transponaadiga on skaleeritud ühikmaatriks
- Alamouti kood on ainus ühikulise koodi kiirusega kompleksne aeg-ruumiline plokk – kood. Seetõttu saavutab ta täieliku diversiteedi mistahes konstellatsiooni puhul.
- Alamouti kood on lineaarne saadetud sümbolite suhtes

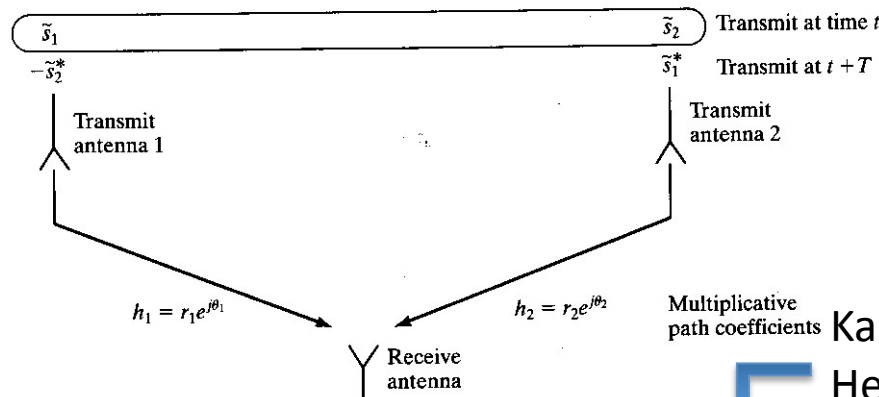
$$\mathbf{S} = \tilde{s}_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \tilde{s}_1^* \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \tilde{s}_2 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \tilde{s}_2^* \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

- Kahe saateantenni ja ühe vastuvõtuantenni jaoks on Alamouti kood ainus, mille jaoks kehtib slaidil 65 toodud kanali mahtuvuse valem

Ajahetkel t : $\tilde{x}_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \tilde{s}_1 + \alpha_2 e^{j\theta_2} \tilde{s}_2 + \tilde{w}_1$

Ajahetkel $t+T$: $\tilde{x}_2 = -\alpha_1 e^{j\theta_1} \tilde{s}_2^* + \alpha_2 e^{j\theta_2} \tilde{s}_1^* + \tilde{w}_2$

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{-j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_1 \\ \tilde{w}_2^* \end{bmatrix}$$



Multiplicative path coefficients Kanali maatriksi

Hermiti transponaat

unitaarne

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 e^{-j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2^* \end{bmatrix} = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{-j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{w}_1 \\ \tilde{w}_2^* \end{bmatrix}$$

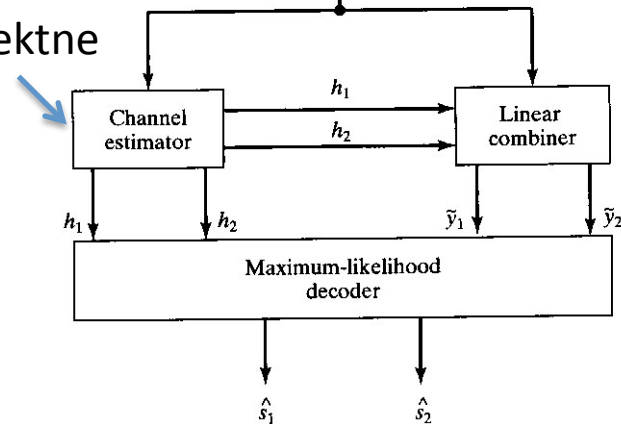
Lineaarse kombineerija väljund:

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{-j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{-j\theta_1} \tilde{x}_1 + \alpha_2 e^{j\theta_2} \tilde{x}_2^* \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} \tilde{x}_1 - \alpha_1 e^{j\theta_1} \tilde{x}_2^* \end{bmatrix}$$

mürakomponent $\begin{bmatrix} \tilde{v}_1 \\ \tilde{v}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{-j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{w}_1 \\ \tilde{w}_2^* \end{bmatrix}$

väljund $\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \end{bmatrix} = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_1 \\ \tilde{v}_2 \end{bmatrix}$

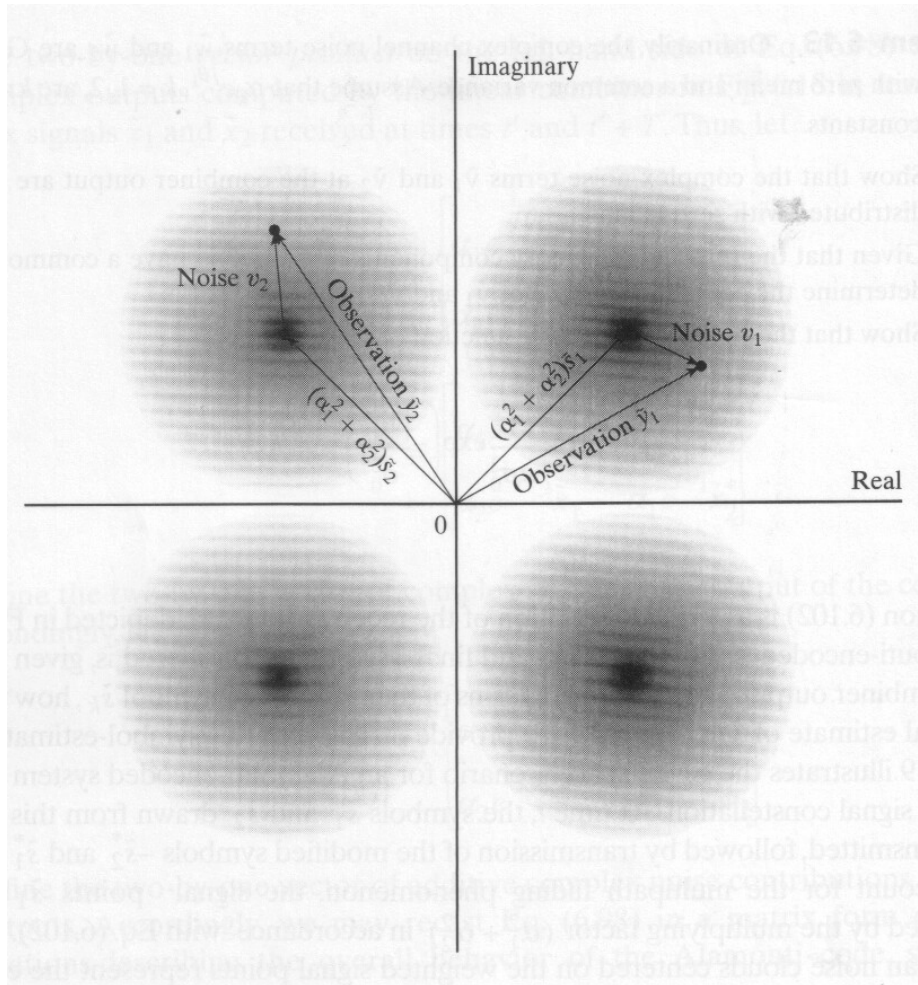
perfektn



- Mittesoovitav sümbol taandub välja
- 2 x diversiteet

$$\tilde{y}_k = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \tilde{s}_k + \tilde{v}_k$$

Optimaalne \tilde{s}_k hinnang



Max tõepära dekodeer

$$\text{Distsants: } d^2(\tilde{z}, \tilde{\xi}) = (\tilde{z} - \tilde{\xi})(\tilde{z} - \tilde{\xi})^*$$

Kui vastuvõtja teab

1. Kanali feedingut
2. Kõiki võimalikke saadetud sümboleid

On max. tõepära detektor antud

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{\varphi \in S} \left\{ d^2(\tilde{y}_1, (\alpha_1^2 + \alpha_{21}^2)\varphi) \right\}$$

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{\varphi \in S} \left\{ d^2(\tilde{y}_2, (\alpha_1^2 + \alpha_{21}^2)\varphi) \right\}$$

Kus φ tähistab erinevaid hüpoteese saadetud signaali kohta

Vastuvõetud konstellsioon QPSK puhul

Vastuvõtja ja saatja diversiteedi võrdlus

Koherentne kahend PSK üle Rayleigh feedinguga kanali

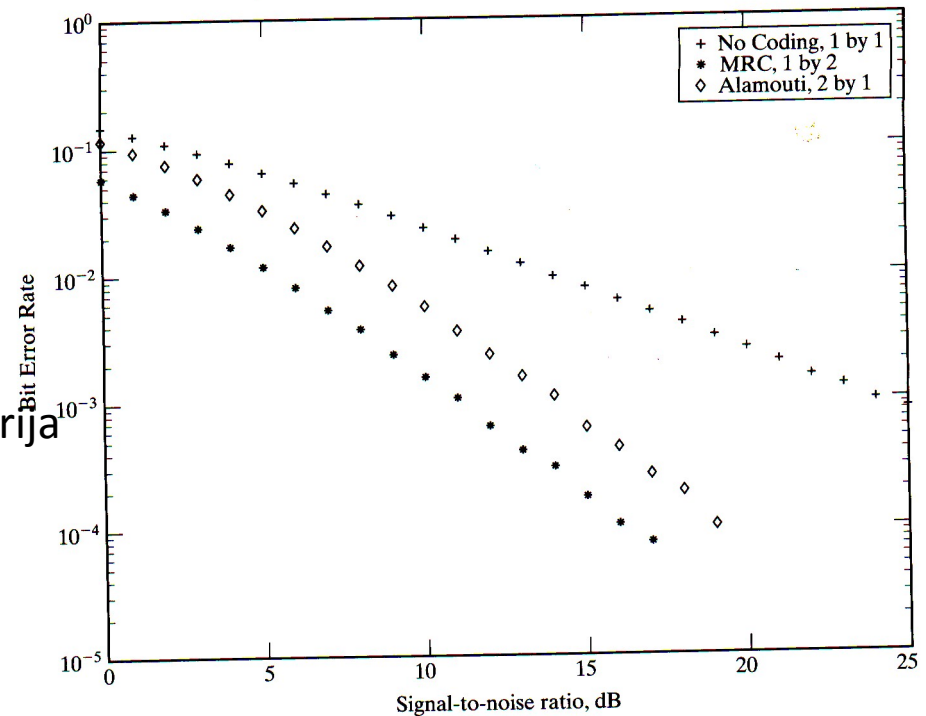
- Ilma diversiteedita (1 saate ja 1 vastuvõtu antenn)
- Maksimaalsuhte kombineerija (1 saate, 2 vastuvõtuantenni)
- Alamouti kood (2 saate, 1 vastuvõtuantenn)

Saadetud koguvõimsus kõikide skeemide jaoks sama
Vastuvõtjatel täpne info kanali kohta

Alamouti kood umbes 3 dB kehvem,
kui maksimaalsuhte kombineerija,
Kuna Alamouti koodi puhul on saadetud
võimsus igalt antennilt $\frac{1}{2}$ koguvõimsusest.

Alamoti kood ja maksimaalsuhte kombineerija
annaksid sama tulemuse, kui saadetud
võimsused igal antennil oleksid võrdsed.

Graafikute kalded näitavad, et kahe skeemi
diversiteedi järk sama – mõlemal juhul 2



Differentsiaalsed aeg-ruumilised koodid

Siiani vaadeldud aeg-ruumiline kodeerimine eeldab peaaegu täiuslikku kanali maatriksi \mathbf{H} tundmist vastuvõtjas, mis keeruline.

Vaatleme süsteemi mis kasutab kaht kontseptsiooni:

1. Alamouti aeg-ruumiline saatja diversiteedil põhinev plokk kood
2. Differentsiaalne aeg ruumiline kodeerimine

Alamouti kood saadab $\tilde{s}_{1,t}$ ja $\tilde{s}_{2,t}$ kahel eri antennil samal ajahetkel t , millele järgnevad $-\tilde{s}_{2,t+1}^*$ ja $\tilde{s}_{1,t+1}^*$ ajahetkel $t + 1$

Saadetud võimsus $|\tilde{s}_{1,t}|^2 + |\tilde{s}_{2,t}|^2$ on konstantne. Normaliseerime võimsuse ühikuliseks.

Siis moodustavad vektorid $\begin{bmatrix} \tilde{s}_{1,t} & \tilde{s}_{2,t} \end{bmatrix}$ ja $\begin{bmatrix} -\tilde{s}_{2,t+1}^* & \tilde{s}_{1,t+1}^* \end{bmatrix}$ ortonormaalse hulga. Sel juhul võib mistahes muu signaalipaari avaldada kui lineaarse kombinatsiooni selle ortonormaalse hulga vektoritest.

Olgu meil vaja ajahetkel $t+2$ saata

Moodustame reavektori $\tilde{s}_{3,t+2}$ ja $\tilde{s}_{4,t+2}$

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_{3,t+2} & \tilde{s}_{4,t+2} \end{bmatrix} = a_{1,t+2} \begin{bmatrix} \tilde{s}_{1,t} & \tilde{s}_{2,t} \end{bmatrix} + a_{2,t+2} \begin{bmatrix} -\tilde{s}_{2,t}^* & \tilde{s}_{1,t}^* \end{bmatrix}$$

kus $a_{1,t+2}$ ja $a_{2,t+2}$ on lineaarse arenduse koefitsiendid.

Kuna vektorid $\begin{bmatrix} \tilde{s}_{1,t} & \tilde{s}_{2,t} \end{bmatrix}$ ja $\begin{bmatrix} -\tilde{s}_{2,t+1}^* & \tilde{s}_{1,t+1}^* \end{bmatrix}$ on ortonormalsed saame koefitsiendid a kui korrutame $\begin{bmatrix} \tilde{s}_{3,t+2} & \tilde{s}_{4,t+2} \end{bmatrix}$ eelmisel ajahetkel saadetud vektoritega

$$\begin{bmatrix} a_{1,t+2} & a_{2,t+2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_{3,t+2} & \tilde{s}_{4,t+2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_{1,t} & \tilde{s}_{2,t} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} -\tilde{s}_{2,t+1}^* & \tilde{s}_{1,t+1}^* \end{bmatrix}^H$$

$$= \begin{bmatrix} \tilde{s}_{3,t+2} & \tilde{s}_{4,t+2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_{1,t}^* & -\tilde{s}_{2,t+1} \\ \tilde{s}_{2,t}^* & \tilde{s}_{1,t+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_{3,t+2} & \tilde{s}_{4,t+2} \end{bmatrix} \mathbf{S}_{t,t+1}^H$$

analoogiliselt $\begin{bmatrix} -a_{2,t+3}^* & a_{1,t+3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tilde{s}_{4,t+3}^* & \tilde{s}_{3,t+3}^* \end{bmatrix} \mathbf{S}_{t,t+1}^H$

Kombineerides neid kahte võrrandid saame

$$\mathbf{A}_{t+2,t+3} = \begin{bmatrix} a_{1,t+2} & a_{2,t+2} \\ -a_{2,t+3}^* & a_{1,t+3} \end{bmatrix} = \mathbf{S}_{t+2,t+3} \mathbf{S}_{t,t+1}^H$$

Kuna $\mathbf{S}_{t,t+1}$ on unitaarne maatriks on $\mathbf{S}_{t,t+1}^{-H} = \mathbf{S}_{t,t+1}$

saame $\mathbf{S}_{t+2,t+3} = \mathbf{A}_{t+2,t+3} \mathbf{S}_{t,t+1}^{-H} = \mathbf{A}_{t+2,t+3} \mathbf{S}_{t,t+1}$

See võrrand on saatja diferentsiaalsete aeg-ruumilsete plokk koodide põhivõrrand

Vastuvõtja

Eeldame, et kanali maatriks \mathbf{H} ei muutu kahe järjestikuse signaaliploki saatmise jooksul seega siis aja $t \dots t+3$ jooksul

Siis vastuvõetud signaal (eeldusel, et müra puudub)

$$\mathbf{X}_{t,t+1} = \mathbf{S}_{t,t+1} \mathbf{H}$$

$$\mathbf{X}_{t+2,t+3} = \mathbf{S}_{t+2,t+3} \mathbf{H}$$

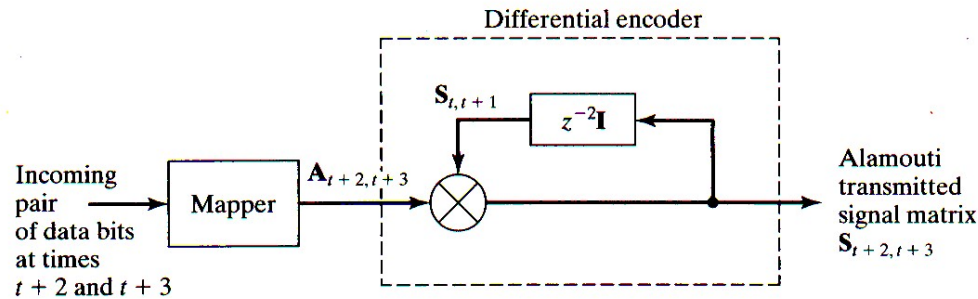
Konstrueerime maatriksi $\mathbf{Y}_{t+2,t+3} = \mathbf{X}_{t+2,t+3} \mathbf{X}_{t,t+1}^H = \mathbf{S}_{t+2,t+3} \mathbf{H} (\mathbf{S}_{t,t+1} \mathbf{H})^H = \mathbf{S}_{t+2,t+3} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{S}_{t,t+1}^H$

Eelnevast teame, et $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{-j\theta_1} \end{bmatrix}$ ja $\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{H} \mathbf{H}^H = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \mathbf{I}$

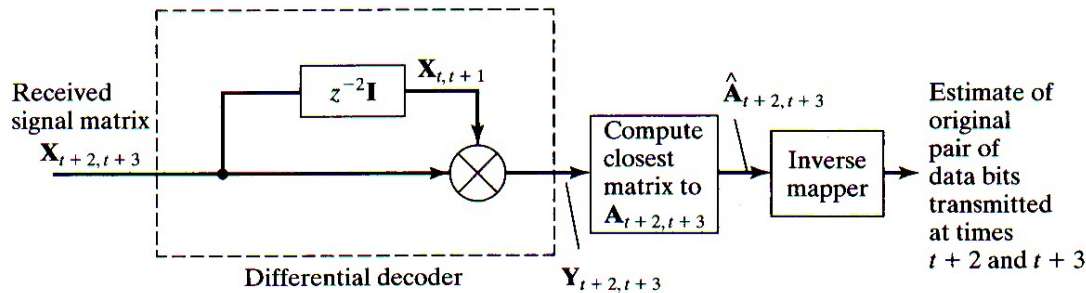
Seega $\mathbf{Y}_{t+2,t+3} = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \mathbf{S}_{t+2,t+3} \mathbf{S}_{t,t+1}^H = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \mathbf{A}_{t+2,t+3}$

See on diferentsiaalse aeg-ruumilise diferentsiaalkoodi dekodeerimise põhivõrrand

Struktuurid:



(a)
$$\mathbf{S}_{t+2,t+3} = \mathbf{A}_{t+2,t+3} \mathbf{S}_{t,t+1}$$



(b)
$$\mathbf{A}_{t+2,t+3} = \frac{1}{\alpha_1^2 + \alpha_2^2} \mathbf{Y}_{t+2,t+3}$$

$$\mathbf{Y}_{t+2,t+3} = \mathbf{X}_{t+2,t+3} \mathbf{X}_{t,t+1}^H$$

1. Saatja genereerib matriksi $\mathbf{A}_{t+2,t+3}$ infobittidest ajahetkedel $t+2$ ja $t+3$
2. Differentsiaalne kooder muudab matriksi $\mathbf{A}_{t+2,t+3}$ matriksiks $\mathbf{S}_{t+2,t+3}$ korrutades eelmise matriksiga $\mathbf{S}_{t,t+1}$ ning saadab matriksi $\mathbf{S}_{t+2,t+3}$ teele

1. Vastuvõtja korrutab sissetuleva $\mathbf{X}_{t+2,t+3}$ eelmise matriksiga $\mathbf{X}_{t,t+1}$ saamaks matriksi $\mathbf{Y}_{t+2,t+3}$
2. Signaali hindaja leiab matriksi $\mathbf{A}_{t+2,t+3}$ hinnangu nii, et ta oleks Eukleidilise distantssi mõttes lähim matriksile $\mathbf{Y}_{t+2,t+3}$
3. Pöördkaart mis moodustab $\mathbf{A}_{t+2,t+3}$ hinnangust saadatud bitipaari hinnangu ajahetkedel $t+2$ ja $t+3$

Näide: HSPA rel.7 MIMO

MIMO kaaludega

$$w_{1,1} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$w_{2,1} \in \left[\frac{1+j}{2} \quad \frac{1-j}{2} \quad \frac{-1+j}{2} \quad \frac{-1-j}{2} \right]$$

Ülejäänud kaks kaalu valitud nii, et maatriks

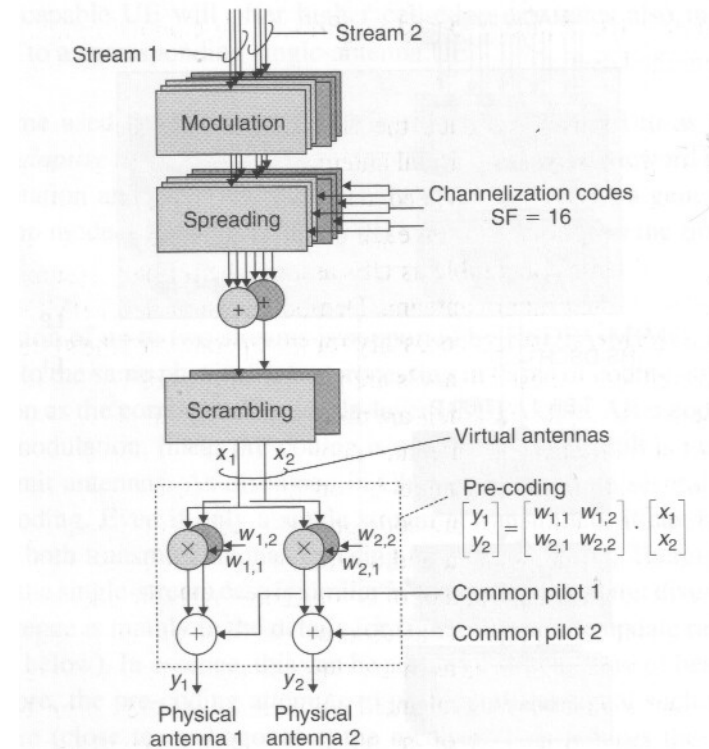
$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} \\ w_{2,1} & w_{2,2} \end{bmatrix} \text{ oleks ortogonaalne}$$

Seega võimalikud neli erinevat \mathbf{W} -d

Kanalite hindamiseks kasutatakse pilootsignaale. Nende abil leiab vastuvõtja kanali hinnangu

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_{1,1} & \hat{h}_{1,2} \\ \hat{h}_{2,1} & \hat{h}_{2,2} \end{bmatrix}$$

MIMO kasutusel kui signaal-müra suhe hea



Downlink tippkiirus [Mbit/s]			Uplink tippkiirus [Mbit/s]	
16 QAM	64 QAM	64 QAM + MIMO	BPSK/QPSK	16QAM
14	21	42	5,7	11

MIMO Rakendused

- WiFi – IEEE 802.11n
2x2 nõutav, 3x ja 4x võimalik
- WiMax - 802.16e
kuni 4x4 võimalik
- 3G / 4G
2x2



LTE – long term evolution

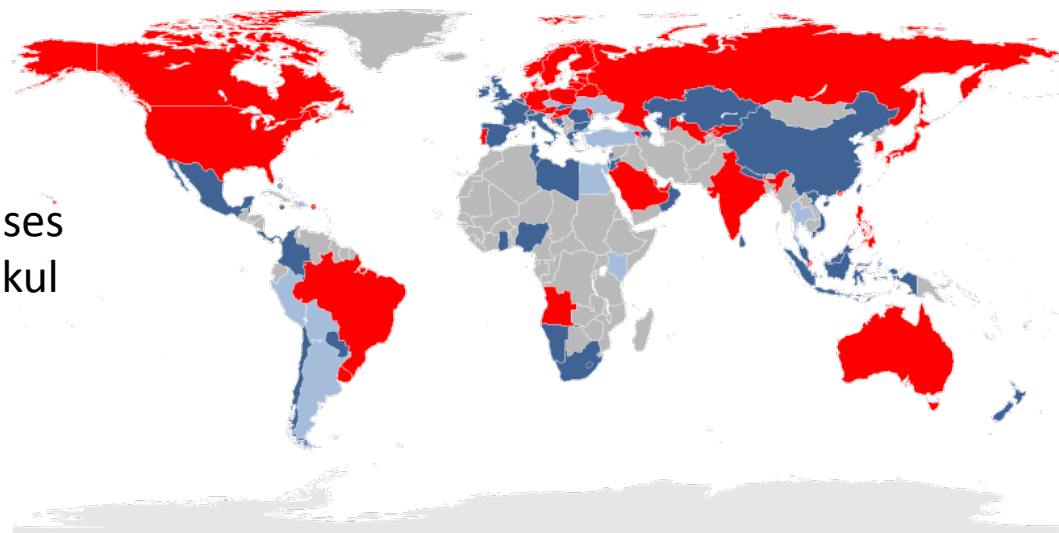
- 3GPP alustas NTT Docomo algatusel uuringutega LTE standardiseerimiseks 2004 identifitseerides nõuded süsteemile. Neist põhilised on
 - Optimeeritud pakettside domeen
 - Serveri ja kasutaja vaheline edasi-tagasi viide alla 30 ms ning access delay alla 300 ms
 - Tipp andmeedastuskiirus uplink/downlink 50/100 Mbit/s (75-300 Mbit/s)
 - Hea mobiilsus tagatud
 - Terminalide võimsusefektiivsus
 - Sagedusriba allokeerimine: 1,25/2,5; 5; 10; 15; 20 MHz
 - Suurem mahtuvus võrreldes Rel. 6 HSDPA-ga
 - Nii sageduslik kui ajaline tihendamine
 - Terminalidel lubatud suurem kiirus (kuni 350/500 km/h sõltuvalt sagedusest)
 - kuni 200 aktiivset andmeklienti samal ajal
 - kärje läbimõõt kümnetest meetritest saja kilomeetrini
- Esimene süsteem 14. dets 2009 Stockholmis ja Oslos. Operaator – Telia.

LTE levik mais 2012

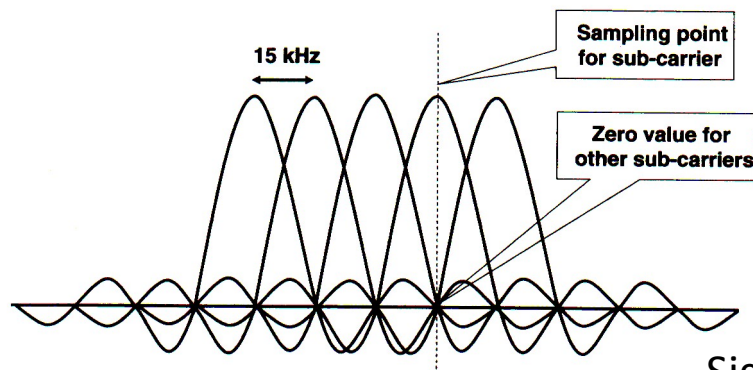
punane – LTE kommertskasutuses

sinine – kommertskasutus tulekul

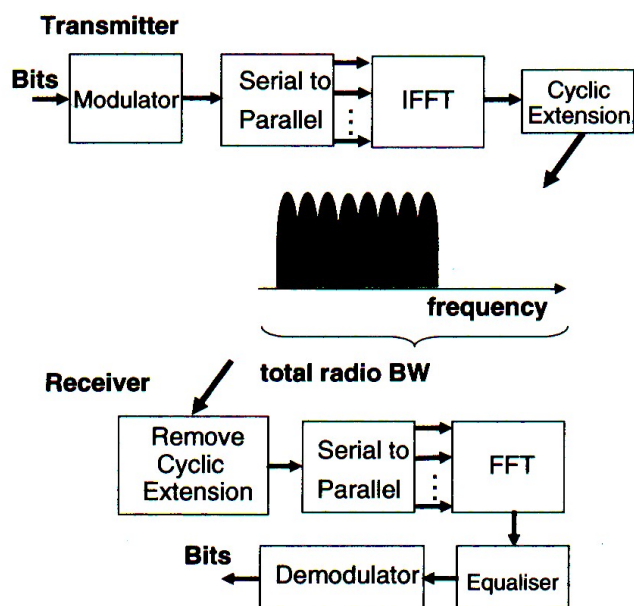
hall – proovisüsteemid



LTE OFDMA



Kitsad vastastikku ortogonaalsed alamkandjad üksteisest 15 kHz kaugusel sõltumata kogu riba laiuusest

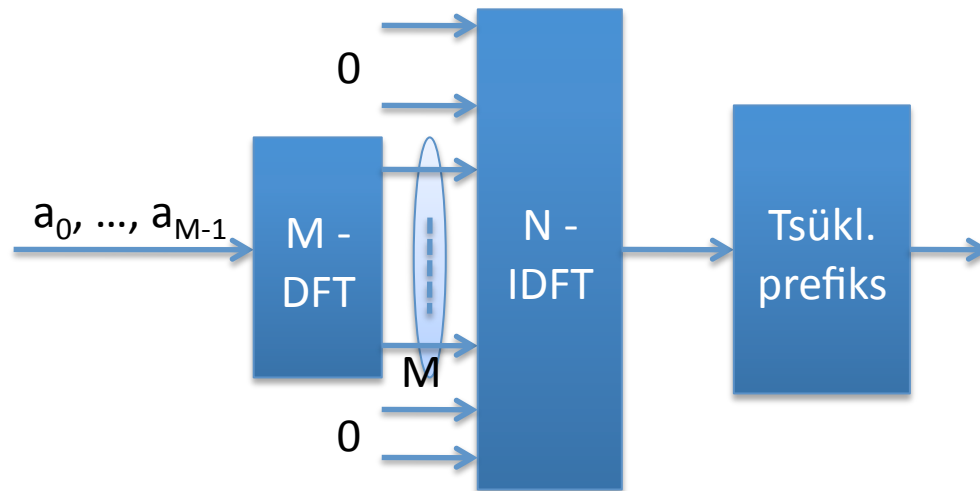


Signaali omadused:

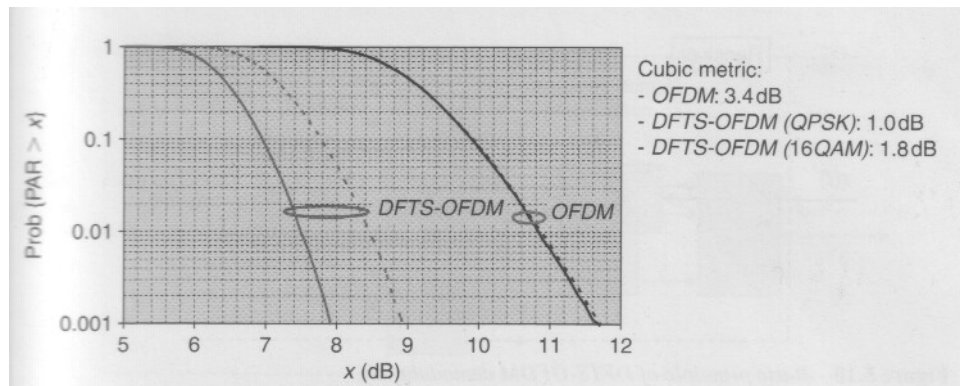
- Sümboli kestus pikem kui WCDMA puhul ning pikem kui kanali impulsskarakteristik
 - Sümbolite vahelist interferentsi ei ole kuna kasutatakse tsüklilist prefiksi, mis pikem kui kanali impulsskarakteristik. Vastuvõtja ignoreerib seda ning eelmise sümboli mõju kaob.
 - IFFT väljund on on signaal, mis on sinusoidide summa. Amplituudi variatsioon seda suurem, mida rohkem alamkanaleid
- Selline signaal vastuvõtjasõbralik, kuna sümbolite vaheline interferents puudub. Vastuvõtja ekvilaiser pöörab ainult korrutamise komplekse kanali koefitsiendiga.

Allavoolu

Ülesvoolu saatja



DFTS-OFDM – DFT spread OFDM
 M – DFT ja sellele järgnev N – IDFT
 $N=2^n$ ja $N > M$
 M on lihtarvude 2, 3 ja 5 astmete korrutis mis annab radix 2, radix 3 ja radix 5 astmed FFT algoritmi
Riba laius $B = M/N f_s$

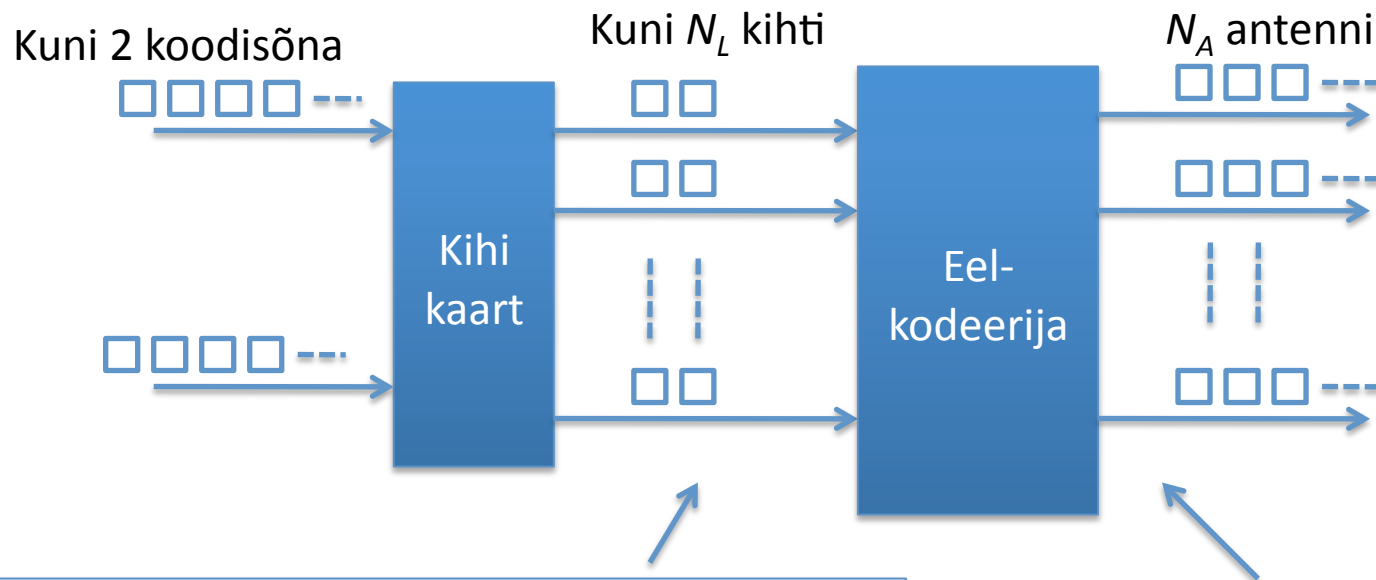


DFTS-OFDM eelis on tema väiksem hetkvõimsuse hajuvus, mis võimaldab efektiivsemat võimsusvõimendit

PAR – peak to average power ratio

Downlink paljuantenniline saatmine

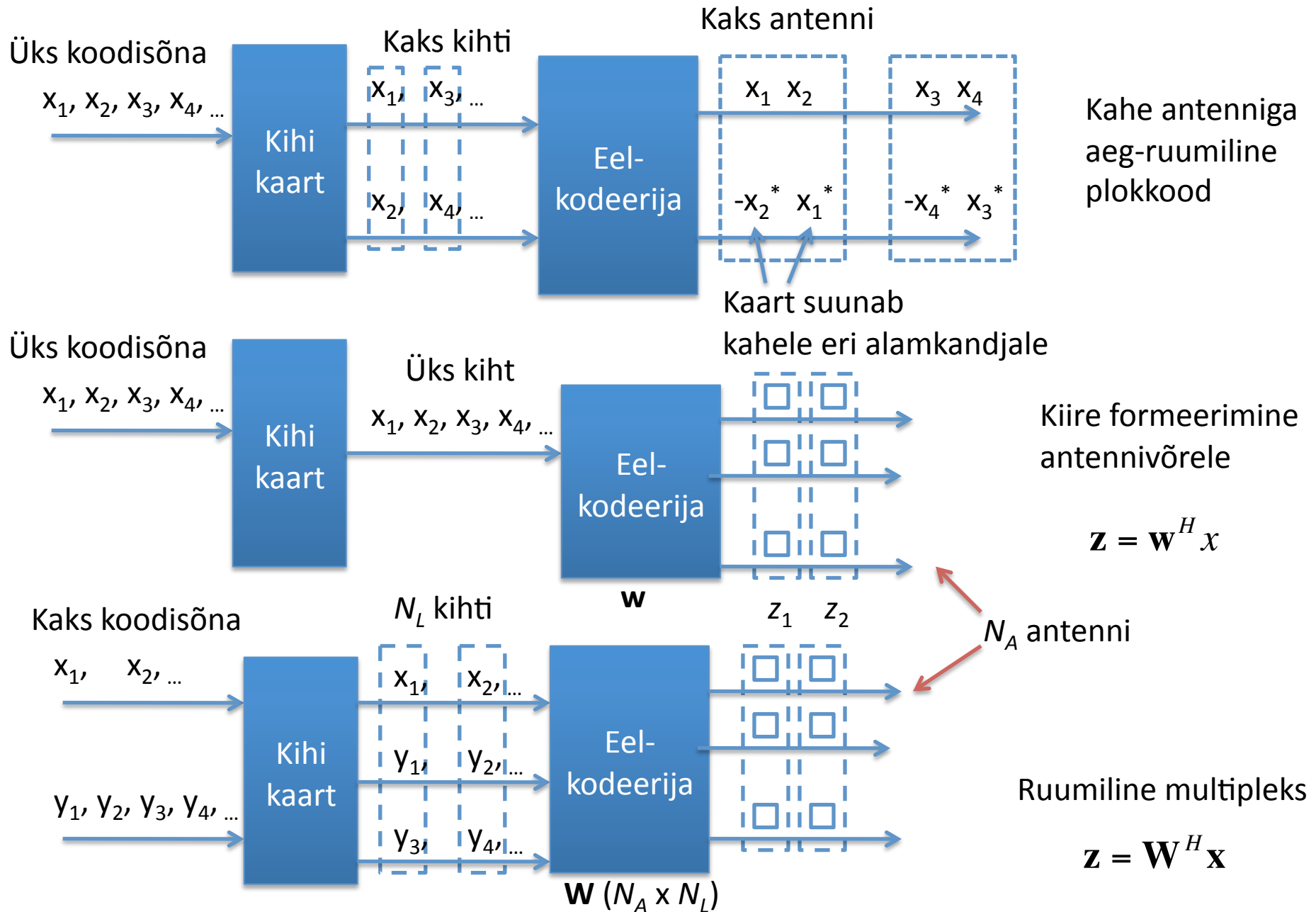
Signaali antennidele sobitamise jagatud LTE standardites kahte faasi: kihikaart ja eelkodeerimine



Kihi kaart (layer mapping) demultiplitseerib koodisõnade moduleeritud sümbolid üheks või mitmeks kihiks. Kihtide arv vähemalt sama suur kui korraga saadetavate plokkide arv.

Eelkodeerija (precoding) võtab ühe sümboli igast kihist ning paneb ta sobiva sagedusega sobivale antennile

Võimalikud variandid

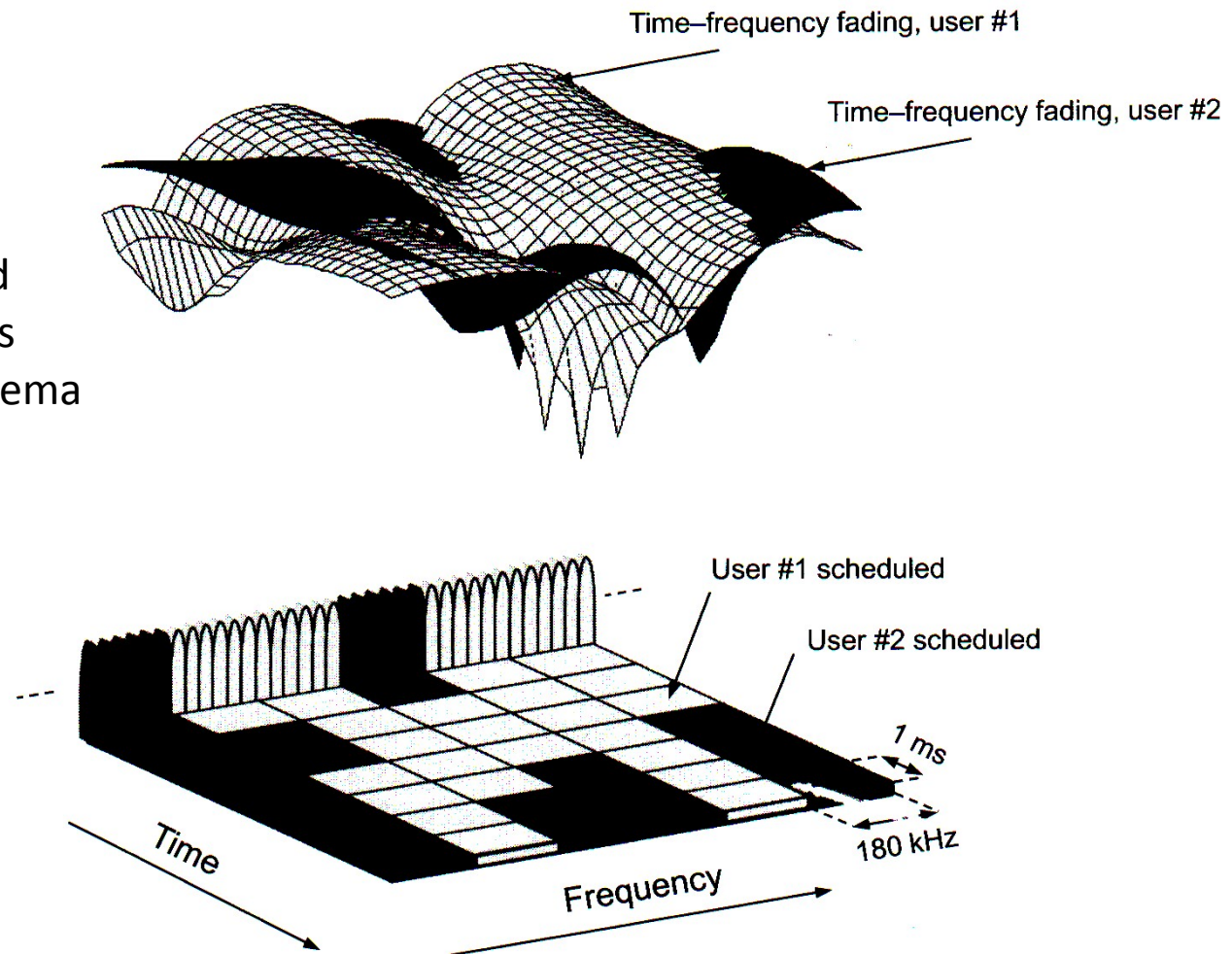


Kanalist sõltuv saate plaan ja kiiruse adaptsioon (Channel-Dependent Scheduling and Rate Adaptation)

- LTE lubab jagatud kanalis saate skeemi, kus üldist aeg-sagedus resurssi jagatakse dünaamiliselt kasutajate vahel.
- Jagamine toimub sõltuvalt kasutaja vajadustest.
- Kiiruse adaptsioon on osa saate plaanist. Plaan annab sellele kasutajale, kellel on hea kanal rohkem ruumi.
- Otsused võimalikud iga ms järel ja sageduse granulaarsus on 180 kHz
- Lubab jälgida suhteliselt kiireid kanali muutusi
- Vastuvõtja saadab kanali oleku raporteid, mis sisaldavad allavoolu kanali kvaliteedi näitajaid ja mis on saadud kasutades treeningsignaale
- Ülesvoolu on võimalik sarnane protseduur, kuid alati ei ole ülesvoolu kanali info hankimine mõistlik ning kasutatakse pigem diversiteeti.

Kanali valimine sõltuvalt ajast ja sagedusest kahe kasutaja puhul

Kaks üldise kanali impulsskaja (slaid 1 – 57) pilti üksteise peal. Valime need sagedused nendel ajahetkedel, mis antud kanali jaoks suurema kanali võimendusega.



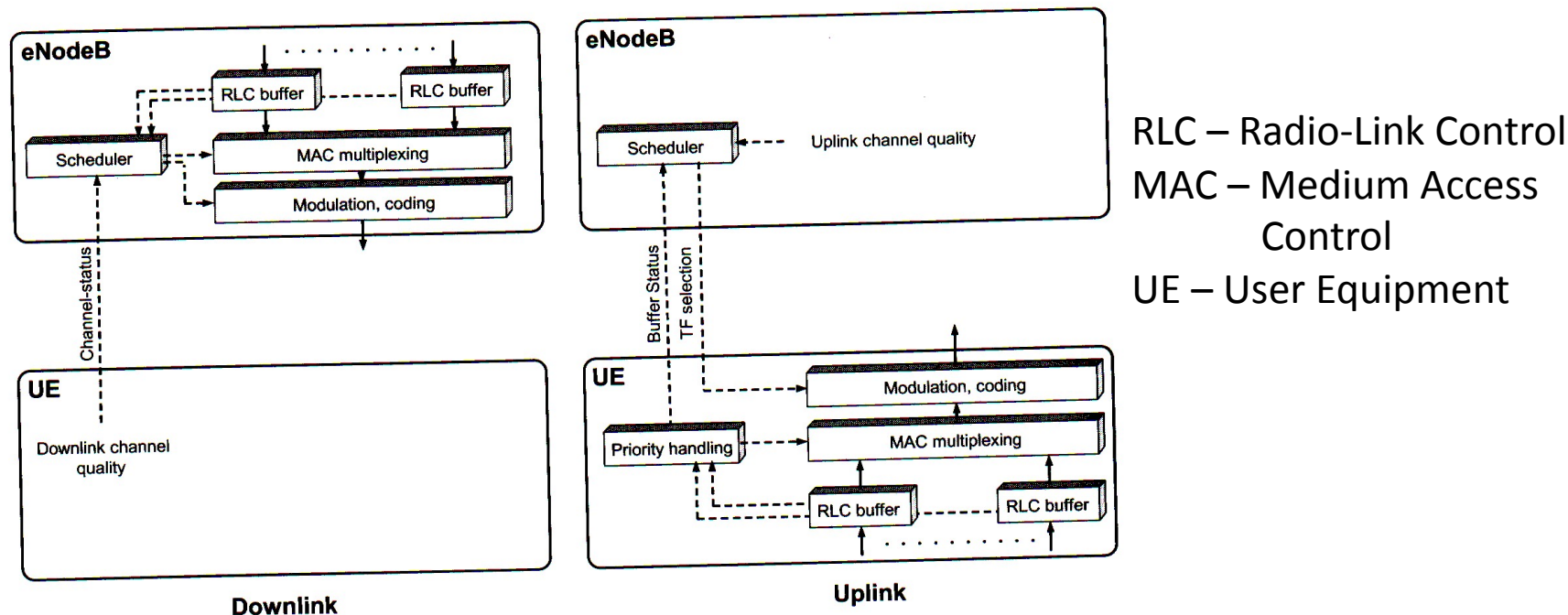
Saate plaan (Scheduling)

Aja ja sageduse ressursi jagatakse dünaamiliselt kasutajate vahel eNodeB võtab iga 1 ms järel vastu otsuse uue plaani kohta ja edastab selle terminalidele. Võimalik ka pool-püsiv plaan, kus pooleldi staatiline plaan kommunitseeritakse terminalidele harvemini.

eNodeB-de vahel koordineeritakse plaan X2 liidese kaudu.

Üles- ja allavoolu plaanid on üksteisest sõltumatud

Plaan sisaldab infot sageduste, transpordi ploki pikkuse, modulatsiooni skeemi ja antennide kasutuse kohta.



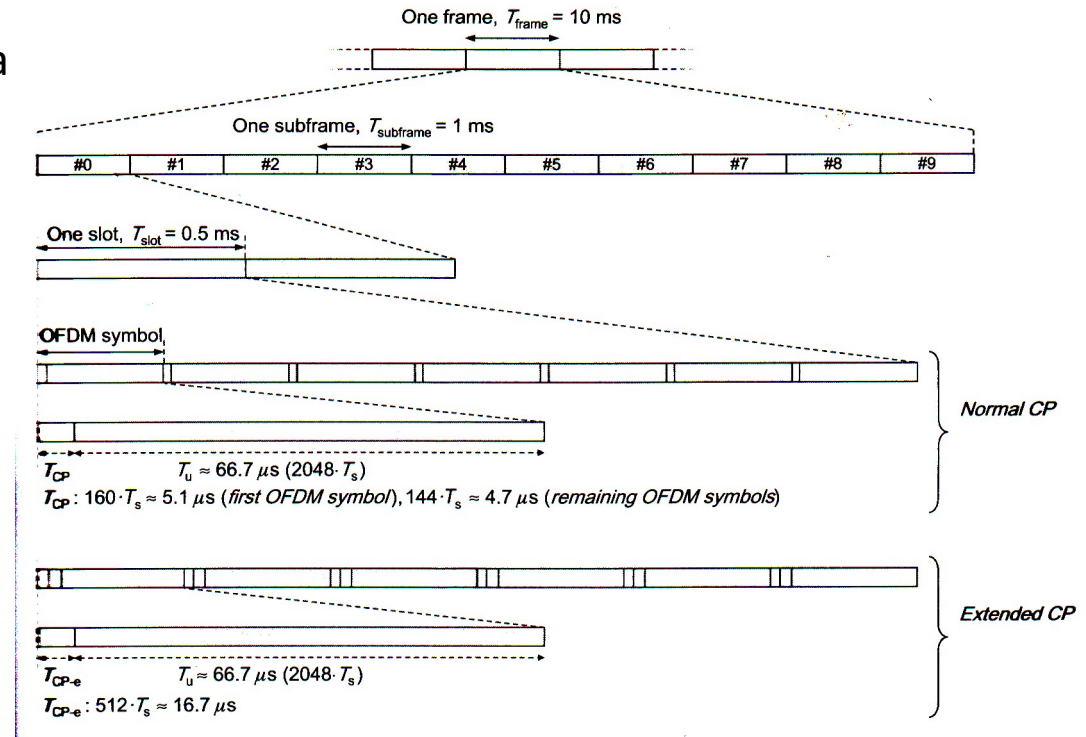
Üldine aeg-sageduslik struktuur

LTE OFDM alamkandjad paigutatud 15 kHz järel. Valikul on üritatud leida kompromissi tsüklilisest prefiksist tulenevate lisakulude ja Doppleri vahel.

Diskreetimis sagedus

$$f_s = 15000 \cdot N_{FFT}$$

Enamasti $N_{FFT} = 2048$, mis annab $f_s = 30.72$ MHz. Kuid võib kasutada ka väiksemat N_{FFT} -d.



LTE saated on organiseeritud 10 ms radio raamidesse, mis koosnevad kümnest alamraamist ja need omakorda kahest pilust (slot).

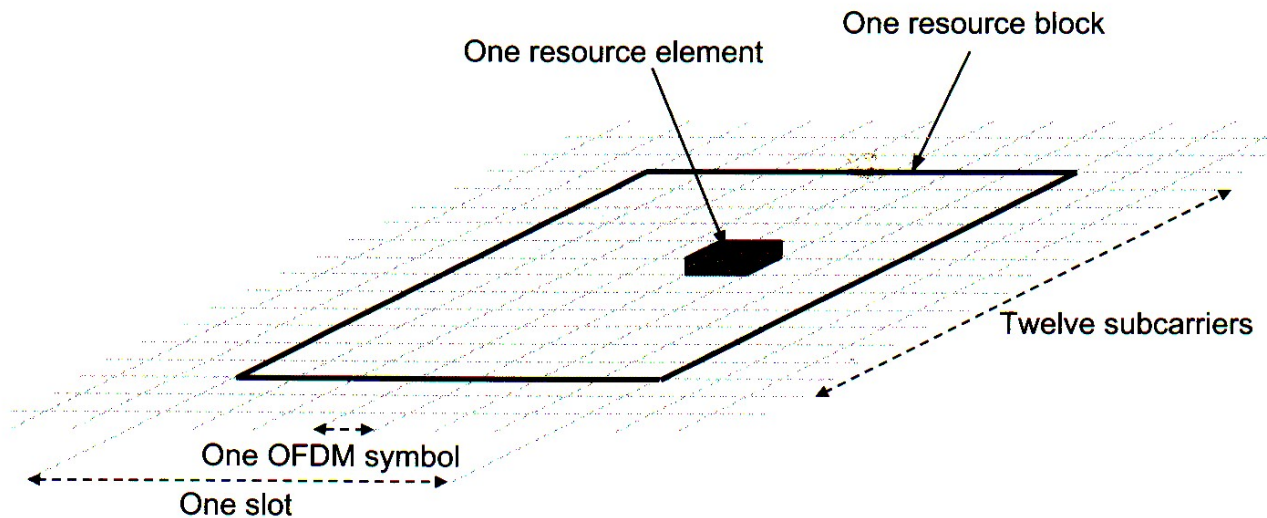
Põhiline aja ühik $T_s = \frac{1}{15000 \cdot 2048}$

Extended cyclic prefix pikema impulsskarakteristikuga keskkondade tarvis nagu näiteks väga suured kärjed.

Ressursiplokid

LTE vähim füüsikaline ressurss on resursielement – üks alamkandja ühe OFDM sümboli jooksul. Ressursielemendid on grupeeritud ressursiplokkideks – 12 järjestikust alamkandjat sagedusvallas ja 0.5 ms pikkune pilu (7 OFDM sümbolit) ajavallas. Igas ressursiplokis on seega $12 \times 7 = 84$ resursielementi. Saateplaan kasutab siiski kahe pilu pikkuseid alamraame.

LTE füüsikalise kiht võimaldab kandjal koosneda suvalisest arvust ressursiblokkidest sagedusvallas andes niiviisi suure paindlikkuse. Riba võib varieeruda 1MHz – 20 MHz suure paindlikkusega.



Kanali kodeerimine

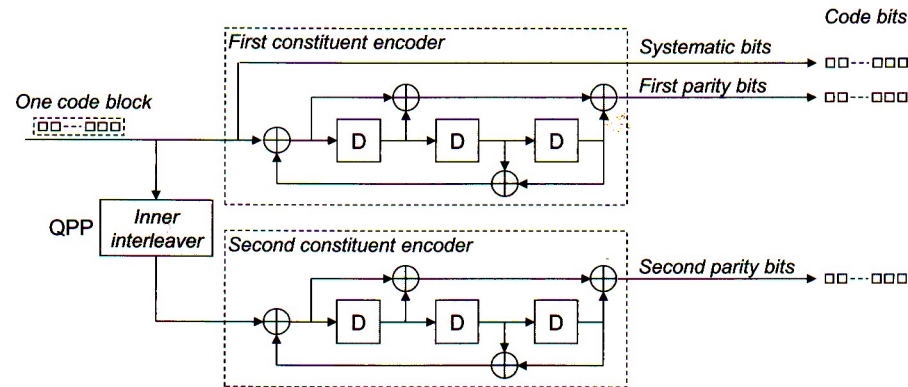
Kasutusel turbokooder, mis koosneb kahest kiirusega $r = \frac{1}{2}$ konvolusioonkoodrist. Kogu koodi kiirus seega $\frac{1}{3}$. Koodri bitisegaja on QPP (Quadrature Permutation Polynomial) bitisegaja

$$c(i) = f_1 \cdot i + f_2 \cdot i^2 \pmod{K}$$

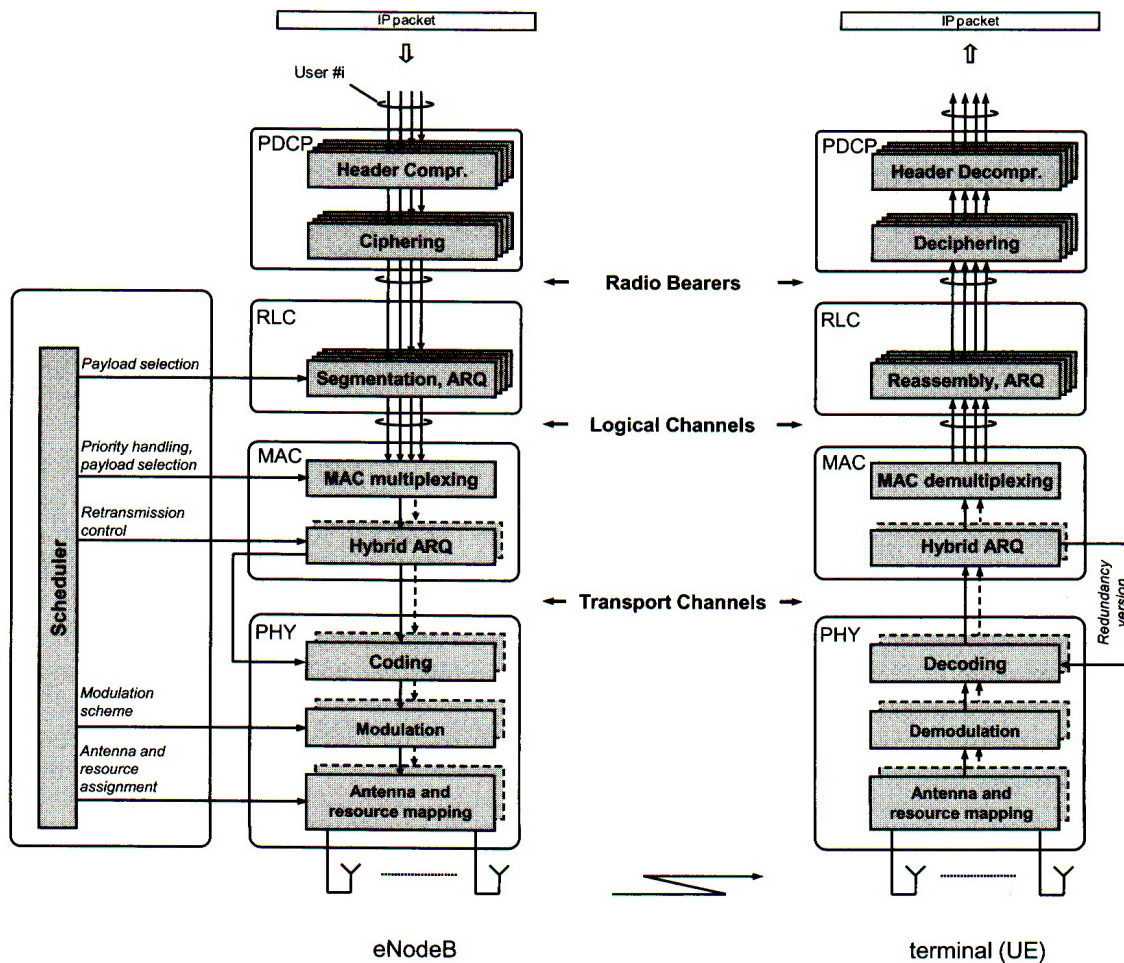
i – indeks bitisegaja väljundis
 $c(i)$ – indeks bitisegaja sisendis
 K – bitisegaja ploki pikkus

LTE spec loetleb kõik lubatud ploki pikkused vahemikus 40 kuni 6144 bitti, koos vastavate parameetritega f_1 ja f_2 .

QPP bitisegaja on maksimaalselt tülivaba (maximum contention free) nii, et turbokoodi detekteerimist on võimalik paralleliseerida ilma mälu poole pöördumisel tekkivate tülide riskita erinevate paralleelsete protsesside vahel.



LTE protokoll arhitektuur



PDCP Packet Data Convergence Protocol

IP header compression

– Robust Header Compression (ROHC) standard

krüpteerimine

RLC – Radio-Link Control

on vastutav info segmenteerimise ja blokkide ühendamise, saate korduste käsitlemise kõrgematele kihtidele õiges järjekorras saatmise eest

MAC – Medium Access Control

haldab loogiliste kanalite muximist kordussaatmisi, üles- ja allavoolu plaane

ARQ – Automatic Repeat reQuest

PHY – Physical Layer

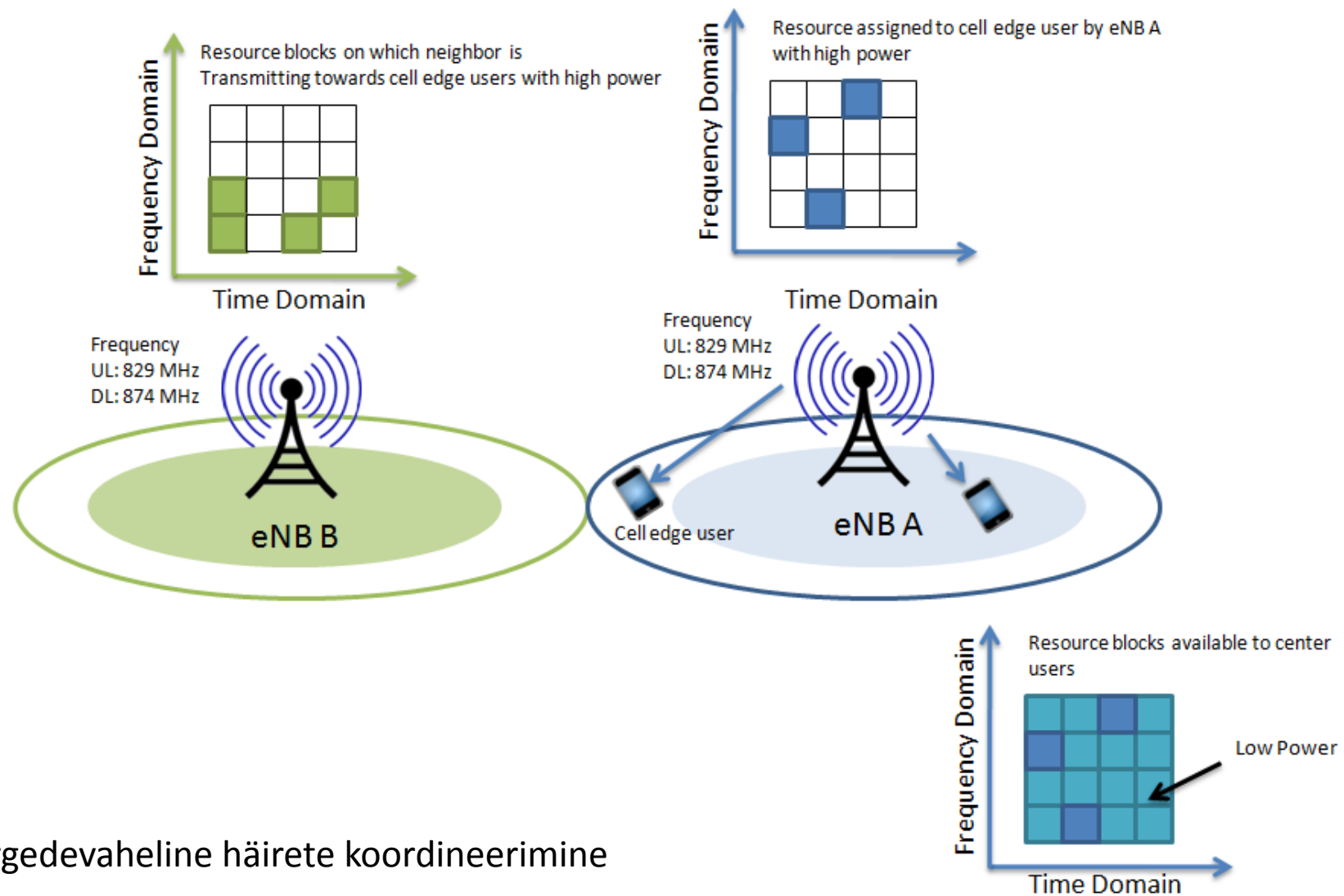
haldab kodeerimist/dekodeerimist, modulatsiooni/demodulatsiooni, antennide juhtimist

...

Kärgedevaheline häirete koordineerimine

Inter-cell Interference Coordination

- LTE kasutab kõigis kärgedes samu sagedusi, mis toob kohati kaasa madala signaal-häire suhte (kuni -5 dB).
- Signaal-häire suhe võib tugevalt varieeruda ning seega ka saavutatavad andmeedastuskiirused, seda eriti kärje äärealadel.
- Andmeedastuskiirused kärje äärealadel tihti oluliselt väiksemad kui keskel.
- Süsteemi talitlust saab parandada kasutades kärgedevahelise interferentsi koordineerimist. Eeskätt vältides naaberkärgede äärel asuvate terminalide samaaegset tööd samadel sagedustel.
- LTE kasutab häirete koordineerimiseks nn. X2 liidest. Selle teated kannavad Node B-de vahel infot häirete situatsiooni kohta.
- Kärgedevahelise häirete koordineerimise eesmärk on vältida suure võimsusega signaalide saatmist samadel sagedustel, mis on parasjagu kasutusel naaberkärje äärealal asuvates terminalides



Kärgedevaheline häirete koordineerimine

Süsteemi arhitektuur

Evolved Packet System (EPS)

Uus arhitektuur nii tuumikvõrgule

Evolved Packet Core (EPC) kui raadiovõrgule (LTE RAN)

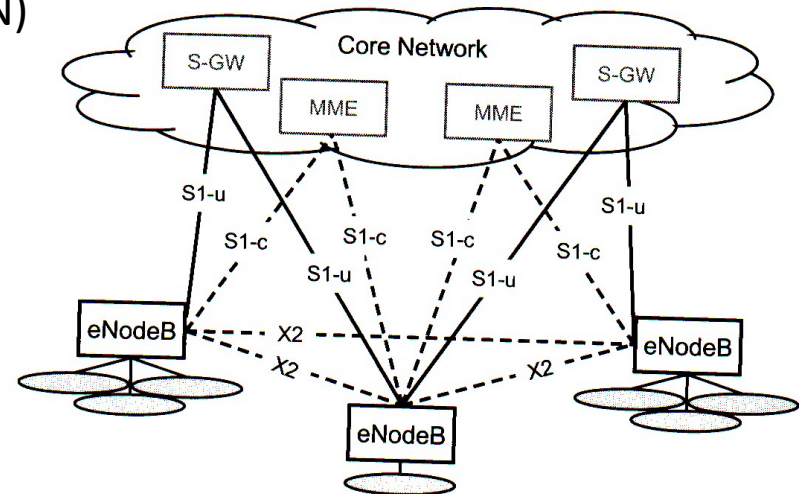
Jäänud on ainult paketi põhine side.

RAN – raadio ressursside haldamine

- pakettide kordussaatmine
- kodeerimine
- paljude antennide haldamine
- saate plaan

EPC – autentimine

- kõnede ülesseadmine
- tasustamine (charging)



S-GW – Serving Gateway ühendab omavahel EPC ja RAN-i

MME – Mobile Management Entity vastutab radiokandjate ühendamise ja vabastamise eest

P-GW – Packet Data Network Gateway ühendab EPC internetiga

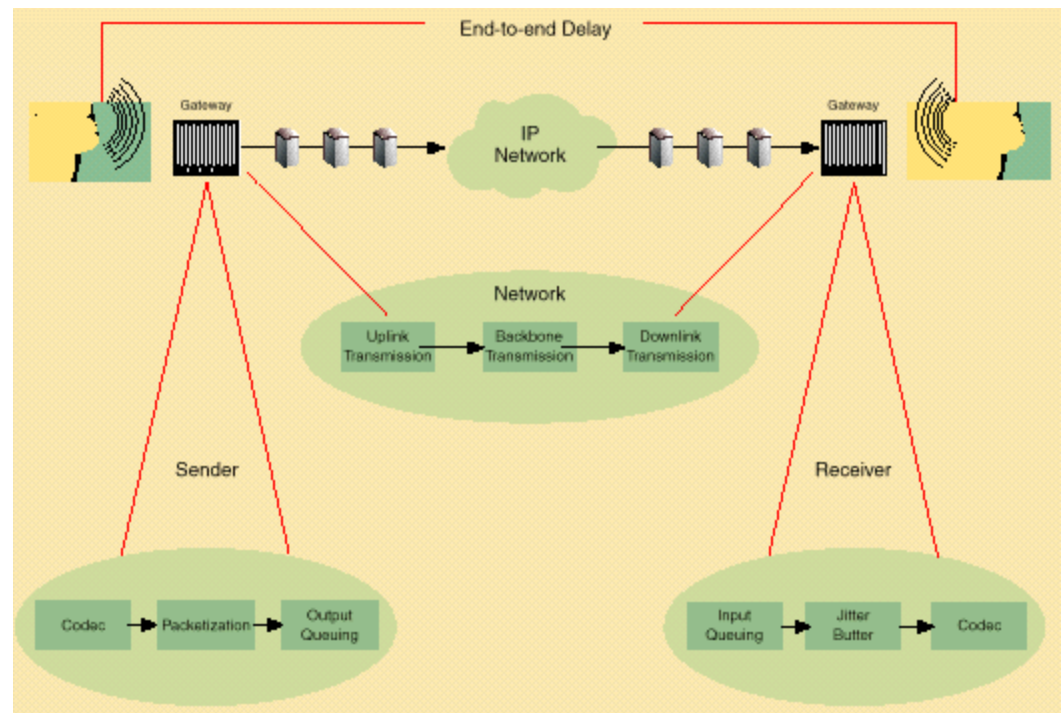
eNodeB on loogiline sõlm (node) mis vastutab radio funktsionaliteedi eest

S1 liides – ühendab eNodeB EPC-ga (S1-u user plane, S1-c control plane)

X2 liides ühendab eNodeB-sid omavahel

IP multimedia subsystem

- Asendus circuit switched võrgule kõnede või üldisemalt multimeedia edastamiseks üle LTE
- Vajalik kuna operaatoritel on odavam ülal pidada ühte pakettsidevõrku kui paralleelseid kõne ka andmesidevõrke
- IMS peaks olema access agnostic st. teenuse kohaletoimetamine peaks olema sõltumatu võrgule juurdepääsu tehnoloogiast
- VoIP, MGW
- Kvaliteedi juhtimine (võrgu ummikute vältimine kas üledimensioneerimise või aktiivse jutimise abil)
- Admission control – võrgule juurdepääsu juhtimine – kui võrk ülekoormatud siis uut kõnet ei ühendata
- Kõne paketid suurema prioriteediga kui andmepaketid (DiffServ)
- Signaleerimisprotokoll – Session Initialization Protocol (SIP) mille sisu kirjeldatud kasutades Session Description Protocol (SDP)



IMT Advanced

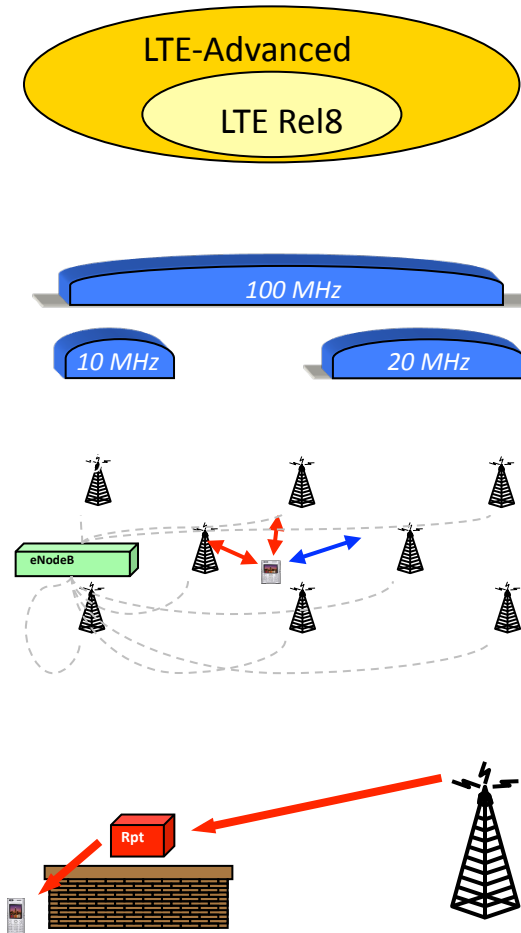
ITU saatis 2008 aastal välja kutse kandidaattehnoloogiatele ja andis esmased tehnilised tingimused (IMT Advanced). LTE rel 8 täidab neist paljusid. Sarnase algatusega tuli välja ka 3GPP (LTE advanced).

	IMT advanced nõue	LTE rel 8.	LTE rel. 10
Riba laius	Vähemalt 40 MHz	Kuni 20 MHz	Kuni 100 MHz
Tipp spektraalne efektiivsus			
- Allavoolu	15 bit/s/Hz	16 bit/s/Hz	16 (30)* bit/s/Hz
- Ülesvoolu	6.75 bit/s/Hz	4 bit/s/Hz	8.1 (16.1)* bit/s/Hz
Hlistumine			
- Control plane	Alla 100 ms	50 ms	50 ms
- User plane	Alla 10 ms	4.9 ms	4.9 ms

4 x 4 antenni;
(.)* 8 x 8 antenni

LTE-Advanced

- LTE Advanced – Rel 10 on Rel 8 ja 9 (LTE) edasiarendus
- Parem spektri haldamine
 - laiem riba
 - spektritükkide koondamine
- Mitme baasjaama antenni lahendused
- Avantseeritud repiiterid ja releed kärje äärtes piisavalt hea side saamiseks
- Vt. nt. IEEE Communication magazine Feb. 2011



Spektri haldamine

Oluliselt suurem bitikiirus > 1 Gbit/s

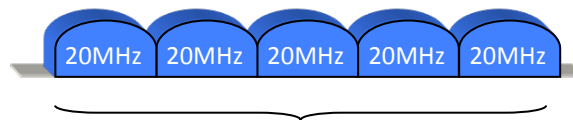
Võrdluseks Blu-ray disc (MPEG2, AVC või VC-1 compression) vajab 40 Mbit/s

Laiem spekter 100 MHz võib koosneda eraldiseisvatest tükkidest (kuni 5 tükki a 20 Mz) (carrier aggregation)

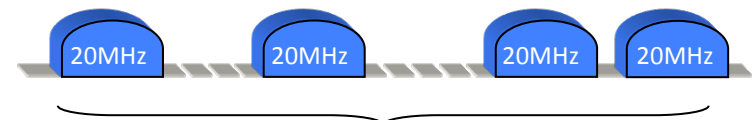
Tükid võivad olla erinevate ribalaiustega

Üks põhikandja ja teised kõrvalkandjad. Võimsuse kontrolli jaoks kasutatakse põhikandjat

Võimalik lappida mitte kõrvutiasetsevaid ribasid seega on võimalik kasutada fragmenteeritud spektrit.



Aggregated bandwidth of 100 MHz



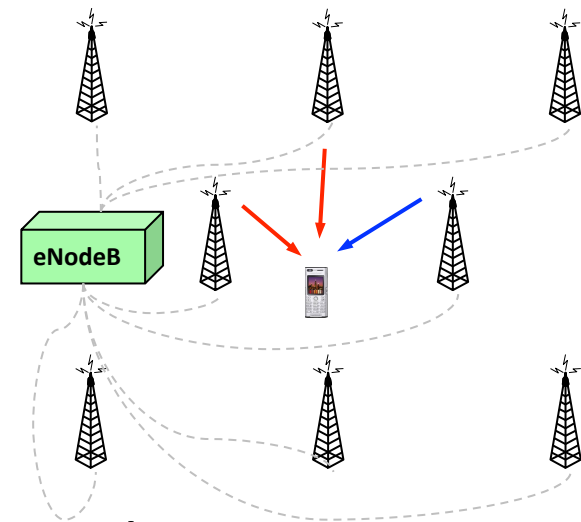
Aggregated bandwidth of 80 MHz

Iga komponent kasutab sama struktuuri, mis rel. 8. Ülesvoolu ja allavoolu võib lappida erinevalt.

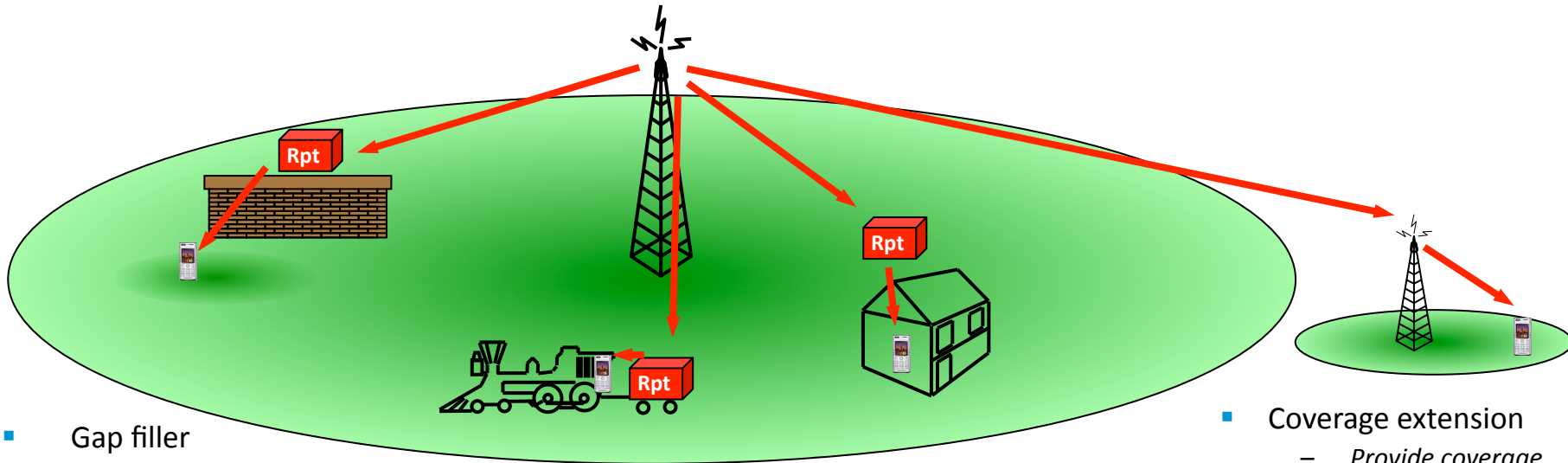
Igal komponendil oma korduste palumine ja info uuesti saatmine.

LTE advanced

- Kuni 1 Gbit/s DL
500 Mbit/s UL
- Kuni 8 x 8 MIMO DL
4 x 4 MIMO UL
- Spektraalne efektiivsus kuni
30 bit / s /Hz DL
16 bit / s /Hz UL
- Mobiil võib suhelda paljude baasantennidega
-> parem signaal müra suhe terminalis
-> vastuvõtt paljudel antennidel annab MIMO efekti
- DL beamforming



Repiiterid ja Releed



- Gap filler

- Improve coverage in troublesome spots inside donor cell area

- Coverage on vehicles

- Trains, etc

- Outdoor-to-indoor coverage

- Boost indoor coverage

- Coverage extension

- Provide coverage outside the donor cell area
- Basically an LTE cell with LTE backhaul (“L3 relay”)

Peale rel. 10-t

Avantseeritud kärgede koordineerimine – Paljude geograafiliselt eraldatud antennide dünaamiline koostöö parema saatmise ja vastuvõtu tagamiseks (dünaamiline kärgede vaheline saateplaanide kooskõlastamine, mitmest kärjest ühele mobiilile saatmine). Vastuvõtul võivad mitu kõrge mobiililt tulevat signaali töödelda ning koos moodustada diversiteetvastuvõtja.

Saatmise puhul võivad mitu kõrge saata sama infot ja nii tekitada MIMO olukorra vastuvõtjas. Mõlema tegemiseks vaja et viiteid kärgede vahel oleksid väikesed ja kontrollitud.

Võrgu energiasäästlikkus – tänapäeval muutub tähtsaks mitte ainult mobiilide vaid ka võrgu energiatarve kuna

- Energia hind on muutunud märgatavaks osaks operaatori üldistest kuludest
- Mõnedes maapiirkondades ei pruugi olla võimalik baasjaama ühendamine elektrivõrku. Kui energiatarve oleks piisavalt väike võiks baasjaam töötada näiteks päikesepatareidega.
- Energia tarvitamisega seotud kliimaküsimused.

Masinate vaheline side – Palju rakendusi odavate patareidel töötavate sensorite rakendamisest kuni kaugel asuvate mõõdikute ja politsei videokaamerate teenendamiseni.

Mõned rakendused võivad vajada suuri andmemahete või väikest viidet teised vajavad jälle väga suurt seadmete arvu võrgus.

Arvatakse, et aastal 2020 ulatub masinate vaheline side 50 miljardi ühenduseni.

Uued spektri kasutamise võimalused – ajalooliselt on spekter operaatoritele litsenseeritud. Teatud juhtudel võib olla, et piisavat litsenseeritud spektri ressursi ei ole käepärast, mis kutsub innovatiivsetele lahendustele (cognitive radio).

Otsene seadmelt seadmele side kahe mobiili vahel ilma läbi võrgu minemata. Vajalik näit. riikliku jaulgeoleku tarvis, kui võrku ei ole või kui otseside vajaks vähem ressursse.

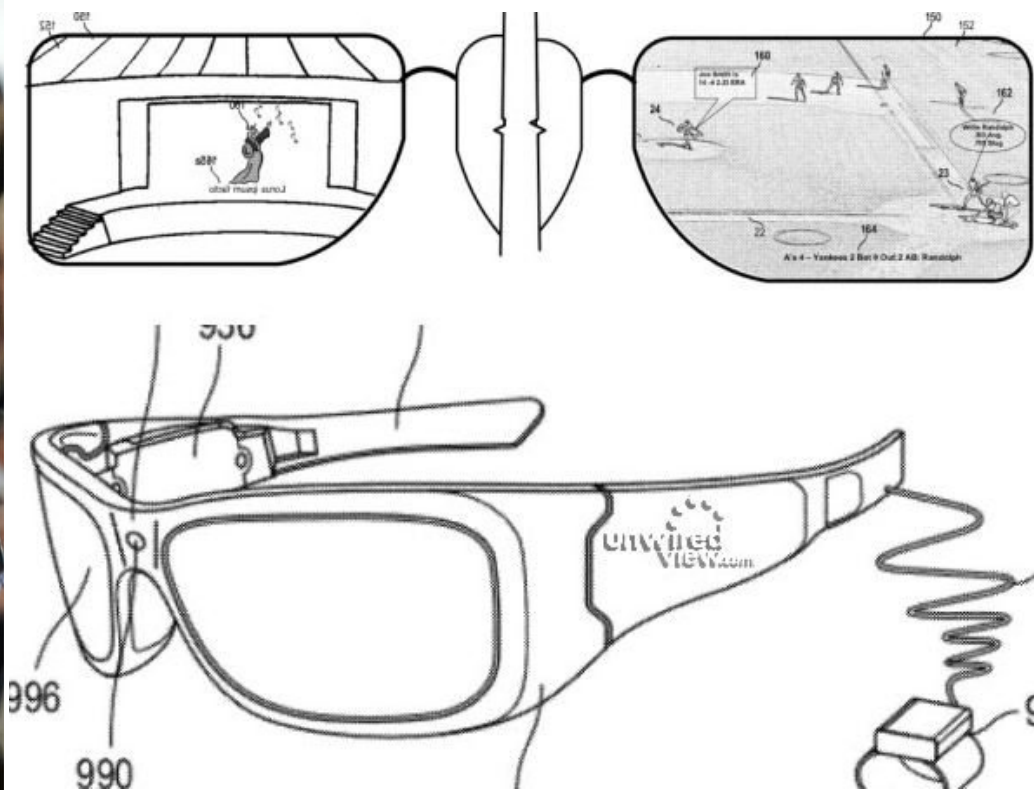
Wireless Prillid

võimalik, et tulevikus pole UE enam telefon

Google



Microsoft



Ruumiline tihendamine (SDMA)

Kasutajad eri ruumi punktides.

Suunates antenni kiire igale kasutajale saame:

- Hoida kokku kiiratavat võimsust
- Vähendada häireid naaberkärgedes
- Kasutatav koos mistahes teise tihendamis

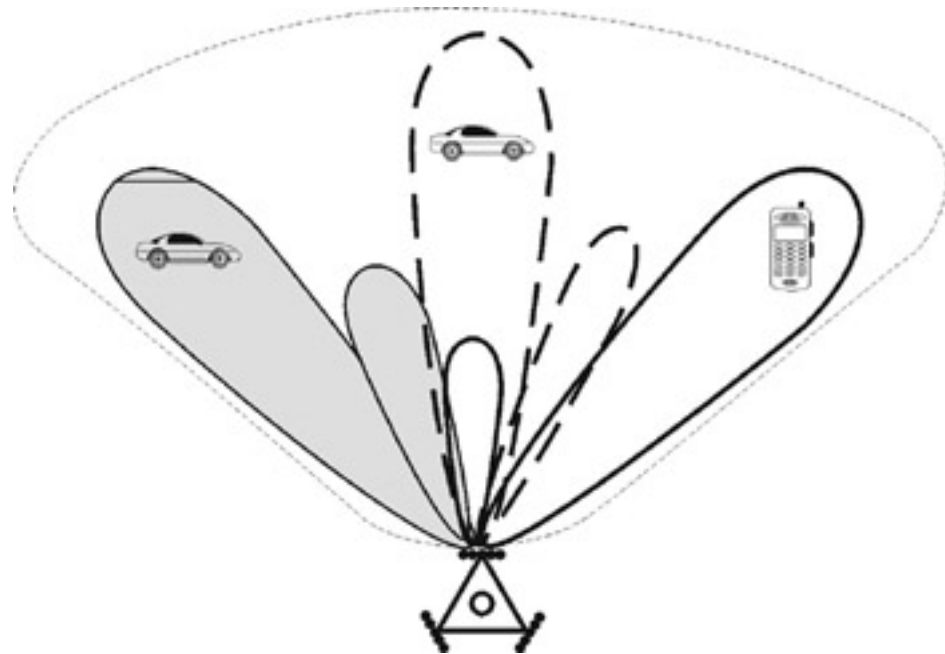
moodusega FDMA, TDMA, CDMA

- Rohkem kasutajaid – suurem süsteemi mahtuvus

-Kasutatav baasjaamas, terminale muuta pole vajadust

Selleks vaja konstrueerida antenni suunadiagramme, mis asetavad maksimumi kasutaja suunas ning nullid häirete suunas

Adaptiivsed antennivõred



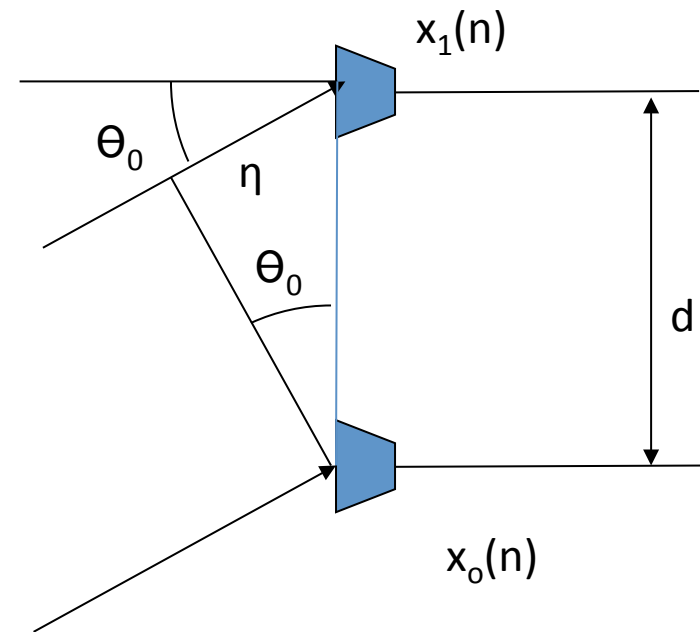
Antennivõre

Tasapinnaline lainefront langeb võrele nurga θ_0 all võre normaali suhtes. Siis teepikkus mis vaja läbida enne kui signaal jõuab järgmisele antennile

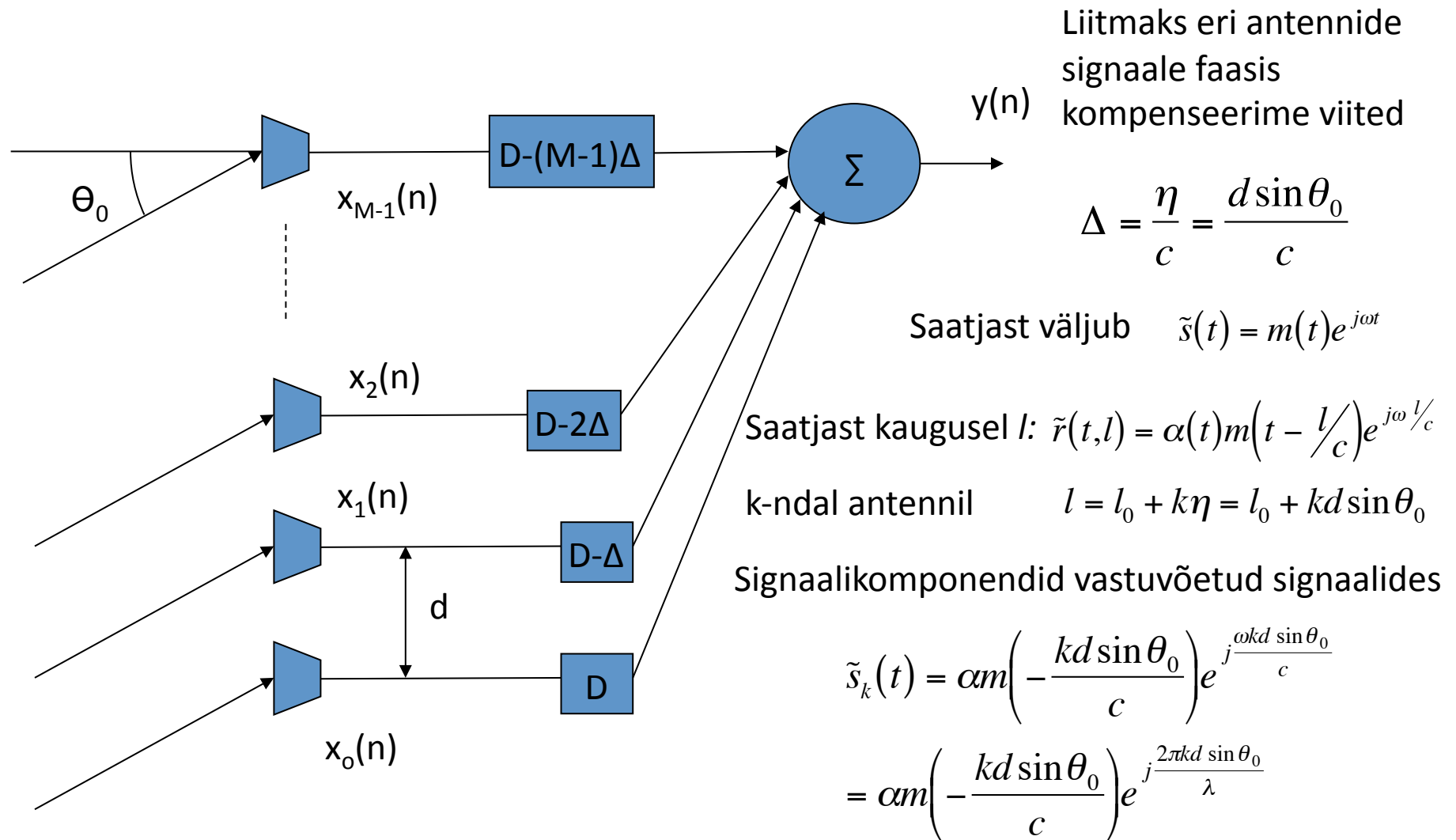
$$\eta = d \sin \theta_0$$

Selleks kuluv aeg

$$\Delta = \frac{\eta}{c} = \frac{d \sin \theta_0}{c}$$



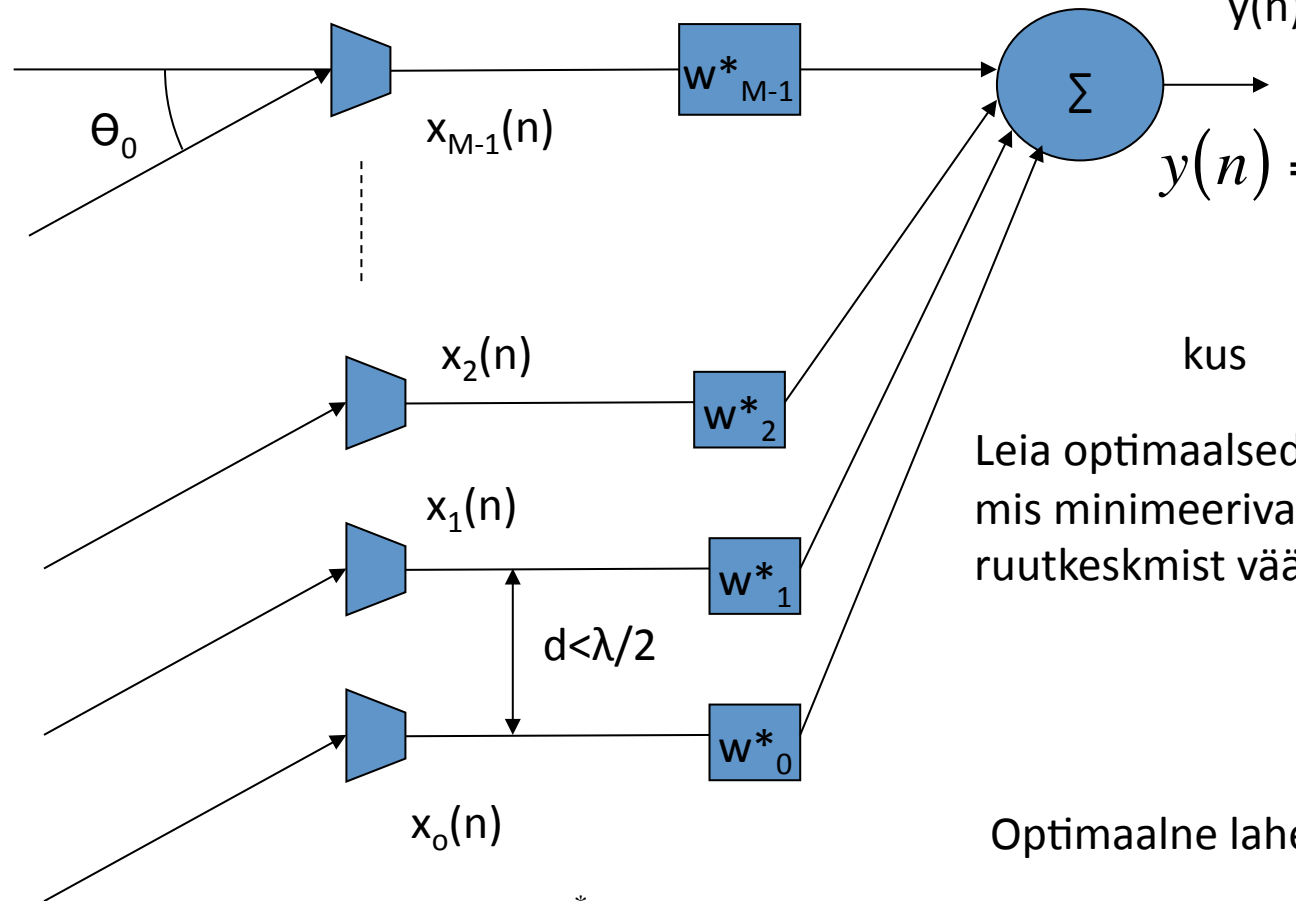
Ühtlase sammuga antennivõre



Kitsaribaline antennivõre

Kui mähkija $m(t)$ ligikaudu konstantne signaali võrest läbimineku aja jooksul

$$m\left(t - \frac{l}{c}\right) \approx m\left(t - \frac{l_0}{c}\right) = m_o(t)$$



Elektriline nurk

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta)$$

$$y(n) = x_0(n) \sum_{k=0}^{M-1} w_k^* e^{jk\phi_0},$$

kus $w_k = e^{j \frac{2\pi k d \sin \theta_0}{\lambda}}$

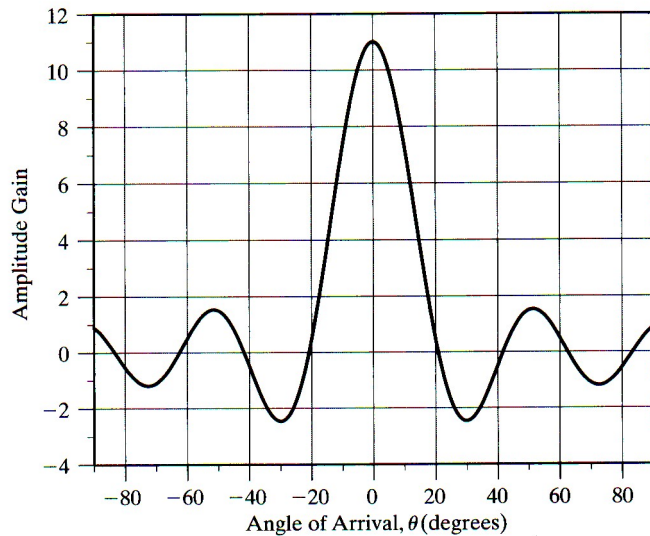
Leia optimaalsed filtri koefitsiendid w , mis minimeerivad väljundi y ruutkeskmist väärtust piiranguga

$$\sum_{k=0}^{M-1} w_k^* e^{j\phi_0 k} = g$$

Optimaalne lahend

$$\mathbf{w}_o = -\frac{g^*}{\mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\phi_0)} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\phi_0) \quad \text{kus} \quad \mathbf{a}(\phi_0) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\phi_0} & \dots & e^{-j(M-1)\phi_0} \end{bmatrix}^T$$

Suunadiagramm ühikuliste kaaludega



Kaalud

$$w = [1 \quad 1 \quad \dots \quad 1]^T$$

Väljundsignaal

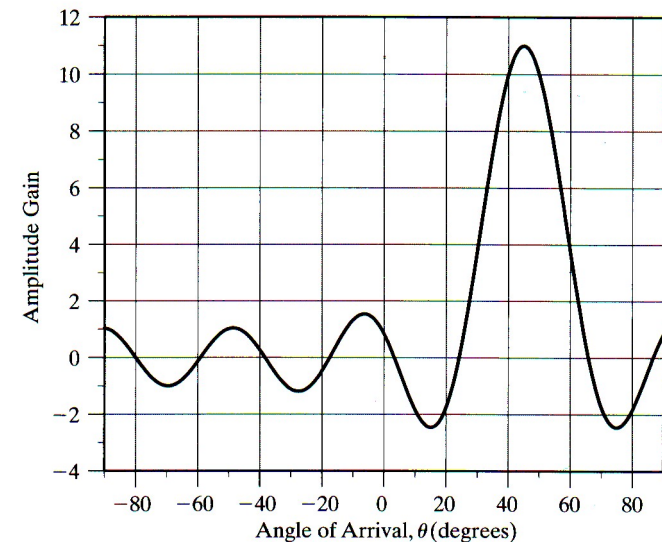
$$y(n) = x_0(n) \sum_{k=0}^{M-1} w_k^* e^{jk\phi_0} = x_0(n) \sum_{k=0}^{M-1} 1 \cdot e^{jk\phi_0}$$

Võimendus

$$G = \sum_{k=0}^{M-1} e^{jk\phi_0} = \frac{1 - e^{jM\phi_0}}{1 - e^{j\phi_0}}$$

$$= \frac{e^{j\frac{M}{2}\phi_0} \left(e^{-j\frac{M}{2}\phi_0} - e^{j\frac{M}{2}\phi_0} \right)}{e^{j\frac{1}{2}\phi_0} \left(e^{-j\frac{1}{2}\phi_0} - e^{j\frac{1}{2}\phi_0} \right)} = e^{jM\frac{\phi_0}{2}} \frac{\sin \frac{M}{2} \phi_0}{\sin \frac{1}{2} \phi_0}$$

$$\phi_0 = 45^\circ$$



Saabumissuuna (DOA) leidmine

Signaalid antennivõrel

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_0(t) \\ \vdots \\ x_{M-1}(t) \end{bmatrix} = \sum_{i=0}^{d-1} \begin{bmatrix} a_0(t) \\ \vdots \\ a_{M-1}(t) \end{bmatrix} s_i(t) + \begin{bmatrix} v_0(t) \\ \vdots \\ v_{M-1}(t) \end{bmatrix}$$

M antenni
 d allikat

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_0) & \cdots & \mathbf{a}(\theta_{d-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0(t) \\ \vdots \\ s_{d-1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0(t) \\ \vdots \\ v_{M-1}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{v}(t)$$

Korrelatsioonimaatriks

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t_i)\mathbf{x}^H(t_i)] = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}\mathbf{A}^H(\theta) + \sigma^2\mathbf{I}$$

Kasuta mistahes võimsusspektri leidmise meetodit ja leia maksimumid!

Ühtlase sammuga lineaarse võre puhul

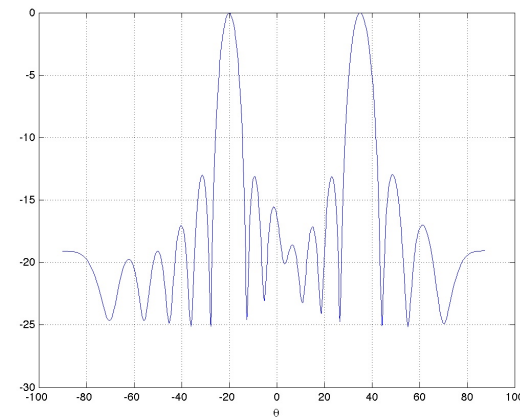
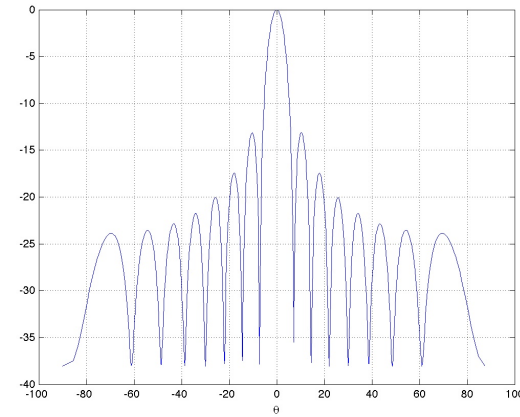
$$\mathbf{a}(\theta_0) = \mathbf{w}(\phi) = \begin{bmatrix} e^{j0\phi_0} \\ e^{j1\phi_0} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)\phi_0} \end{bmatrix}$$

Ja me võime otsida $P(\phi) = \mathbf{w}^H(\phi)\mathbf{R}\mathbf{w}(\phi)$ maksimume

Näide

- 1 allikas suunal 0°
 1. valge müra
 $\sigma^2=0.0025$ (-26 dB),
 $P = 1$

- Kolm allikat
 1. 0° , $P = 0.1$ (-20 dB)
 2. -20° , $P = 1$
 3. 35° , $P = 1$
 4. valge müra
 $\sigma^2=0.0025$ (-26 dB)



Normaliseeritud graafikud
Max = 1

Caponi meetod

Ülesande – minimeeri võre väljundvõimsust tingimusel et antud suunast ϕ_0 saabuv signaal läbib võre muutusteta

$$\min \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}, \quad \text{tingimusel et } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\phi_0) = 1$$

lahend on

$$\mathbf{w} = -\frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\phi_0)}{\mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\phi_0)}$$

Väljundsignaali võimsus on $P = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}$

$$P = \frac{\mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\phi_0)}{\mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\phi_0) \mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\phi_0)} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\phi_0)}$$

Vaadeldes eelnevat elektrilise nurga funktsioonina saame nn. Caponi ehk MVDR võimsusspektri

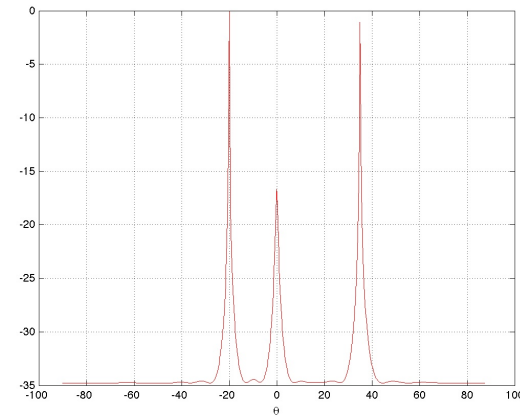
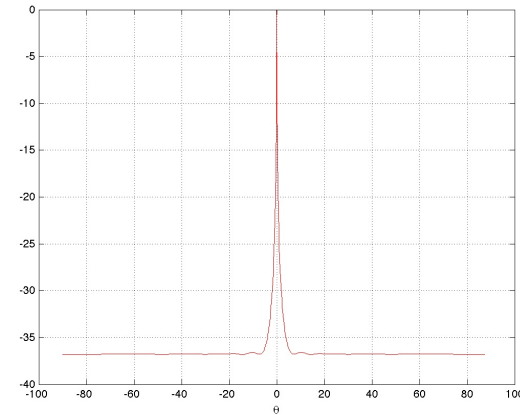
$$S_{MVDR}(\phi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\phi)}$$

Selle spektri maksimumid näitavad signaalide saabumissuundi

Näide

- 1 allikas suunal 0°
 1. valge müra
 $\sigma^2=0.0025$ (-26 dB),
 $P = 1$

- Kolm allikat
 1. 0° , $P = 0.1$ (-20 dB)
 2. -20° , $P = 1$
 3. 35° , $P = 1$
 4. valge müra
 $\sigma^2=0.0025$ (-26 dB)



Normaliseeritud graafikud
Max = 1

MUSIC

Korrelatsioonimaatriks $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t_i)\mathbf{x}^H(t_i)] = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}\mathbf{A}^H(\theta) + \sigma^2\mathbf{I}$

Maatriks \mathbf{R} on $M \times M$ ja maatriks \mathbf{S} on $d \times d$. Kui allikaid vähem kui antenne on $d < M$. Sel juhul korrelatsioonimaatriksi lahutus omaväärtuste ja omavektorite järgi

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{E}_s^H + \sigma^2 \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H$$

\mathbf{E}_s defineerib signaali alamruumi ja \mathbf{E}_n müra alamruumi.

Omavektorid on omavahel ortogonaalsed seega on ortogonaalsed ka $\mathbf{a}(\theta_0)$ ja \mathbf{E}_n .

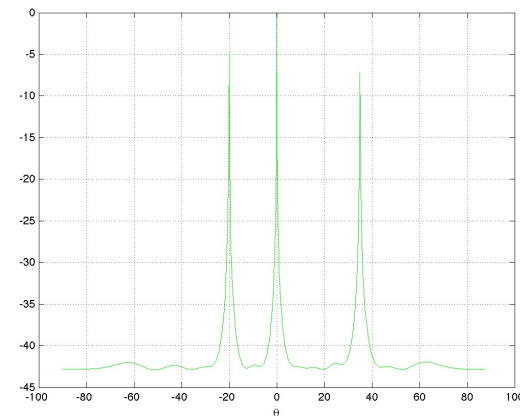
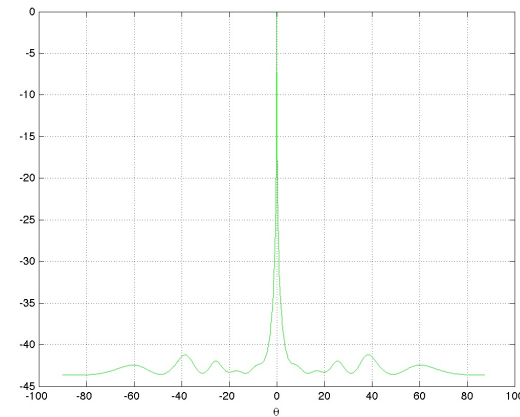
Music spekter on defineeritud kui
$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H\mathbf{a}(\theta)}$$

ja nimetaja läheb nulliks nende θ -de puhul, kus on signaali allikad.

Näide

- 1 allikas suunal 0°
 1. valge müra
 $\sigma^2=0.0025$ (-26 dB),
 $P = 1$

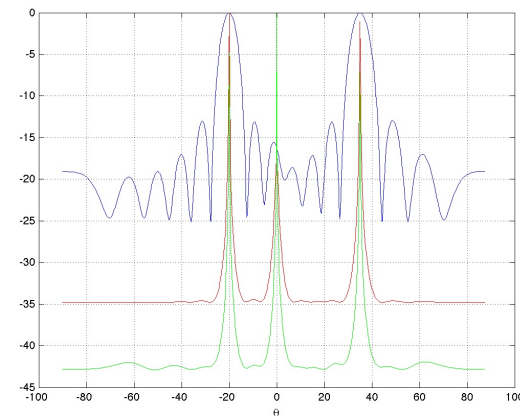
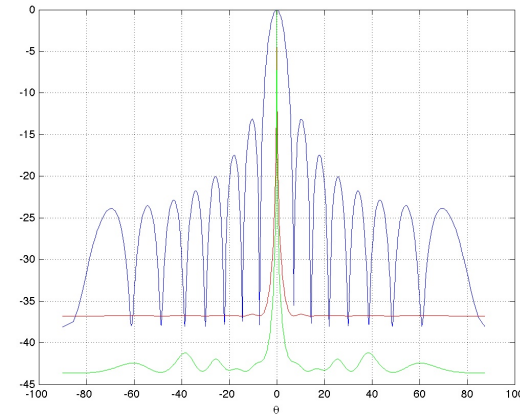
- Kolm allikat
 1. 0° , $P = 0.1$ (-20 dB)
 2. -20° , $P = 1$
 3. 35° , $P = 1$
 4. valge müra
 $\sigma^2=0.0025$ (-26 dB)



Normaliseeritud graafikud
Max = 1

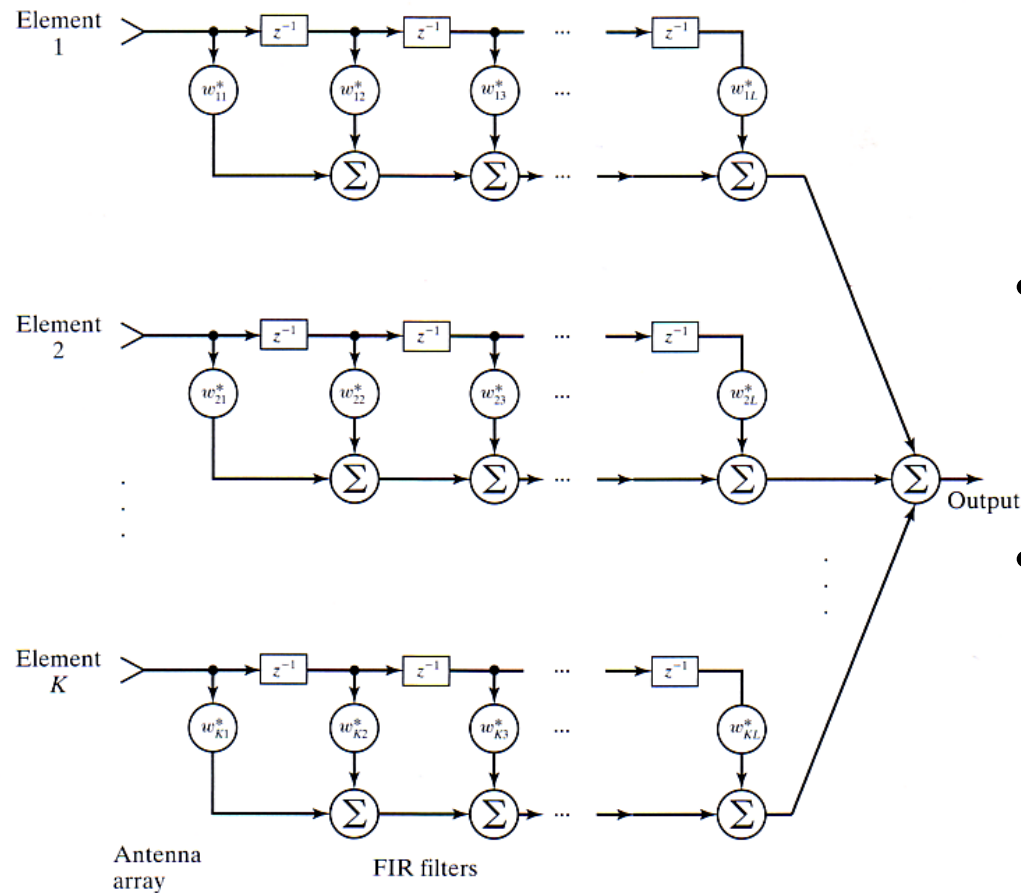
Näide

- 1 allikas suunal 0°
 1. valge müra
 $\sigma^2=0.0025$ (-26 dB),
 $P = 1$
- Kolm allikat
 1. 0° , $P = 0.1$ (-20 dB)
 2. -20° , $P = 1$
 3. 35° , $P = 1$
 4. valge müra
 $\sigma^2=0.0025$ (-26 dB)



Normaliseeritud graafikud
Max = 1

Laiaribaline antennivõre



- Vajalik kui kitsaribalisuse eeldus ei kehti, näiteks mitmekiirelise levi tõttu
- Võre õlgades olevad FIR filtrid moodustavad viiteahela aproksimatsioonid ja kanali ekvalaiserid

Kognitiivne raadio

- Raadio, mis on võimeline dünaamiliselt ja täies ulatuses ümber konfigureeruma, lähtuvalt võrgu võimalustest ning kasutaja vajadustest
- Baseerub tarkvararaadiol (software defined radio)
- Välja pakutud Joseph Mitola III ja Gerald Q. Maguire, Jr artiklis 1999. aastal
- Kitsamas tähenduses raadio, mis otsib endale ise vaba raadiospektrit ning kasutab seda

UNITED STATES FREQUENCY ALLOCATIONS THE RADIO SPECTRUM

RADIO SERVICES COLOR LEGEND

AERONAUTICAL MOBILE	INTER-SATELLITE	RADIO ASTRONOMY
AERONAUTICAL MOBILE SATELLITE	LAND MOBILE	RADIO DETERMINATION SATELLITE
AERONAUTICAL RADIOLOCATION	LAND MOBILE SATELLITE	RADIOLOCATION
AMATEUR	MARITIME MOBILE	RADIOLOCATION SATELLITE
AMATEUR SATELLITE	MARITIME MOBILE SATELLITE	RADIONAVIGATION
BROADCASTING	MARITIME RADIOLOCATION	RADIONAVIGATION SATELLITE
BROADCASTING SATELLITE	METEOROLOGICAL AIDS	SPACE OPERATION
EARTH EXPLORATION SATELLITE	METEOROLOGICAL SATELLITE	SPACE RESEARCH
FIXED	MOBILE	STANDARD FREQUENCY AND TIME SIGNAL
FIXED SATELLITE	MOBILE SATELLITE	STANDARD FREQUENCY AND TIME SIGNAL SATELLITE

ACTIVITY CODE

GOVERNMENT EXCLUSIVE	GOVERNMENT/NON-GOVERNMENT SHARED
NON-GOVERNMENT EXCLUSIVE	

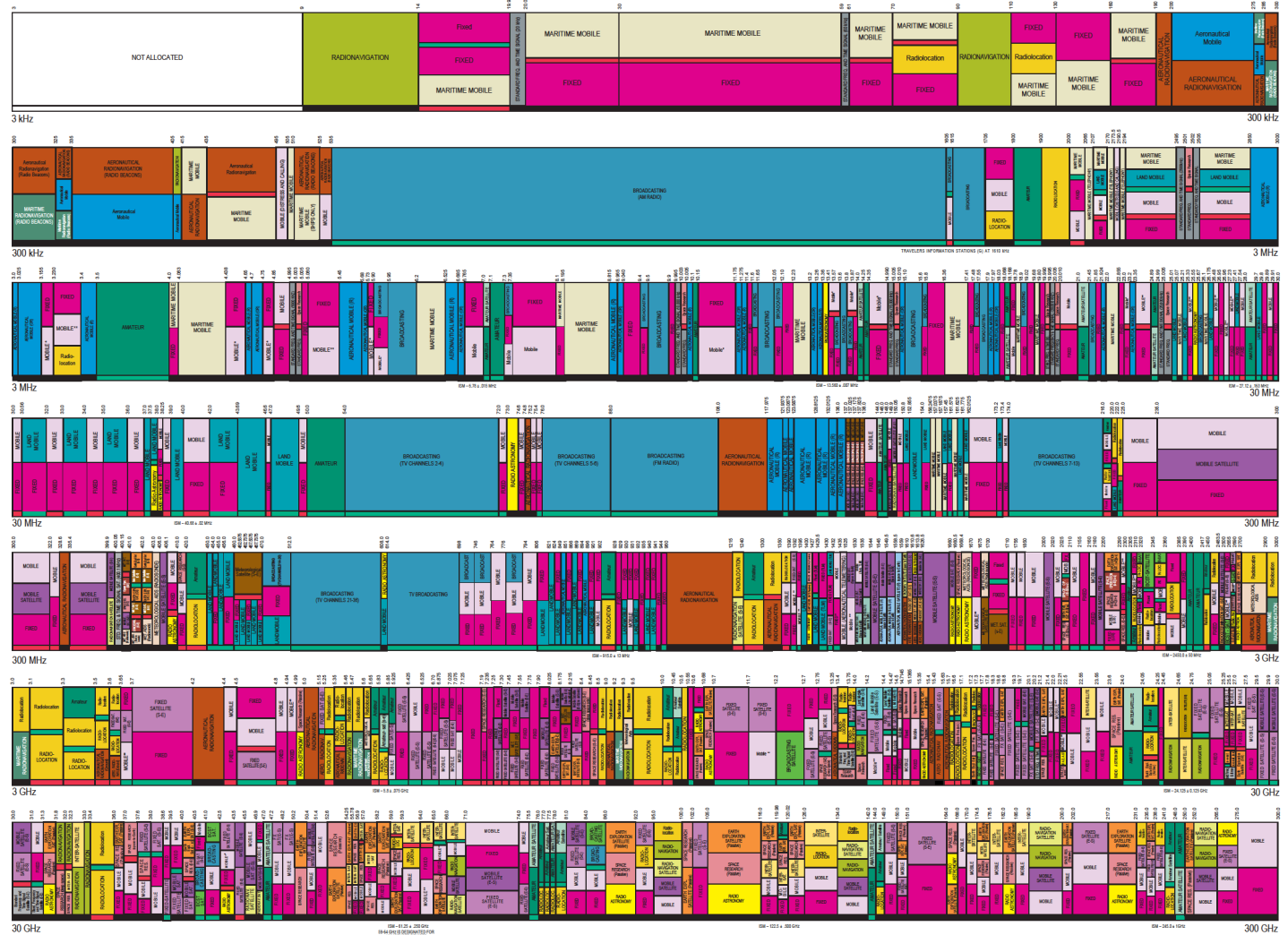
ALLOCATION USAGE DESIGNATION

SERVICE	EXAMPLE	DESCRIPTION
Primary	FIXED	Capital Letters
Secondary	MOBILE	1st Capital with lower case letters

This chart is a graphic representation of the Table of Frequency Allocations used by the FCC and NTIA. All bands, channels and frequencies are not necessarily allocated. It is intended to provide a general overview of the radio spectrum. For complete information, users should consult the Table to determine the current status of U.S. allocations.

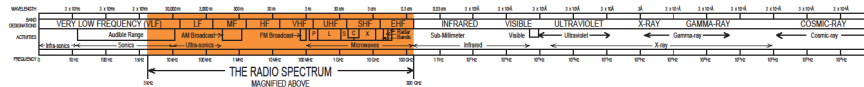


U.S. DEPARTMENT OF COMMERCE
National Telecommunications and Information Administration
Office of Spectrum Management
October 2003



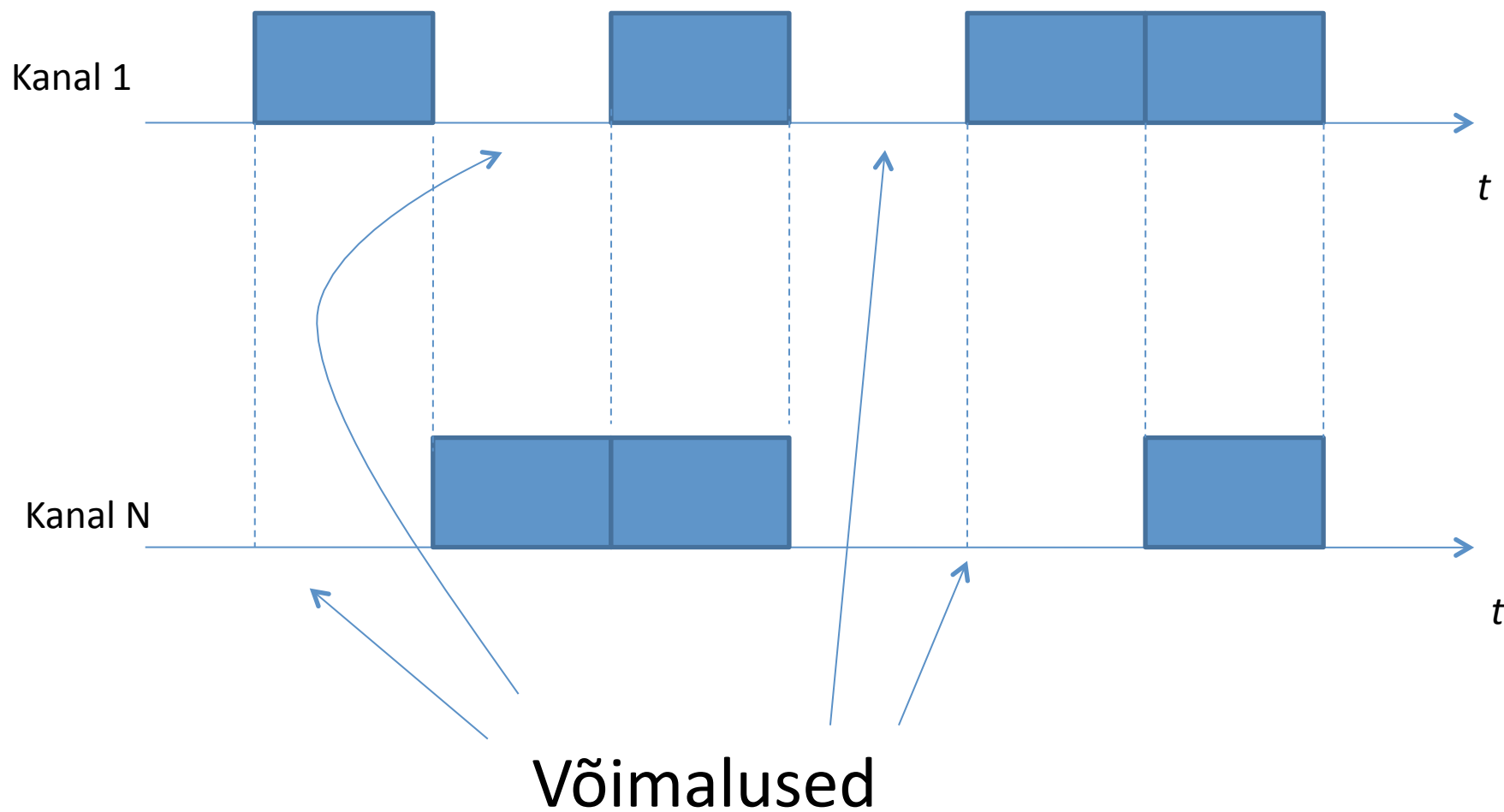
* EXCEPT AERO MOBILE (M)

** EXCEPT AERO MOBILE

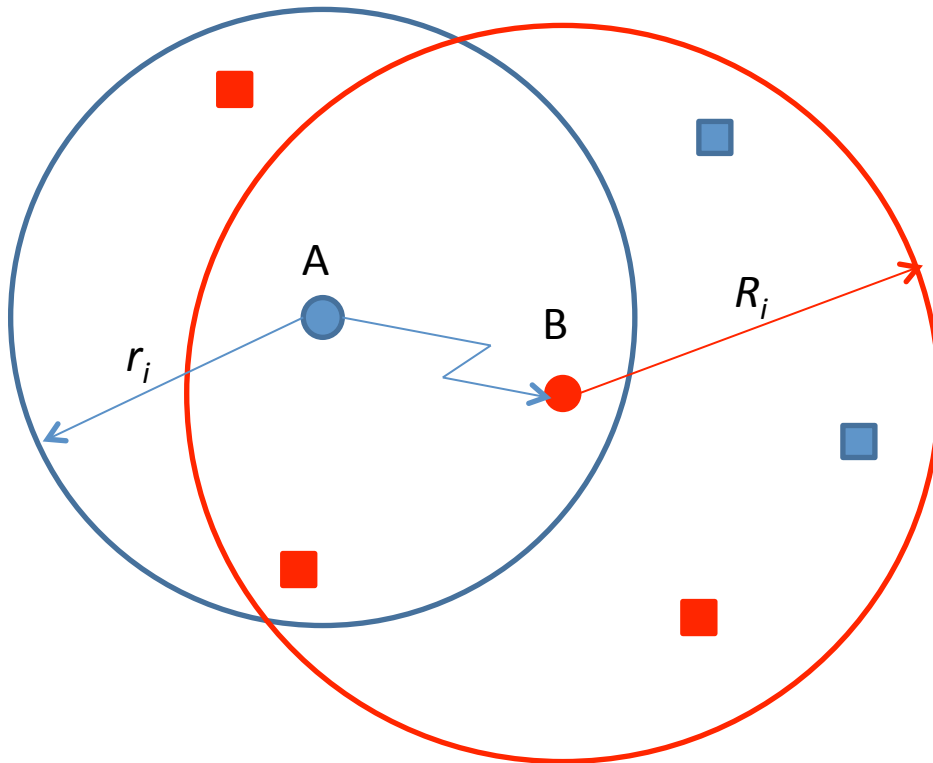


PLEASE NOTE: THE SPACING ALLOTTED THE SERVICES IN THE SPEC TRUMENTABLES IS NOT PROPORTIONAL TO THE ACTUAL AMOUNT OF SPECTRUM OCCUPIED.

Esmased kasutajad



Spektri kasutamise võimalused



■ Esmane saatja

■ Esmane vastuvõtja

● Kognitiivne saatja

● Kognitiivne vastuvõtja

r_i Kognitiivse saatja
interferentsi ulatus

R_i Kognitiivse vastuvõtja
interferentsiala ulatus

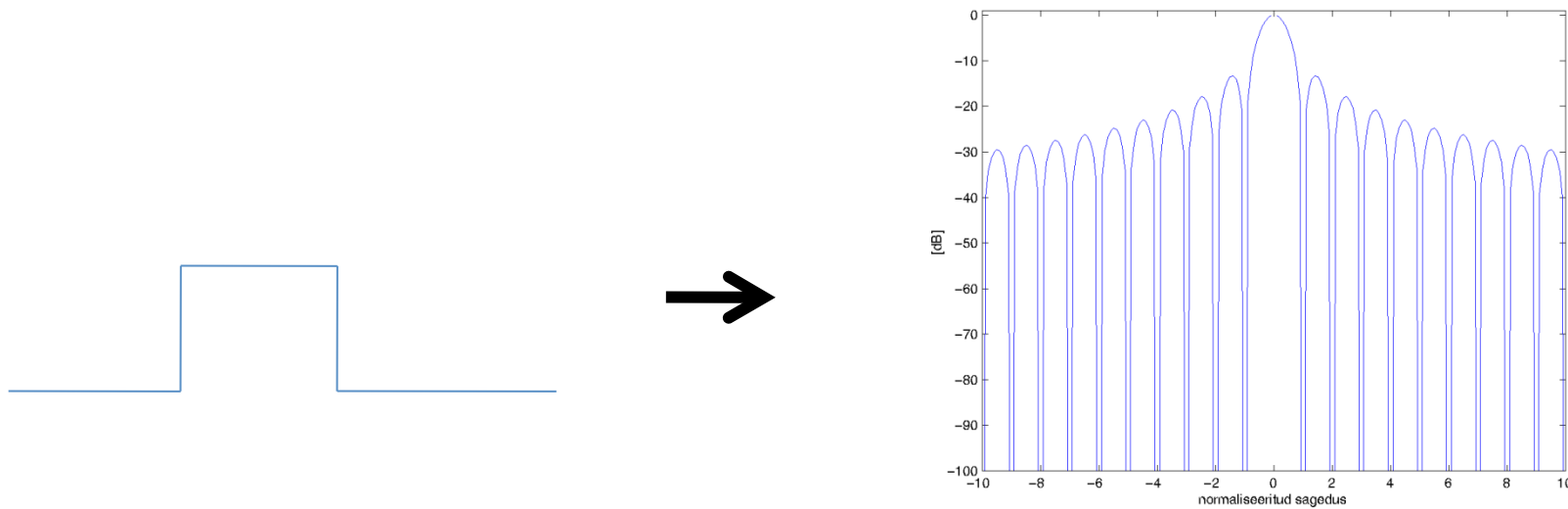
IEEE 802.22

- Esimene kognitiivse raadio standard
- Käsitleb TV spektri oportunistliku taaskasutust
- Laiaribaline side maapiirkondades 17-30 km (max 100 km ulatuses)
- OFDMA
- 2048 punktine FFT
- 6, 7 või 8 MHz kanal
- Modulatsioon QPSK või 16-QAM või 64-QAM
- Kanali kood kiirusega $1/2$, $2/3$, $3/4$ või $5/6$. Turbo koodid.
- Spektriaux, kui signaal rohkem kui 116 dB allpool mürataset

Spektri aukude leidmine ei ole triviaalne ülesanne

Vajalik detekteerida spektri auke, sügavusega 100 dB ja rohkem

Fourier analüüs

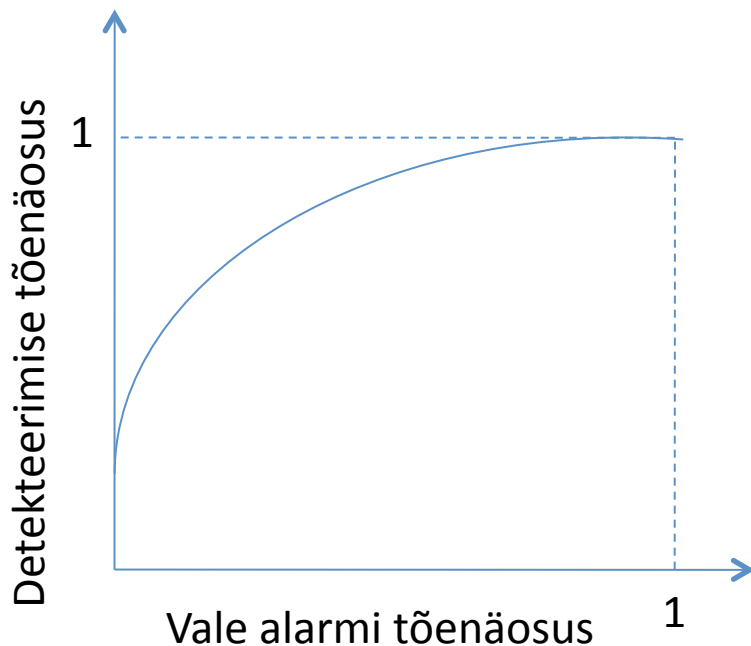


Nõrk signaal võib olla maskeeritud lähedasel sagedusel töötava tugeva saatja signaali poolt.

Hüpoteeside testimine

$H_0 : y(n) = w(n), \quad n = 1, \dots, N$ – esmaseid kasutajaid ei ole (võimalus)

$H_1 : y(n) = w(n) + s(n), \quad n = 1, \dots, N$ – antud sagedusel on esmane kasutaja



Energia detektor

$$\text{Otsusta } H_1 \text{ kui } D = \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 > \tau$$

Vajalik diskreetide hulk opereerimaks punktis (P_D, P_{VA})

$$N = 2(SNR)^{-2} \left[Q^{-1}(P_{VA}) - (SNR + 1)Q^{-1}(P_D) \right]^2$$

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-\lambda^2/2} d\lambda$$

Santa Claus is coming! Häid jõule!

