

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

1. Sissejuhatav loeng

Urve Madar

- IRZ0060 Häirekindlus

3 + 2 magistriõppe kohustuslik aine

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 1

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Loengute plaan

- 1. Sissejuhatus.
- 2. Sidekanalid ja häirekindlus. Häirekaitstus. Läbiva häirekindluse kõverad.
- 3. Häirekindla kodeerimise mõju häirekindluse kõveratele. Häirekindlad sidesüsteemid.
- 4. Mürad ja häired. Mürade teke. Soojuslike mürade arvutamine.
- 5. Mürad lineaarahelates. Nende kirjeldamine ja mõju analüüs.
- 6. Mürade mõju lineaarsetele struktuuridele.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 2

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Loengute plaan

- 7. Sageduslikud ja ajalised analüüsi meetodid.
- 8. Mürade mõju diskreetsetele lineaarsetele struktuuridele.
- 9. Mürade mõju mittelineaarsetele struktuuridele.
- 10. Vastuvõtu ülesanded.
- 11. Optimaalne avastamine.
- 12. Optimaalse avastamise häirekindlus.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 3

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Loengute plaan

- 13. Optimaalne eristamine.
- 14. Optimaalse eristamise häirekindlus.
- 15. Optimaalne parameetrit hindamine.
- 16. Optimaalse taastamine.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 4

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Kirjandus

- V. P. Ipatov *Spread Spectrum and CDMA* Wiley 2005 (TTÜ RK)
- В.А. Котельников *Теория потенциальной помехоустойчивости «радио и связь»* 1998 (TTÜ RK)
- В.И. Коржик и др. *Расчёт помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений* Справочник 1981 (U.M.)
- J. Rataspepp *Raadioelektroonika ahelate müraparametreid* arvutamine, Tallinn 1978 (TTÜ RK?)
- R. Pettai *Noise in receiving systems*, Wiley 1984 (U.M.)
- H. L. Van Trees *Detection, Estimation and Modulation Theory*, Wiley (TTÜ RK)

Kirjandust lisandub jooksvalt loengute käigus

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 5

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Kirjandus

7. G.D. Vendelin, A. M. Pavio, U. L. Rohde *Microwave Circuit Design using Linear and Nonlinear Techniques* 2005

Kirjandust lisandub jooksvalt loengute käigus

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 6

Õppejõud

Loengud:

Urve Madar

Raadio- ja sidetehnika instituudi (RSTI) signaalitöötuse
õppetooli emeritdtsent, TTÜ Keemiainstituudi teadur,
Ph.D.

Email:

urve.madar@gmail.com

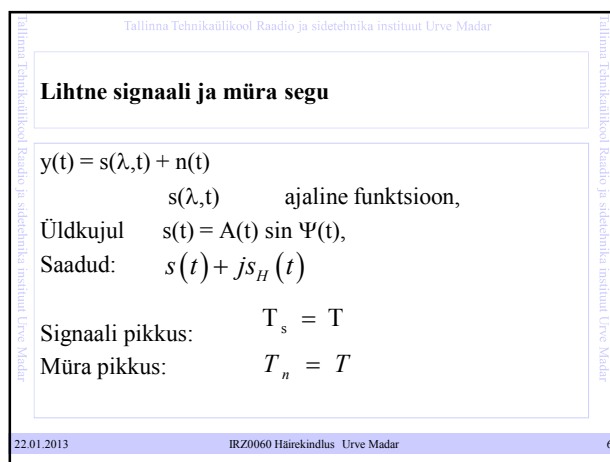
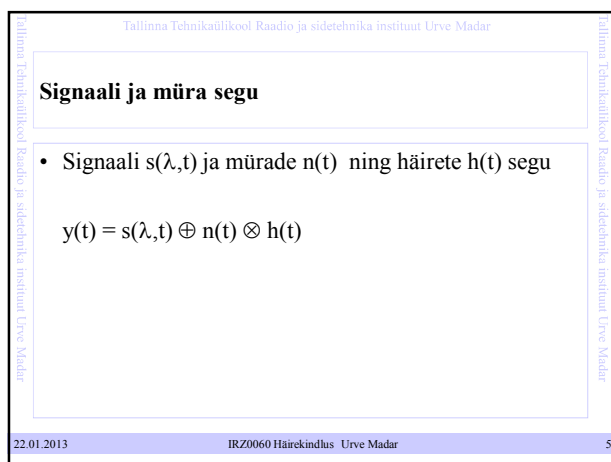
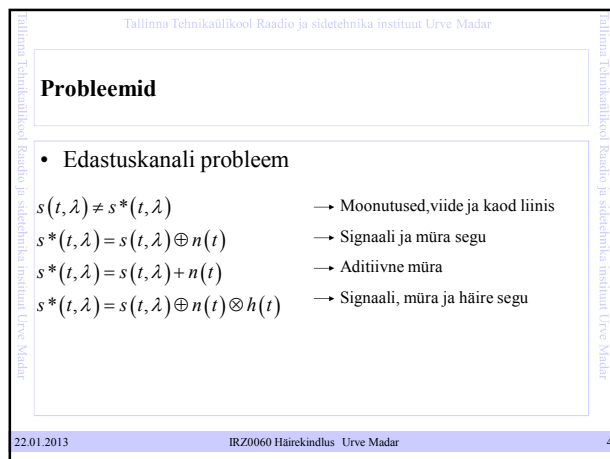
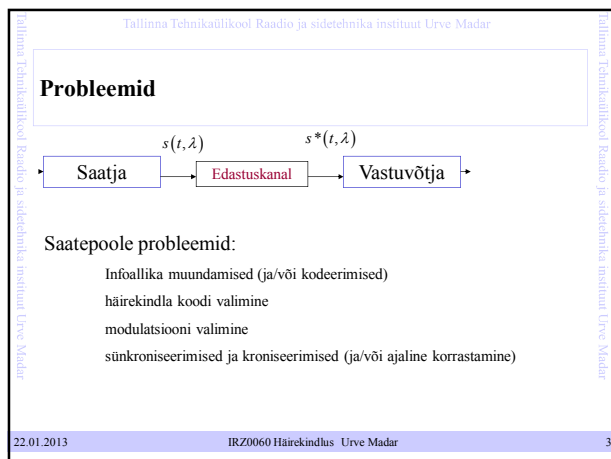
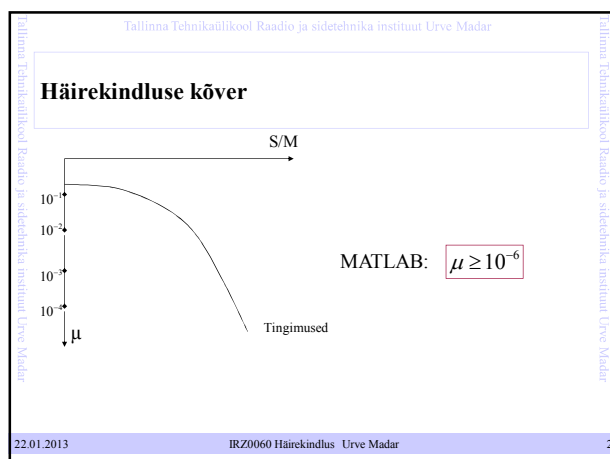
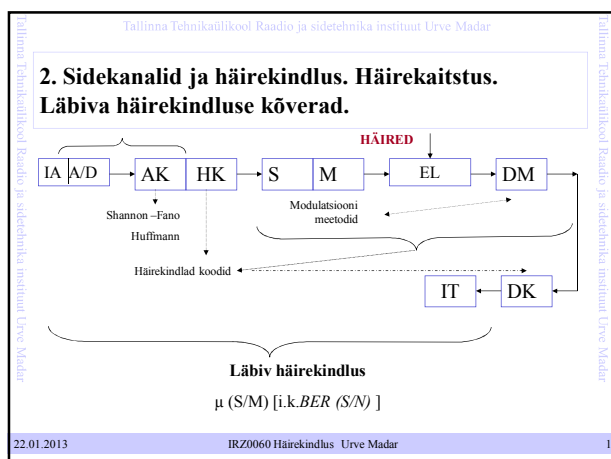
Harjutused:

Julia Berdnikova

Raadio- ja sidetehnika instituudi (RSTI) signaalitöötuse
õppetooli teadur,

Email: julia.berdnikova@ttu.ee





Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Signaali ja müra parameetrid

Signaali dünaamiline diapsoon: $D_s = s_{\max} - s_{\min}$

Müra dünaamiline diapsoon: $D_n = n_{\max} - n_{\min}$

Segu dünaamiline diapsoon: $D_y = y_{\max} - y_{\min}$

Signaali energia: $\int_0^T s^2(t) dt = E_s$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 7

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Signaali ja müra parameetrid (2)

Müra energia: $\int_0^T n^2(t) dt = E_n$

Signaali võimsus: $\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt = P_s$

Müra võimsus: $\frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt = P_n$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 8

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Signaali ja müra parameetrid (2)

- Signaali ja müra suhe

$$\frac{S}{M} = 10 \log \frac{P_s}{P_n} \text{ (dB)}$$

- Hetkeline signaali ja müra suhe:

$$\left. \frac{S}{M} \right|_{\text{hetk}} = \frac{s(t)}{\sqrt{P_n}}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 9

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Signaali ja müra suhtest

$$\frac{S}{M} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{dE_s}{T} \frac{1}{N_0 \Delta f_e} = \frac{dE_b \log_2 L}{T} \frac{1}{N_0 \Delta f_e} \rightarrow \frac{E_b}{N_0}$$

$d \rightarrow$ Signaalide vaheline kaugus

$\Delta f_e \rightarrow$ Mürariba laius

$E_b \rightarrow$ Energia ühe kahendsümboli kohta

$L \rightarrow$ Nivoode arv

$N_0 \rightarrow$ "Valge" müra spektraaltihedus

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 10

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Struktuurskeem

F – filter

O – otsustamine

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 11

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Otsustamine

- Ühe sümboli kaupa
- Sõltub valitud signaalidest

$$\mu = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2/2\sigma^2} dt$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 12

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Näide: moduleeritud signaal + müra

$$s(\lambda, t) + n(t) = s(\lambda \otimes n(t), t) = s(\lambda[n(t)], t)$$

- Signaalide puhul on tähtis, millised on signaalid, kas parameetrilised või mitte. Parameetrid on signaali funktsiooni väärtusi ja muutusi võimaldavad tegurid.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 13

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Näide

- harmooniline signaal:

$$s(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$$

- Parameetrid on

1. amplituud	A
2. sagedus	ω
3. faas	φ

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 14

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Näide: harmoonilise täitega impulss-signaal:

$$s(t) = A e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \varphi); t \in [0 \div \tau], T$$

Parameetrid on

1. amplituud	A
2. sagedus	ω
3. faas	φ
4. sumbuvus	α
5. impulssi pikkus	τ
6. periood	T

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 15

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Multiplikatiivne segu

- $y(t) = s(\lambda, t) \times n(t)$

$$t \in [0, \dots, T]$$

- C. Keeruline segu

$$y(t) = s(\lambda, t) \otimes n(t)$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 16

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Probleemid

Vastuvõtu poole probleemid:

Analüüsida $s^*(t, \lambda)$

lahendada vastuvõtu ülesanne: (avastamine, eristamine, taastamine)

kindlustatud kvaliteediga

sünkroniseerimised ja kroniseerimised (ja/või ajaline korrastamine)

$s^*(t, \lambda) \rightarrow$ **Vastuvõtja**

"ja" või "ei"
 01010.....
 Avastamine
 Eristamine
 Taastamine

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 17

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

3. Häirekindla kodeerimise mõju häirekindluse kõveratele. Häirekindlad sidesüsteemid.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 1

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Häirekindlad sidesüsteemid

1. Saatevõimsuse vähendamine
2. Spektri hajutamine kanalikoodidega
Sagedushüplemine
Ajaline hüplemine
Tükelduste hajutamine
(ortogonaalne modulatsioon, biortogonaalne modulatsioon)
3. Koodiline ühispöördus
4. Sidecansside lühialisus (ja kognitiivsus)

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 2

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Häirekindlad sidesüsteemid

5. (Sirps) lainekeste kasutamine.
6. Optiline side
7. Kaabelside
8. Häirekindlad koodid.
Turbokoodid (paralleelne pesastamine eelneva põimimisega)
9. Suunatud ja ümberlülituvad antennid
(adaptiivsed antennivõred)
10. Signaal/müra suhet max algoritm.
11. Optimaalne vastuvõtmine.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 3

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Soovitan

Kursus

IRZ0120 “Hajaspekter sides”
Magistriõpe 2AP
Prof. T.Trump

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 4

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Soovitan

Kirjandus iseseisvaks tööks
telekommunikatsiooni valdkonna spetsialistile
Robert G. Gallager
Principles of Digital Communication
Cambridge University Press 2008
ISBN 978-0-521-87907

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 5

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Soovitan

Kirjandus iseseisvaks tööks
Robert G. Gallager
Principles of Digital Communication

1. Sissejuhatus digisidesse.
2. Diskreetallikate kodeerimine.
3. Kvanteerimine
4. Allikad ja kanalsignaaliid.
5. Vektor- ja signaaliruumid.
6. Kanalid, modulatsioonid ja demodulatsioonid
7. Juhuslikud protsessid ja mürad.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 6

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Soovitan

Kirjandus iseseisvaks tööks
Robert G. Gallager
Principles of Digital Communication
 8. Avastamine , kodeerimine ja dekodeerimine
 9. Digitaalne raadioside (Traadita digiside).

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 7

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tutvustus

10 aastase õpetamise kogemus MIT is
http://en.wikipedia.org/wiki/Massachusetts_Institute_of_Technology
Robert G. Gallager
http://en.wikipedia.org/wiki/Robert_G._Gallager

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 8

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tutvustus

Mõned väga olulised nimed häirekindlatest raadiosüsteemidest
Claude Shannon
David Middleton
An Introduction to Statistical Communication Theory: An IEEE Press Classic Reissue

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 9

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

4. Mürad ja häired. Mürade teke. Soojuslike mürade arvutamine.

- Mürad ja häired. Mürade teke.
 - Raadioelektronika sidude soojuslikud mürad.
 - Vastuvõtja mürad ja häired
 - Levikeskonna mürad ja häired.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 1

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Mürade liigitus

- Raadioelektronika sidude soojuslikud mürad.
- Vastuvõtja mürad ja häired
 - Kvanteerimismürad
 - Kvantmürad
 - Johnsoni müra
 - Risthäired
 - Haavelmüra
 - Faasimüra
 - Impulssmüra (*popcorn*)
 - Intermodulatsioonimüra
 - Flikker- ehk 1/f müra.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 2

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Mürade liigitus

- Levikeskonna mürad ja häired.
 - Saatja mürad
 - Atmosfääri mürad ja häired
 - Inimtegevusest tingitud häired (*man - made*)
 - Taevamürad (*sky noise*)

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 3

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

1. Raadioelektronika sidude soojuslikud mürad.

Takistuse soojuslikust müra

$$\sqrt{e_n^2} = \sqrt{4kTRdf} \text{ (V)}; k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J / } ^\circ K$$

$$\overline{e_n^2} = \int_{f_1}^{f_2} 4kTR(f) df$$

$$P_n = \frac{\overline{e_n^2}}{4R(f)} = kTdf$$

$$\text{Re}(Z_g) = \text{Re}(Z_L)$$

$$(P_{av})_{\max} = \frac{U_{rms}^2}{4R_g}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 4

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Sidude soojuslikud mürad.

Takistuse soojuslikust müra

$\sqrt{e_n^2}$	Mürapinge ruutkeskmise
R	Väärtus sagedusribas df
T	Takistus (Ω)
$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J / } ^\circ K$	Takistuse soojus
df	Kelvini kraadides
	<i>Boltzmanni</i> konstant
	Sagedusriba (Hz)

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 5

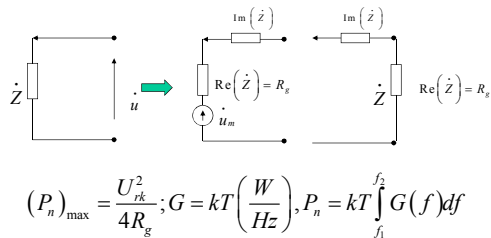
Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Soojuslike mürade arvutamine.

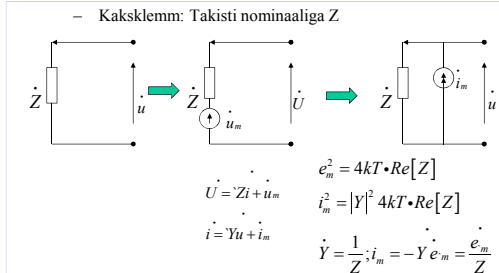
- G. D. Vendelin, A. M. Pavio, U. L. Rohde Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques 2005
<http://www.kt.tu-cottbus.de/mitarbeiter/ro/vendelin.pdf>
- J. Ratassepp Raadioelektronika-ahelate müraparaameetrite arvutamine, ptk. I; Tallinn 1978
- R. Pettai Noise in Receiving Systems

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 6

Elektrilised soojuslikud ehk termomürad



Elektrilised soojuslikud ehk termomürad



Ekvivalentne müratemperatuur

Kakspordi ekvivalentne müratemperatuur

sisendis

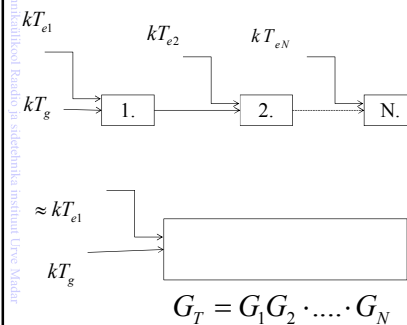
$$N_i = kT_g$$

väljundis

$$N_o = kT_g G + kT_n = kG(T_g + T_e)$$

$$N_{no} = kT_e G df$$

$$kG df (T_g + T_e)$$



Müratemperatuurist

$$N_{no} = (kT_{e1} G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_N) + (kT_{e2} G_2 \cdot \dots \cdot G_N) + \dots + (kT_{eN} G_N)$$

$$T_{eT} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{eN}}{G_1 \cdot \dots \cdot G_{N-1}}$$

Müra ribalaius

$$\overline{e_n^2} = 4kTR \cdot (f_2 - f_1)$$

$$P_n = G_0 kTB_e = kT \int_0^\infty G(f) df$$

$$B_e = \Delta f_e$$

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Mürade koondamine

1. Iga sidu esitatakse lihtpordina
2. Kõik müra tekitavad elemendid varustatakse ekvivalentse mürageneraatoriga.
3. Kõik mürageneraatorid koondatakse üheks sisendiks
4. Tuuakse sisse koormused ja sidusid käsitletakse kakspordina.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 13

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

2. Vastuvõtja mürad ja häired

1. Intermodulatsioon ja rishäired
 - Mittelineaarsed vastuvõtja osad (aktiivvõimendid, segistid, detektorid, korrodeeritud antennid või lainejuhid jne)
$$\left(\sum_{i=1}^n \cos 2\pi f_i t \right)^2, n = 10; 12; 13 \dots\dots$$

ML, F, T
2. Kvantimismürad

L.Arro, J. Derkats Digisignaale töötlemine, TTÜ 2005

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 14

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Vastuvõtja mürad ja häired

3. Faasimürad
 - Hetksagedus kõigub juhuslikult ja temaga koos ka raadiotehnilise signaali üldistatud faas
 - On tekitatud soojuslikust müra
 - Kui soojusliku müra taset õnnestub vähendada, vähenevad ka faasimürad
 - Ei õnnestu disainivahenditega välistada

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 15

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Vastuvõtja mürad ja häired

4. Impulss-mürad (i.k. *popcorn or burst noise*)
 - On aperioidilised mürapulsid (mitusada piiki sekundis kuni mõni minutis, impulsside pikkused mikrosekunditest sekunditeni, erinevad amplituudid, kuid kõrgemad , kui soojusliku müra tase)
 - Tekivad pooljuhtseadmetes ja integraalskeemides tehnoloogiliste vigade tõttu
 - Spektraaltihedus on proportsionaalne
$$G_n \Rightarrow \frac{1}{f^n}, 1 \leq n \leq 2;$$

$$G_n \Rightarrow \frac{const}{1 + f^2 \tau^2}, \tau = \frac{const}{N \text{ (piiki / sec)}}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 16

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Vastuvõtja mürad ja häired

5. Flikermürad
 - Spektraaltihedus on proportsionaalne
$$G_n \Rightarrow \frac{1}{f^n}, 0,8 \leq n \leq 1,3; n \approx 1$$
 - Elektrijuhtide pinnamaterjalid, alalise pinge võimendid jne....
 - Kosmiline raadiomüra ULL alas
 - Piiravad audio ja alalise pinge võimendite tundlikkuse

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 17

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Vastuvõtja mürad ja häired

6. Haavelmürad
 - Spektraaltihedus on ühtlane ja proportsionaalne
$$N_0 = 2qI_s (a^2 / Hz)$$

$$q = 1,59 \cdot 10^{-19} \text{ kulon}$$

$$I_s$$
 - Laengukandjate jaotumise tulem aktiivseadmetes
 - Kergesti arvutatava võimsusega ja seetõttu kasulik
 - (thermionic diodes)

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 18

Vastuvõtja mürad ja häired

7. Kvantmürad

- Optiline sagedusala
- Spektraaltihedus on

$$G(f) = hf$$

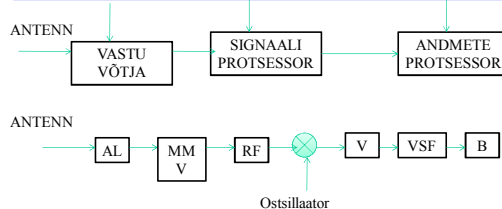
$$h = 6,63 \cdot 10^{-34} \text{ dž / sek (Planck)}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

19

Vastuvõtja struktuurid



22.01.2013

Tallinna Tehnikaülikool RSTI Urve Madar

20

Vastuvõtja struktuurid

A: KRISTALL DETEKTORIGA VV (i.k. *Crystal video Receiver*)



B. SUPERREGENERATIIVNE VV (i.k. *Superregenerative Receiver*)



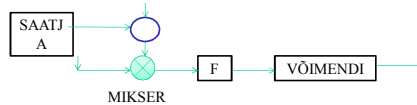
22.01.2013

Tallinna Tehnikaülikool RSTI Urve Madar

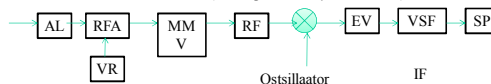
21

Vastuvõtja struktuurid

C. HOMODÜÜN VV (i.k. *Homodyne Receiver*)



D. SUPERHETERODÜÜN VV (i.k. *Superheterodyne Receiver*)



22.01.2013

Tallinna Tehnikaülikool RSTI Urve Madar

22

Vastuvõtja struktuurid

E. Digivastuvõtja ehk tark vastuvõtja (i.k. *Digital receivers*)

Sisendis on RF või IF l on signaali kiire A/D muundaja. Vastuvõtja algoritmid realiseeritakse FPGA del.

F. Hetksageduste mõõtevastuvõtja (i.k. *Instantaneous Measurements receivers*)

IF ehk vahesagedusala on signaal jaotatud N kanaliks, milles hetksagedust mõõdetakse otsesignaali ja ajalisel viitega signaali faasisahe abil.

22.01.2013

Tallinna Tehnikaülikool RSTI Urve Madar

23

Vastuvõtja struktuurid

G. Paljukanaline vastuvõtja (i.k. *Channelized Receivers*).

M superheterodüün - vastuvõtjast moodustatakse M sagedus või ajalist vastuvõtukanalit.

M.A. Richards, J.A. Scheer, W.A. Holm Principles of Modern Radar
2010
ISBN 978-1-891121-52-4
RSTI käsiraamatukogu

22.01.2013

Tallinna Tehnikaülikool RSTI Urve Madar

24

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Vastuvõtja tundlikkusega

$$P_{\text{vmin}}$$

mis on määratud mürateguriga ja müratemperatuuriga

$$P_{\text{vmin}} = kT_0 \Delta f_n; T_0 = 290^\circ K \approx 17^\circ C \rightarrow kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz}$$

$$\Delta f_n = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S_{\text{rsv}}(j\omega)|^2 df}{|S_{\text{rsv}}(j\omega_0)|^2} = (1,57 + 1,065) \Delta f_{\text{3dB}}$$

$$10 \log F_n \sim 0,5 \text{ dB (Rantelon)}$$

$$F_n = \frac{P_{\text{ss}} / P_{\text{rs}}}{P_{\text{sv}} / P_{\text{rv}}} = \frac{P_{\text{s}} \cdot P_{\text{rv}}}{P_{\text{rs}} \cdot P_{\text{sv}}} = \frac{P_{\text{rv}}}{kT_0 \Delta f_n \cdot G_0} = \frac{\text{reaalse VV väljundmüra}}{\text{ideaalse VV väljundmüra}}$$

22.01.2013

Tallinna Tehnikaülikool RSTI Urve Madar

25

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Keskkonna häired

- Ilmaruumi (kosmilised) häired
 - Galaktikast
 - Maisete kiirgusallikate peegeldused ionosfäärist ja/või troposfäärist < 20Mz
- Atmosfääri mürad
 - Vihm, lumi, rahe jne
 - < 10Mz
- Päikse mürad
 - T = 700 000K, 200MHz
 - T = 6000K, 30GHz (antenni suunadiagrammi laius 0,5 kraadi)

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

26

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Keskkonna häired

4. Staatilise elektriga seotud häired
5. Inimtegevusest (*i.k. Man-made*) tingitud häired
6. Raadiosaatjatest tekitatud häired.
7. Maandused ja elektrivarustus.

Üldine tabel on [K.5 lk. 14. Ja 15.]

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

27

5. Mürad lineaarahelates. Nende kirjeldamine ja mõju analüüs.

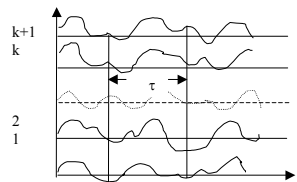
- Ajalised juhuslikud funktsioonid
 - Parameetrid tundmatud
 - Jaotusseedused tundmatud
 } → Aprioorne määramatus
- Spektraalne ja korrelatiivne kirjeldus
 - Laialt kasutatav, loogiline ja arusaadav

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

1

Juhuslike protsesside spektrid ja korrelatsioonikarakteristikud



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

2

Korrelatsiooniks

- nimetatakse teist järku tsentraalset segamomenti :

$$\mathfrak{R}(x, y, \tau) = \overline{[x(t) - \overline{x(t)}][y(t) - \overline{y(t)}]} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [x(t) - \overline{x(t)}][y(t) - \overline{y(t)}] w_2(x, y, t) dx dy$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

3

Autokorrelatsiooni (AKF)

- saame, kui x ja y on ühe juhusliku protsessi väljavõtted
- Autokorrelatsiooni funktsioonil on head piirväärtuslikud omadused:

$$1. \lim_{\tau \rightarrow 0} \mathfrak{R}_x(\tau) = \mathfrak{R}_x(\tau = 0) = \sigma^2$$

$$2. \lim_{\tau \rightarrow \infty} \mathfrak{R}_x(\tau) = \mathfrak{R}_x(\tau = \infty) = 0$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

4

Statsionaarsete juhuslike protsesside jaoks

- kehtib võrdsus:

$$\mathfrak{R}(x, -\tau) = \mathfrak{R}(x, \tau)$$

Autokorrelatsiooni funktsioon on sümmeetriline!

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

5

Autokorrelatsiooni funktsiooni

- võib normeerida

$$\rho_x(\tau) = \frac{\mathfrak{R}_x(\tau)}{\sigma^2}$$

Normeeritud autokorrelatsiooni funktsiooni nimetatakse tihti autokorrelatsiooni koefitsiendiks.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

6

Wiener-Hintšini valem

- on

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Re_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$$

$$\Re_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

7

AKF on sümmeetriline, järelikult

$$G_x(\omega) = 2 \int_0^{\infty} \Re_x(\tau) \cos \omega\tau d\tau = 2 \int_0^{\infty} \Re_x(\tau) \cos(2\pi f\tau) d\tau$$

$$\Re_x(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega\tau d\omega = 2 \int_0^{\infty} G_x(f) \cos(2\pi f\tau) df$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

8

Juhusliku protsessi spektraalteisendusel

- on rida häid piirväärtuslikke omadusi:

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} G_x(\omega) = G_x(0) = 2 \int_0^{\infty} \Re_x(\tau) d\tau = \Delta\tau_x \Re_x(0) = \Delta\tau_x \sigma_x^2$$

Võimsuspektri mõõtühikuks on $\frac{V^2}{Hz}$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

9

Korrelatsiooniaeg

- on

$$\Delta\tau_x = \frac{G_x(0)}{\Re_x(0)}$$

$$\sigma_x^2 = \lim_{\tau \rightarrow 0} \Re_x(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_x(\omega) d\omega = 2 \int_0^{\infty} G_x(f) df$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

10

Tüüpiliste juhuslike protsesside AKF ja nendele vastavad spektraaltihedused.

- A. "Valge" müra.

$\Re_x(\tau)$	$G_x(\omega)$
$\frac{N_0}{2} \delta(\tau)$	$\frac{N_0}{2}, \quad -\infty < \omega < \infty$

"Valge" müra on laiaribalise soojusliku müra mudeliks

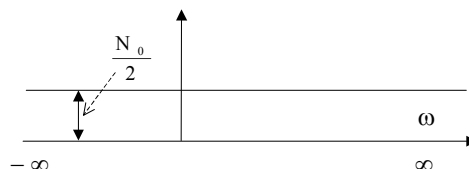
"Valge" müra on ühtlase spektriga.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

11

A. Valge müra spektraaltihedus



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

12

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

B. Madalsagedusmüra.

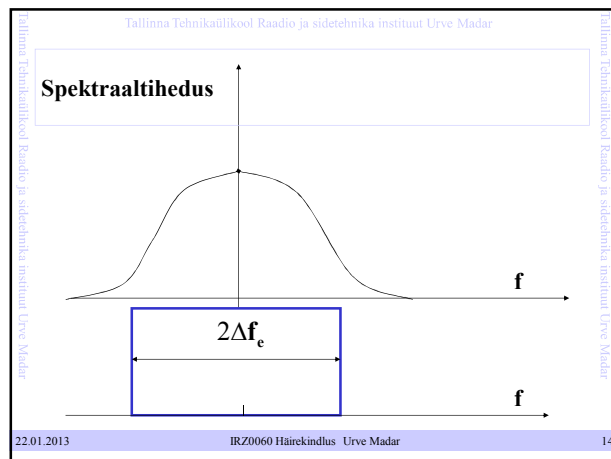
- Müra efektiivne ribalaius

$$\Delta\omega = \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^\infty G(\omega) d\omega}{G(0)}$$

Madalsagedusliku müra ribalaiuse ja korrelatsiooni intervalli kohta kehtib

$$\Delta\omega_M \cdot \Delta\tau_M = \frac{1}{2}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 13



Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

AKF ja spektraaltihedused

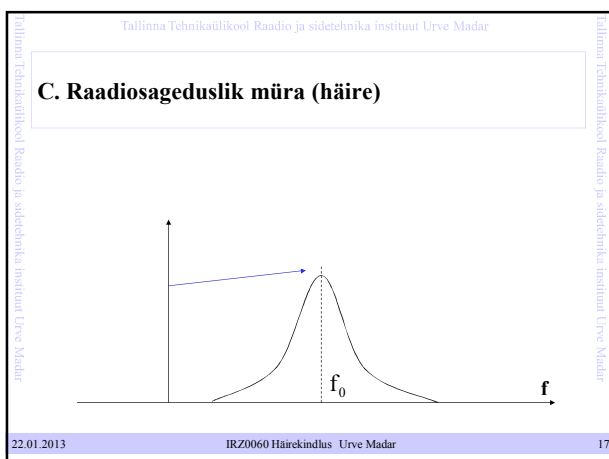
$\rho_x(\tau)$	$G_x(\omega)$
$e^{-\alpha \tau }$	$\frac{2\alpha}{\alpha^2 + \omega^2}, \quad -\infty < \omega < \infty$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 15

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

$\rho_x(\tau)$	$G_x(\omega)$
$e^{-\alpha\tau^2}$	$\sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} e^{-\frac{\omega^2}{4\alpha}}, \quad -\infty < \omega < \infty$
$\frac{\sin \Delta\omega\tau}{\Delta\omega\tau}$	$\frac{\pi}{\Delta\omega}, \text{ kui } \omega \leq \Delta\omega,$ $0, \text{ kui } \omega > \Delta\omega$
$(1 + \alpha \tau)e^{-\alpha \tau }$	$\frac{4\alpha^3}{(\alpha^2 + \omega^2)^2}, \quad -\infty < \omega < \infty$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 16



Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

$\rho_x(\tau)$	$G_x(\omega)$
$e^{-\alpha \tau } \cos \omega_0 \tau$	$\alpha \left[\frac{1}{\alpha^2 + (\omega - \omega_0)^2} + \frac{1}{\alpha^2 + (\omega + \omega_0)^2} \right]$
$e^{-\alpha \tau } \left(\cos \omega_0 \tau + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 \tau \right)$	$\frac{4\alpha(\omega_0^2 + \alpha^2)}{[\alpha^2 + (\omega - \omega_0)^2][\alpha^2 + (\omega + \omega_0)^2]}$
$e^{-\alpha\tau^2} \cos \omega_0 \tau$	$\sqrt{\frac{\pi}{4\alpha}} \left[e^{-\frac{(\omega - \omega_0)^2}{4\alpha}} + e^{-\frac{(\omega + \omega_0)^2}{4\alpha}} \right]$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 18

$\rho_x(\tau)$	$G_x(\omega)$
$\frac{\sin \frac{\Delta \omega \tau}{2}}{\frac{\Delta \omega \tau}{2}} \cos \omega_0 t$	$\frac{\pi}{\Delta \omega}$, kui $ \omega \pm \omega_0 \leq \frac{\Delta \omega}{2}$ 0, kui $ \omega \pm \omega_0 > \frac{\Delta \omega}{2}$
$\frac{1}{2} A_0^2 \cos \omega_0 \tau$	$\frac{\pi}{2} A_0^2 [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)]$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

19

Raadiotehnilise juhusliku protsessi jaoks kehtivad seosed:

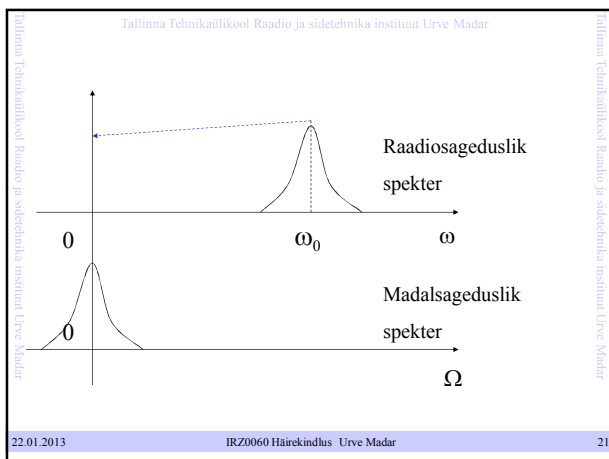
- Efektiivne ribalaius

$$\Delta \omega_R = \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^\infty G_R(\omega) d\omega}{G_R(\omega_0)} = \frac{\Re_R(0)}{G_R(\omega_0)}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

20



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

21

$$\Re_x(\tau) = 2\Re_U(\tau) \cos \omega_0 \tau$$

kus

$$\Re_U(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty G(\omega_0 + \Omega) \cos \Omega \tau d\Omega$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

22

Determineeritud signaalide

- spektrid leitakse kasutades otsesest Fourier' teisendust

$$S_s(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt$$

Determineeritud signaali spektri mõõtühik on $\frac{V}{Hz}$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

23

Müra võimsusspekter

on energeetiline reaalfunktsioon mõõtühikuga $\frac{V^2}{Hz}$

Determineeritud signaali spekter

on kompleksmuutefunktsioon mõõtühikuga $\frac{V}{Hz}$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

24

Mõju analüüs

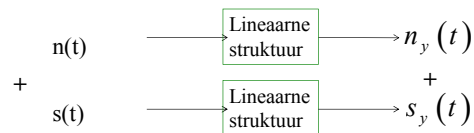
1. Struktuur
 - A. Lineaarne
 - B. Mittelineaarne

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

25

A. Lineaarne struktuur



$$n(t) + s(t) \xrightarrow{LS} n_y(t) + s_y(t)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

26

B. Mittelineaarne struktuur

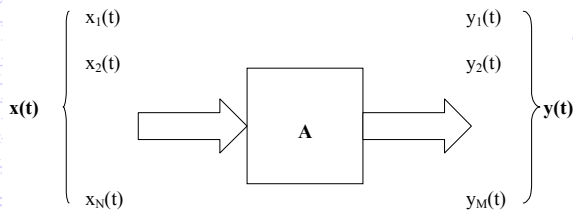
Superpositsiooni printsiip ei kehti

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

27

6. Mürade mõju lineaarsetele struktuuridele.



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

1

6. Mürade mõju lineaarsetele struktuuridele.

- Elektrilist struktuuri (süsteemi) kirjeldatakse tavaliselt diferentsiaalse võrrandiga:

$$f\left(y(t), \dot{y}(t), \ddot{y}(t), \dots\right) = g\left(x(t), \dot{x}(t), \ddot{x}(t), \dots\right)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

2

Märkused

- Funktsioonid $f(\cdot)$ ja $g(\cdot)$ ongi süsteemi operaatorile A vastavad
- Kui see operaator A on lineaarne, siis ka süsteemi toimumist iseloomustav diferentsiaalvõrrand on lineaarne:
- $A(x+y) = Ax + Ay$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

3

Süsteemi toimimise režiimid

- Väljakujunenud režiim
 - analüüsitakse sageduslike meetoditega
- Siirderežiim
 - analüüsitakse ajaliste meetoditega

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

4

Signaal/müra segu mõju lineaarsele pidevale süsteemile (filter). Sageduslik analüüs

- a) Sageduslikud analüüsimeetodid.
 - Sageduslike meetodeid (ka elektriliste ahelate kompleksanalüüsi) kasutatakse väljundsignaalide ja -mürade omaduste määramiseks väljakujunenud režiimis. See tähendab, et signaalide ja mürade mõju süsteemile algas ammu, praktiliselt ajamomendil $t \rightarrow -\infty$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

5

Analüüsi tulemina leitakse

- 1. väljundsignaali spektrid ja signaalide kujud väljakujunenud režiimis ja
- 2. väljundmürade spektraaltihedused ja autokorrelatsioonifunktsioonid (AKF). väljakujunenud režiimis

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

6

Oluline märkus

- Keerukamate mitmeste sisendite ja väljundite korral saab korduvalt kasutada superpositsiooni printsiipi.
- Kui signaali ja müra segu ei ole aditiivne, siis selline lähenemine ei ole õige

22.01.2013

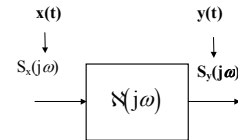
IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

7

Determineeritud signaalide mõju lineaarsele pidevale süsteemile.

- **Mudeli struktuurskeem**



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

8

Süsteem on antud

- kompleksülekande funktsiooniga sõltuvalt sagedusest

$$\aleph(j\omega)$$

Testsignaaliks kasutatakse muutuva sagedusega harmoonilist signaali

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

9

Sisendsignaali on

- teisendatud sisendsignaali spektri

$$x(t) \rightarrow S_x(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

10

Väljundsignaali spekter $S_y(j\omega)$ on

- avaldatav

$$S_y(j\omega) = S_x(j\omega) \aleph(j\omega)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

11

väljundsignaali kuju $y(t)$

- leiame tema spektri pöördteisendusena

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_y e^{j\omega t} d\omega =$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) \aleph(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

12

Determineeritud signaalide jaoks on

- selline analüüs piisav ja küllaldane, sest signaali spektrid ja kujud on omavahel üheselt seotud

22.01.2013

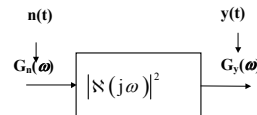
IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

13

Kui süsteemi sisendis on müra ehk juhuslik signaal,

- siis on süsteemi väljundis ka juhuslik signaal.



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

14

Seosed sisendi ja väljundi vahel

- | | |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> • Sisend <ul style="list-style-type: none"> – statsionaarne – normaalne jaotusseadus – mistahes jaotusseadus | <ul style="list-style-type: none"> • Väljund <ul style="list-style-type: none"> – statsionaarne väljakujunenud režiimis – normaalne jaotusseadus – normaalne jaotusseadus |
|--|--|

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

15

otsene juhusliku protsessi *Fourieri* teisendus:

- on juhuslik protsess

$$S_n(j\omega) = \int_{-T}^T n(t) e^{-j\omega t} dt$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

16

peab kasutama mõistet

- võimsusspekter

$$G_n(\omega) = \overline{S_n(j\omega) S_n(-j\omega)}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

17

Väljundmüra spektraaltihedus on võrdne

- sisendmüra spektraaltiheduse ja süsteemi kompleksilekande mooduli ruudu korrutusega:

$$\begin{aligned} G_y(\omega) &= \overline{S_y(j\omega) S_y(-j\omega)} = \\ &= \overline{S_n(j\omega) \aleph(j\omega) S_n(-j\omega) \aleph(-j\omega)} = \\ &= \overline{S_n(j\omega) S_n(-j\omega)} |\aleph(j\omega)|^2 \end{aligned}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

18

Väljundmüra spektraaltihedus

$$G_y(\omega) = G_n(\omega) |\mathcal{N}(j\omega)|^2$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

19

Kui sisendmüra on nn. “valge” müra võimsusspektriga

$$G_n(\omega) = \frac{N_0}{2}, -\infty \leq \omega \leq \infty$$

- Siis väljundmüra võimsusspekter on

$$G_y(\omega) = \frac{N_0}{2} |\mathcal{N}(j\omega)|^2$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

20

“Valge” müra

- On kasutatav kui süsteemi testija
 - tema abil saab määrata nn efektiivset mürariba (st et müra võimsus süsteemi väljundis on võrdne müra võimsusega filtri väljundis, mille sageduskäik on ühtlane efektiivse mürariba piirides)

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

21

Süsteemi iseloomustatakse müraribaga:

- (antud süsteem on nagu ühtlase sageduskäiguga ribafilter)

$$\Delta_y \omega = \frac{1}{|\mathcal{N}(j\omega)|^2} \int_0^\infty |\mathcal{N}(j\omega)|^2 d\omega$$

22.01.2013

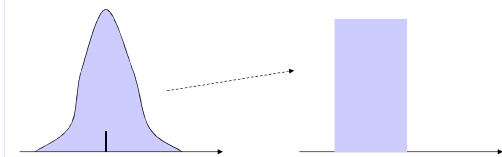
IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

22

Mürariba selgitus

- Võrdsed pindalad



22.01.2013

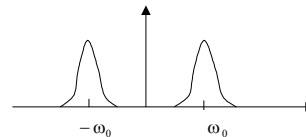
IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

23

Võimsusspektrist saab leida AKF,

- kuid enne peab viimase korrastama sümmeetriliseks



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

24

Spektraaltiheduselt AKF ile üleminek

- Tehakse Wiener - Hintšini valemiga

$$R_y(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_y(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega =$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_n(\omega) |S(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

25

Märgime,

- et väljund müra dispersioon (ehk väljundmüra realisatsiooni keskmine võimsus takistil 1Ω) on avaldatav vastavalt:

$$\sigma_z^2 = R_z(\tau = 0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_n(\omega) |S(j\omega)|^2 d\omega$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

26

Lineaarsel pideval süsteemil,

- mille ülekandefunktsioon rahuldab tingimust

$$|S(j\omega)|^2 \rightarrow 0, \text{ kui } \omega \rightarrow \infty$$

on omadus normaliseerida mistahes jaotusseadusega juhuslike signaalide tõenäosuse tiheduse jaotusseadusi.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus

Urve Madar

27

7. Signaal/müra segu mõju lineaarsele pidevale süsteemile (filter). Ajaline analüüs.

• b) Ajalised analüüsimeetodid.

- Kui müra lülitub süsteemi sisendisse ajamomendil $t = 0$, tekib süsteemi väljundis müraline siirdeprotsess. Ajaline analüüs annab võimaluse arvutada, kuidas kujunevad välja väljundmüra AKF ja võimsusspektrid ning kuidas muutub müra dispersioon väljundis. Ajalise analüüsi

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

1

• Ajalise analüüsi

- meetoditega saadud tulemused peavad piirväärtuslikult (st., et kui

$$t \rightarrow \infty$$

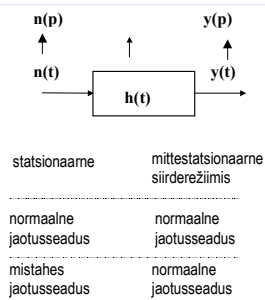
ühtima sagedusliku analüüsi tulemustega. Vahel öeldakse ka, et analüüsimeetodid peavad olema kokku ömmeldavad.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

2

Süsteemi struktuur



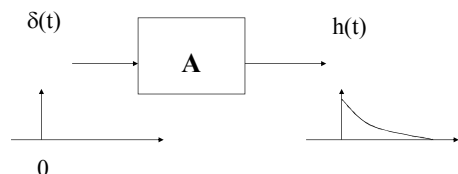
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

3

Süsteemi impulsskaja

- On süsteemi reaktsioon *Dirac* i funktsioonile



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

4

Laplace' teisendus

- Otsene

$$s(p) = F \{s(t)\} = \int_0^{\infty} s(t) e^{-pt} dt, p = \alpha + j\omega,$$

- Pöördteisendus

$$s(t) = F^{-1} \{s(p)\}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

5

Impulsskaja teisendus

- On süsteemi operaatorilekanne

$$K(p) = F \{h(t)\} = \int_0^{\infty} h(t) e^{-pt} dt$$

$$A \Leftrightarrow K(p)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

6

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Laplace' (1749-1827) pöördteisendus

- Leitakse
 - reeglitega
 - nt murdratsionaalne Laplace teisenduse kuju
 - vastavustabelitega

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 7

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Mõnigate testsignaalide teisendused

- Dirac i funktsioon

$$L\{\delta(t)\} = 1$$
- Ühikhüpe ehk Heaviside (1850-1925) funktsioon

$$L\{H(t)\} = \frac{1}{p}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 8

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Väljundsignaali kujutise

- Leiame korrutisena

$$y(p) = K(p) \cdot s(p)$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 9

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Väljundsignaali ajalise kuju

- Pöördteisenduse abil

$$y(t) = F^{-1}\{y(p)\} = F^{-1}\{K(p)x(p)\}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 10

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Väljundsignaali saame leida ka

- otsese ahendintegraali abil (nn. Duhamel'i integraal):

$$s(t) = \int_0^t s(\tau)h(t-\tau)d\tau = \int_0^t h(\tau)s(t-\tau)d\tau$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 11

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Lineaarse pideva süsteemi väljundmüra

- On juhuslik protsess

$$z(t) = \int_0^t n(\tau)h(t-\tau)d\tau = \int_0^t h(\tau)n(t-\tau)d\tau$$

noise

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 12

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

a) väljundmüra

- keskväärutus

$$\overline{y(t)} = \int_0^t \overline{n(\tau)} h(t - \tau) d\tau$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 13

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

kui müra on statsionaarne

- St, et ka $\overline{n(t)} = m$ siis

$$\overline{y(t)} = \int_0^t \overline{n(\tau)} h(t - \tau) d\tau = m \int_0^t h(\tau) d\tau$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 14

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

b) süsteemi väljundmüra AKF

- leiame

$$\begin{aligned} \Re_y(t_1, t_2) &= \int_0^{t_1} n(\tau) h(t_1 - \tau) d\tau \int_0^{t_2} n(v) h(t_2 - v) dv \\ &= \int_0^{t_1} \int_0^{t_2} n(\tau) \overline{n(v)} h(t_1 - \tau) h(t_2 - v) d\tau dv = \\ &= \int_0^{t_1} \int_0^{t_2} \Re_n(\tau, v) h(t_1 - \tau) h(t_2 - v) d\tau dv \end{aligned}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 15

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Statsionaarse sisendmüra

- jaoks kehtib:

$$\Re_n(\tau, v) = \Re_n(v - \tau) = \Re_n(u) = \Re_n(-u)$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 16

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

b) väljundmüra dispersiooni

- saame

$$\sigma_y^2(t) = \Re(t_2 = t_1 = t)$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 17

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Kui süsteemi sisendis on

- “valge” müra, mille AKF on

$$\Re_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(t)$$

- siis

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 18

Valem muutub

- lihtsamaks

$$\begin{aligned}\Re_y(t_1, t_2) &= \int_0^{t_1} \int_0^{t_2} \Re_n(\tau, \nu) h(t_1 - \tau) h(t_2 - \nu) d\tau d\nu = \\ &= \int_0^{t_1} \int_0^{t_2} \frac{N_0}{2} \delta(\nu - \tau) h(t_1 - \tau) h(t_2 - \nu) d\tau d\nu = \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^{t_1} h(t_1 - \tau) h(t_2 - \tau) d\tau\end{aligned}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

19

Märkus

- Lineaarsel pideval süsteemil on omadus normaliseerida väljundmüra hetkväärtuste tõenäosuse tiheduse jaotusseadusi. Nimetatud omadust käsitletakse mitmes kirjanduslikus allikas

- Б.Р. Левин Теоретические основы статистической радиотехники» М 1989
- А.М. Заездный Основы расчётов по статистической радиотехнике М 1969

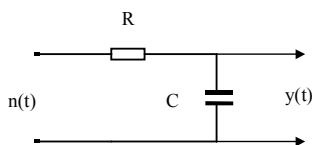
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

20

Näide

- Lihtne madalpääsfilter ehk RC ahel



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

21

sisendis on laiaribaline nn. “valge” müra

- võimsusspektriga

$$\frac{N_0}{2}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

22

Teisendused

$$\begin{aligned}\Re_y(t_1, t_2) &= \frac{N_0}{2} \int_0^{t_1} h(t_1 - \tau) h(t_2 - \tau) d\tau = \frac{N_0}{2} \cdot \frac{1}{[RC]^2} \int_0^{t_1} \exp\left\{-\frac{t_1 - \tau}{RC}\right\} \exp\left\{-\frac{t_2 - \tau}{RC}\right\} d\tau = \\ &= \frac{N_0}{2} \cdot \frac{1}{[RC]^2} \exp\left\{-\frac{t_1}{RC}\right\} \exp\left\{-\frac{t_2}{RC}\right\} \int_0^{t_1} \exp\left\{2\frac{\tau}{RC}\right\} d\tau = \\ &= \frac{N_0}{4} \cdot \frac{1}{[RC]} \exp\left\{-\frac{t_1}{RC}\right\} \exp\left\{-\frac{t_2}{RC}\right\} \left[\exp\left\{2\frac{t_1}{RC}\right\} - 1\right] = \\ &= \frac{N_0}{4} \cdot \frac{1}{[RC]} \left[1 - \exp\left\{-2\frac{t_1}{RC}\right\}\right] \exp\left\{-\frac{t_2 - t_1}{RC}\right\}\end{aligned}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

23

Kui tähistame

- muutused

$$t_1 = t \quad \text{ja} \quad t_2 - t_1 = u$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

24

saame

- väljundmüra AKF

$$\Re_y(t, u) = \frac{N_0}{4RC} \cdot \left[1 - \exp\left\{-2 \frac{t}{RC}\right\} \right] \cdot \exp\left\{-\frac{|u|}{RC}\right\}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

25

väljundmüra dispersioon

- on

$$\sigma_y^2(t) = \frac{N_0}{4RC} \left[1 - \exp\left\{-2 \frac{t}{RC}\right\} \right]$$

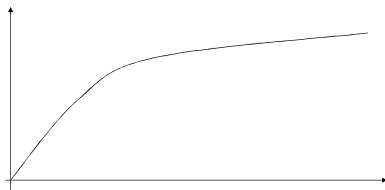
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

26

Väljundmüra dispersioon

- Muutub monotoonselt



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

27

Piirväärtused

- algus

$$\lim_{t \rightarrow 0} \sigma_y^2(t) = 0$$

- lõpp

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \sigma_y^2(t) = \frac{N_0}{4RC}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

28

8. Mürade mõju diskreetsetele lineaarsetele struktuuridele.

- Analüüsimetodid on olemas ainult ühtlase diskreetimise puhul
 - Diskreetimise sagedus on

$$f_D = \frac{1}{\Delta t}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

1

Diskreetprotsess

- On jada

$$x[0], x[1], x[2], \dots, x[n-1], x[n], x[n+1], \dots, x[N-1]$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

2

Diskreetseid teisendusi on mitu

- otsene

$$D\{x[n]\} = \sum_{n=0}^{\infty} x[n] e^{-np\Delta t}$$

Kasutatakse harva

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

3

Võrdlus

Tavaline Laplace'i teisendus	Otsene diskreetne teisendus
$x(p) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-pt} dt$ $p = \alpha + j\omega$	$D\{x[n]\} = x * [e^{-p\Delta t}] = \sum_{n=0}^{\infty} x[n] e^{-np\Delta t}$ $pt \Rightarrow p\Delta t$ $\int_0^{\infty} \Rightarrow \sum_0^{\infty}$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

4

modifitseeritud

- Q-teisendus

$$Q\{x[n]\} = \sum_{n=0}^{\infty} x[n] e^{-nq}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

5

Diskreetne Z- teisendus

- leitakse

$$X^*[z] = Z\{x[n]\} = \sum_{n=0}^{\infty} x[n] z^{-n}$$

$$z = e^{p\Delta t}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

6

Mõningad Z-teisendused	
• originaal	• teisendus
$\delta[n]$	1
$1[n]$	$\frac{z}{z-1}$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

7

Mõningad Z-teisendused	
• originaal	• teisendus
$n\Delta t$	$\Delta t \frac{z}{(z-1)^2}$
$e^{-\alpha_0 n}$	$\frac{z}{z-d}, d = e^{-\alpha_0 \Delta t} = e^{-\alpha \Delta t}$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

8

Mõningad Z-teisendused	
• originaal	• teisendus
$\sin \omega n \Delta t$	$\frac{z \cdot \sin \omega \Delta t}{z^2 - 2z \cdot \cos \omega \Delta t + 1}$
$\cos \omega n \Delta t$	$\frac{z^2 - z \cdot \cos \omega \Delta t}{z^2 - 2z \cdot \cos \omega \Delta t + 1}$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

9

Mõningad Z-teisendused	
• originaal	• teisendus
$e^{-\alpha_0 n} \sin \omega n \Delta t$	$\frac{z \cdot d \cdot \sin \omega \Delta t}{z^2 - 2z \cdot d \cdot \cos \omega \Delta t + d^2}$
$e^{-\alpha_0 n} \cos \omega n \Delta t$	$\frac{z^2 - z \cdot d \cdot \cos \omega \Delta t}{z^2 - 2z \cdot d \cdot \cos \omega \Delta t + 1}$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

10

Süsteem
• on kirjeldatud süsteemi diskreetse ülekandena
$H^*[z]$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

11

Süsteem	
$x[n]$ $x^*[z]$	$y[n]$ $y^*[z]$
$\downarrow$	$\downarrow$
$\rightarrow$	$\rightarrow$
$H^*[z]$	
statsionaarne	statsionaarne väljakujunenud režiimis
statsionaarne	mittestatsionaarne siirderežiimis
normaalne jaotusseadus	normaalne jaotusseadus
mistahes jaotusseadus	normaalne jaotusseadus

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

12

Üldine võrrand

- Seob sisendit ja väljundit korrutamise

$$y^*[z] = H^*[z] \cdot x^*[z]$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

13

Diskreetse süsteemi diskreetne ülekanne

- on süsteemi diskreetse impulsskaja **Z**-teisendus:

$$H^*[z] = \sum_{n=0}^{\infty} h[n] z^{-n}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

14

süsteemi diskreetne impulsskaja

- on süsteemi reaktsioon ühikimpulsile sisendis



$$\delta[n] = 1, \text{ kui } n=0 \text{ ja } \delta[n] = 0, \text{ kui } n \neq 0.$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

15

Väljundsignaale

- Saab leida ka ahendsummana (*Duhamel* i integraali analoog)

$$y^*[z] = x^*[z] \cdot H^*[z] \text{ ja}$$

$$y[n] = \sum_{m=0}^n x[m] h[n-m] = \sum_{m=0}^n x[n-m] h[m]$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

16

Mitterekursiivne digitaalse filtri algoritm

- Algoritmi heaks omaduseks on see asjaolu, et iga väljundmüra diskreet arvutatakse ainult sisendmüra diskreetide kaalutud summana. See tähendab, et süsteemi on realiseeritud selliselt, et puudub tagasiside

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

17

Kui diskreetse süsteemi

- ülekanne on murdratsionaalne:

$$H^*[z] = \frac{z^M + b_{M-1}z^{M-1} + \dots + b_1z + b_0}{z^N + a_{N-1}z^{N-1} + \dots + a_1z + a_0},$$

$$\text{kui } M \leq N$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

18

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

siis

$$y^*[z] = \frac{z^M + b_{M-1}z^{M-1} + \dots + b_1z + b_0}{z^N + a_{N-1}z^{N-1} + \dots + a_1z + a_0} \cdot x^*[z]$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 19

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

sisend ja väljundprotsesse

- seob rekurrentne võrrand

$$y^*[z](z^N + a_{N-1}z^{N-1} + \dots + a_1z + a_0) = x^*[z](z^M + b_{M-1}z^{M-1} + \dots + b_1z + b_0), \text{ ja kui } M = N-1, \text{ siis}$$

$$y^*[z](1 + a_{N-1}z^{-1} + \dots + a_1z^{-(N-1)} + a_0z^{-N}) = x^*[z]z^{-1}(1 + b_{M-1}z^{-1} + \dots + b_1z^{-(M-1)} + b_0z^{-M})$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 20

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Mida saab realiseerida

- rekursiivselt

$$y[n] + a_{N-1}y[n-1] + \dots + a_1y[n-(N-1)] + a_0y[n-N] = x[n-1] + b_{M-1}x[n-(1+1)] + \dots + b_1x[n-M] + b_0x[n-(M+1)]$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 21

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

N tähistab diskreetse süsteemi järku

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 22

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Märkus

- Paneme tähele, et jooksva diskreeti $y[n]$ arvutamiseks kasutatakse N eelmist väljundmüra diskreeti ja $M+1$ eelmist sisendmüra diskreeti.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 23

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tagasiside

- Eelmiste väljundmüra diskreetide kasutamine on sisuliselt tagaside sisseviimine diskreetse süsteemi realiseerimise struktuuri..

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 24

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Igasugune algoritm teisendub

- On hästi teada tõsiasi, et mistahes digitaalne filter võib olla realiseeritud kas rekursiivse või mitterekursiivse algoritmina.
- Kui diskreetse süsteemi ülekanne on murdratsionaalne, siis on mistahes rekursiivne algoritm teisendatav mitterekursiivseks ja vastupidi

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 25

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Diskreetset süsteemi sageduskarakteristik

- Tuletatakse diskreetsest ülekandest

$$\mathcal{N}^*[j\omega, \Delta t] = H^*[z = e^{j\omega\Delta t}]$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 26

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Sageduskäik

- on

$$H^*[z = e^{j\omega\Delta t}] = A_H + jB_H$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 27

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Amplituudi sageduskäik

- on

$$\sqrt{A_H^2 + B_H^2}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 28

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Diskreetse süsteemi sageduskarakteristik

- erineb oluliselt mistahes pideva süsteemi sageduskarakteristikust sellega, et üldjuhul peale sõltuvuse sagedusest ω sõltub ta ka diskreetimise intervallist Δt

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 29

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Diskreetse süsteemi sageduskarakteristik

- on perioodiline perioodiga Δt

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 30

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Amplituudi sageduskäik

ω

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 31

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tähelepanu!

- Enne digitaaltöötlust korralik analoogfilter!

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 32

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Diskreetsete süsteemide ajaline analüüs

- (kasutatakse impulsskaja)
- Selle meetodiga saab leida väljundmüra keskvaartuse, AKF-i ja dispersiooni.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 33

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

a) väljundmüra keskvaartus

$$\overline{y[n]} = \sum_{m=0}^n \overline{x[m]h[n-m]} =$$

$$= \sum_{m=0}^n \overline{x[m]}h[n-m]$$

ja kui, $\overline{x[m]} = a$, siis

$$\overline{y[n]} = a \sum_{m=0}^n h[n-m]$$

kui, $\overline{x[m]} = 0$, siis

$$\overline{y[n]} = 0$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 34

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

b) Väljundmüra AKF leiame kasutades sama valemit kaks korda:

$$\mathfrak{R}_y[n_1, n_2] = \overline{y[n_1] \cdot y[n_2]} =$$

$$= \sum_{m=0}^{n_1} x[m]h[n_1-m] \cdot \sum_{u=0}^{n_2} x[u]h[n_2-u] =$$

$$= \sum_{m=0}^{n_1} \sum_{u=0}^{n_2} \overline{x[m]x[u]}h[n_1-m] \cdot h[n_2-u] =$$

$$= \sum_{m=0}^{n_1} \sum_{u=0}^{n_2} \mathfrak{R}_x[m, u]h[n_1-m]h[n_2-u]$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 35

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Sisendmüra on “valge”

- Sisendmüra diskreetne AKF on

$$\mathfrak{R}_x[m, u] = \mathfrak{R}_x[u-m] =$$

$$= \sigma_x^2 \cdot \delta[u-m] = \sigma_x^2 \delta[m]$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 36

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Väljundmüra AKF

- avaldis lihtsustub:

$$\Re_y[n_1, n_2] = \sigma_x^2 \sum_{m=0}^{n_1} h[n_1 - m] \cdot h[n_2 - m]$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 37

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Kui

$$n_1 = n_2 = n$$

siis

$$\sigma_y^2[n] = \sigma_x^2 \cdot \sum_{m=0}^n h^2[n - m]$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 38

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Näide

- Leiame väljundmüra keskvaartuse, AKF –i ja väljundmüra dispersiooni, kui
- diskreetse süsteemi impulsskaja on

$$h[n] = d^n$$

- sisendis on statsionaarne diskreetne “valge” müra ja tema keskvaartus on null

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 39

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Z - teisenduste tabelist

- Leiame,

$$H^*[z] = Z\{d^n\} = \frac{z}{z + d}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 40

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Sellise süsteemi jaoks

- On

$$N = M = 1$$

- (esimest järku diskreetne süsteem)

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 41

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Stabiilne filter (mille impulsskaja sumbub, kui n suureneb lõpmatult)

- On siis, kui juur $z_1 + d = 0 \Rightarrow z_1 = -d$
- jääb ühikringjoone sisse, st

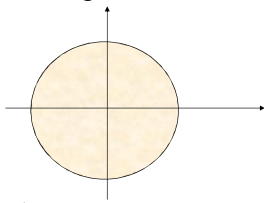
$$-1 \leq d \leq 1$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 42

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Üldine stabiilsuse nõue

- murdratsionaalse ülekandega diskreetse filtri jaoks



A unit circle is shown in the complex plane with horizontal and vertical axes. The circle is centered at the origin and has a radius of 1.

- **stabiilne ala**
– ringjoone raadius on 1

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 43

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

kui

$$0 \leq d < 1$$

- Siis on filter monotoonselt sumbuva impulsskajaga ja sisuliselt sarnane RC-filtriga

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 44

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

kui

$$-1 \leq d < 0$$

- siis sellise filtri impulsskaja muudab sõltuvalt diskreedi numbrist märki, positiivsed ja negatiivsed diskreedid hakkavad vahelduma. Saame sisuliselt võnkuva iseloomuga impulsskaja.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 45

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

N B!

- Sellise süsteemiga sarnast ahelat pidevate lineaarsete süsteemide hulgas ei tunda.
- Analoogethnikas ei saa teha esimest järku võnkuva iseloomuga impulsskajaga sidu.

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 46

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Väljundmüra AKF

- on

$$\mathfrak{R}_y[n_1, n_2] = \sigma_\eta^2 \sum_{m=0}^{n_1} d^{n_1-m} \cdot d^{n_2-m} =$$

$$= \sigma_\eta^2 \sum_{m=0}^{n_1} d^{n_1+n_2-2m} = \sigma_\eta^2 d^{n_1+n_2} \sum_{m=0}^{n_1} d^{-2m}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 47

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

asendades $n_1 = n$ ja $n_2 = n + u$, saame

$$\mathfrak{R}_y[n, u] = \sigma_\eta^2 d^{2n+u} \left(1 + \sum_{m=1}^n d^{-2m} \right) =$$

$$\sigma_\eta^2 d^{2n+u} \left(1 + \sum_{m=1}^n d^{-2m+2} d^{-2} \right) =$$

$$= \sigma_\eta^2 d^{2n+u} \left(1 + d^{-2} \frac{1-d^{-2n}}{1-d^{-2}} \right) = \sigma_\eta^2 \frac{d^{2n} (d^{-2n} - d^2)}{1-d^2} \cdot d^u =$$

$$\sigma_\eta^2 \cdot \frac{1-d^{2n+2}}{1-d^2} \cdot d^{|u|}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 48

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Väljundmüra dispersiooni

- Leiame, kui $u = 0$

$$\Re_y[n, u = 0] = \sigma_\eta^2 \cdot \frac{1 - d^{2n+2}}{1 - d^2}$$

22.01.2013
IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar
49

9. Mürade mõju mittelineaarsetele struktuuridele.

- Analüüs on tihti keeruline, eriti kui võtta arvesse ka diferentsiaalseid võrrandeid
- Lihtsustused.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

1

Signaal/müra segu mõju mittelineaarsetele lihtteisendusele

- Hukliikmeline esitus

$$y(t) = f(x) = ax(t) + bx^2(t)$$

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

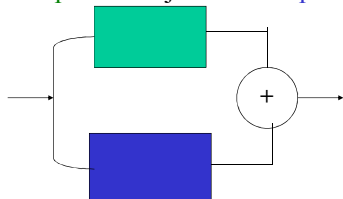
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

2

Märkus

- Mittelineaarne element koosneb **lineaarsest komponendist** ja **ruutkomponendist**



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

3

Leiame

- keskväärtuse

$$\begin{aligned} \overline{y(t)} &= \overline{a[s(t) + n(t)] + b[s(t) + n(t)]^2} = \\ &= a[\overline{s(t)} + \overline{n(t)}] + b[\overline{s^2(t)} + 2\overline{s(t)n(t)} + \overline{n^2(t)}] = \\ &=_{\text{kui } \overline{n(t)}=0} a\overline{s(t)} + b\overline{s^2(t)} + b\sigma_n^2 \end{aligned}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

4

Signaal

- On harmooniline juhusliku algfaasiga

$$s(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

$$\varphi \mapsto \frac{1}{2\pi}, -\pi \leq \varphi \leq \pi$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

5

Sellise signaali

- Keskvaartus on

$$\overline{s(t)} = \int_{-\pi}^{\pi} U_m \cos(\omega_0 t + \varphi) \cdot \frac{1}{2\pi} d\varphi = 0$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

6

Signaali ja müra korrutise keskväärtus

- Annab ka

$$\overline{s(t)n(t)} = 0$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

7

Lõplikult

- Saame keskväärtuseks

$$\overline{y(t)} = b \left[\frac{U_m^2}{2} + \sigma_n^2 \right]$$

$$\sigma_n^2$$

On müra dispersioon

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

8

Sisendmüra AKF ja spektraaltihedus on

$$\mathfrak{R}_n(\tau) \Leftrightarrow G_n(\omega)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

9

Signaali ja müra segu autokovariatsiooni

- Funktsioon on

$$\begin{aligned} K(t_1, t_2) &= \overline{y(t_1)y(t_2)} = \\ &= \overline{\{[s(t_1) + n(t_1)] + b[s(t_1) + n(t_1)]^2\} \{[s(t_2) + n(t_2)] + b[s(t_2) + n(t_2)]^2\}} \end{aligned}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

10

Väljundis annab signaali ja müra segu AKF

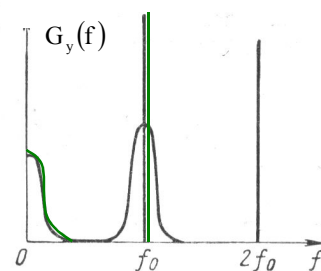
$$\begin{aligned} \mathfrak{R}(t_1, t_2) &= K(t_1, t_2) - \overline{y(t_1)y(t_2)} =_{t_2-t_1=\tau} \\ &= a^2 \frac{U_m^2}{2} \cos \omega_0 \tau + b^2 \frac{U_m^4}{8} \cos 2\omega_0 \tau + \\ &+ a^2 \sigma_n^2 \mathfrak{R}_n(\tau) + 2b^2 U_m^2 \sigma_n^2 \mathfrak{R}_n(\tau) \cos \omega_0 \tau + \\ &+ 2b^2 \sigma_n^4 \mathfrak{R}_n^2(\tau) \end{aligned}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

11

Väljundsegu AKF abil saab arvutada väljundsegu spektri



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

12

Märkus

- Mittelineaarsest lihtteisendusest tekib uusi väljundsegu spektrikomponente

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

10. Vastuvõtu ülesanded

- Kuidas töödelda segu mürade ja häirete korral

$$z(t) = s(t, \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M) \otimes x(t) \otimes h(t)$$

Harry L. Van Trees Detection, Estimation and Modulation Theory 2001, esimene trükk 1968

Massachusetts Institute of Technology (MIT)
alates 1988. a. on H. L. Van Trees George Mason University s

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 1

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Häirekindluse ja häirekaitstuse kindlustamine

- Mõjutada mürade ja häirete allikaid
 - Elekter
 - Elemendid
 - Maandused
 - Jne.....
- Suurendada signaallikate võimsust ja kasutada suunatud antenne
- Optimeerida vastuvõttu
- Kasutada erinevate omadustega signaale

A. Kotelnikov

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 2

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Vastuvõtu ülesannete klassikaline jaotus

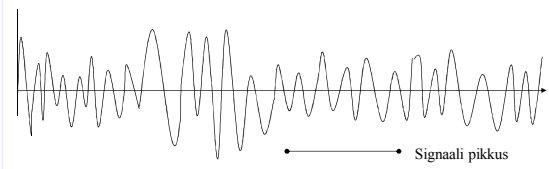
- Signaali(de) avastamine (ja ka)
- Signaali(de) eristamine
 - laias aprioorses ajalisel intervallis
 - kitsas aprioorses ajalisel intervallis
 - (võime nimetada ka signaali parameetrite jämedakoeliseks mõõtmiseks)
- Signaali parameetrite hindamine (mõõtmine)
- Signaali parameetri muutumiste taastamine
 - (optimaalne demodulatsioon)

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 3

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

1. Signaali(de) avastamine

- Lihtne ülesanne: lõpliku pikkusega signaali avastamine müra foonil (**kas signaali üldse on**)

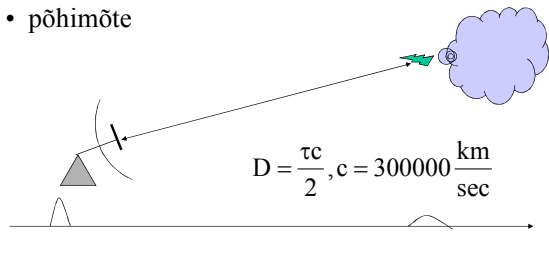


22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 4

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Impulss-radartehnika

- põhimõte

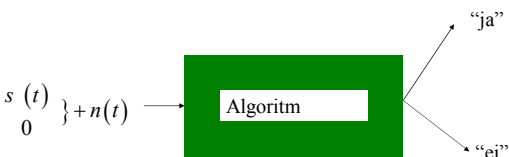


$$D = \frac{\tau c}{2}, c = 300000 \frac{\text{km}}{\text{sec}}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 5

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Signaalide avastaja struktuur



22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 6

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Avastamise võimalikud tüüpülesanded

- Signaal
 - “ja”
 - “ei”

1. hüpotees
2. alternatiiv

Radar- ja sonar tehnika tüüpülesanne
Laias aprioorses ajalisel intervallis
Kitsas aprioorses ajalisel intervallis

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 7

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

2. Signaalide eristamine

Eristaja struktuur

$s_0(t)$
 $s_1(t)$ } + $n(t)$ → **Algoritm** → 1^*
 0^*

Sidetehnika tüüpülesanne

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 8

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Eristamise võimalikud tüüpülesanded

- Eristamine mitme alternatiiviga

$z(t)$ → **Algoritm** → 1
2
..
M

Raadioside tehnika tüüpülesanne

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 9

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Keerulisemad ülesanded

$z(t)$ → **Töötlus** → “ja”
“ei”
A
B
..
[Graph]

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 10

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

. 1) Avastamise ülesanded

- Signaalitüübid
 - teada olevate parameetritega signaalid müra foonil
- Avastamise rakendused
 - 1. Sünkroonsed digitaalsed sidesüsteemid
 - 2. Kujundite äratundmine

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 11

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

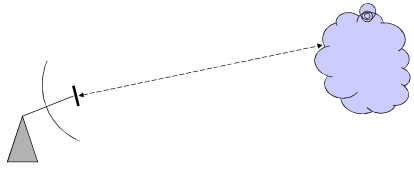
- Signaalitüübid
 - Mitte teada olevate parameetritega signaalid müra foonil
- Avastamise rakendused
 - 1. Tavalised primaarradarid ja sonarid
 - 2. Objektide klassifitseerimine (mitte teadaolevalt paigutatud)
 - 3. Digitaalsed sidesüsteemid mitteteadaolevate algfaasidega.
 - 4. Aeglase hääbumistega digitaalsed sidekanalid

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 12

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Objektide klassifitseerimine (mitte teadaolevalt paigutatud)

- Mis see on?



22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 13

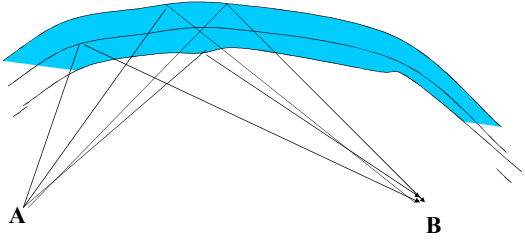
Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

- Signaalitüübid
 - Juhuslikud signaalid müra foonil
- Avastamise rakendused
 - 1. Hajuspeegeldustega digitaalsed sidekanalid.
 - 2. Passiivne hüdrokeustika
 - 3. Seismiliste signaalide avastamine
 - 4. Raadioastronoomia

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 14

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Hajuspeegeldustega digitaalsed sidekanalid.



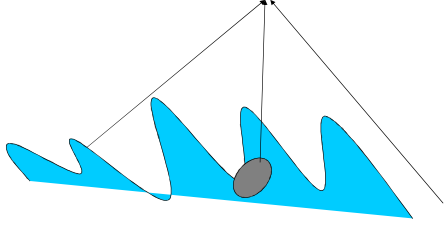
Andmeedastus punktide A ja B vahel

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 15

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Passiivne hüdrokeustika

- Passiivne vastuvõtmine



22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 16

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

B) Hindamisülesanded

- Signaalitüübid
 - teadaolevate parameetritega signaalid müra foonil
- Hindamise rakendused
 - 1. Faasiliselt sünkroniseeritud AIM, SIM, FIM sidesüsteemid
 - 2. Inertsiaalsüsteemide vead

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 17

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

- Signaalitüübid
 - Tundmatute parameetritega signaalid müra foonil
- Hindamise rakendused
 - 1. Kauguste, kiiruste ja nurkade mõõtmised radar ja sonarite tehnikas
 - 2. Diskreet (aeg) - pidevad sidesüsteemid (mitte teadaoleva algfaasi ja amplituudiga kanalid)

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 18

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

• Signaalitüübid – Juhuslikud signaalid müra foonil	• Hindamise rakendused – 1. Spektraaltiheduse parameetrite hindamine – 2. Objekti kauguse, Doppleri laienemise parameetrite hindamine radar ja sonar tehnikas – 3. Kiiruse mõõtmine raadioastronoomias – 4. Objekti parameetrite hindamine passiivsete sonarite tehnikas – 5. Maa-ala kaardistuse radarid
--	---

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 19

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Maa-ala kaardistuse radarid

- Saame radarkaardi

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 20

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

C) Modulatsiooniteooria ülesanded

• Signaalitüübid – teadaolevate parameetritega signaalid müra foonil	• Modulatsiooniteooria rakendused – 1. Tavalised AM, SM ja FM sidesüsteemid – 2. Optimaalne filtreerimine – 3. Tagasisidega optimaalsed süsteemid
---	---

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 21

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

• Signaalitüübid – teadaolevate parameetritega signaalid müra foonil	• Modulatsiooniteooria rakendused – 4. Edastuskanali parameetrite mõõtmine – 5. Satelliitide orbiitide parameetrite mõõtmine – 6. Seismiliste ja hüdroakustiliste signaalide hindamine – 7. Digitaalsete süsteemide sünkroniseerimine
---	--

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 22

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

• Signaalitüübid – Tundmatute parameetritega signaalid müra foonil	• Modulatsiooniteooria rakendused – 1. Tavalised faasiselt sünkroniseerimata sidesüsteemid – 2. Edastuskanali parameetrite hindamine sisendsignaali mitteteadaoleva algfaasi tingimustes
---	---

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 23

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

• Signaalitüübid – Juhuslikud signaalid müra foonil	• Modulatsiooniteooria rakendused – 1. Analogsidesüsteemid juhuslike parameetritega edastuskanalitega – 2. Ajaliselt muutuvate parameetritega protsesside statistikate hindamine – 3. Süsteemi karakteristikute hindamine
--	---

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 24

Vahendid statistiliseks optimeerimiseks

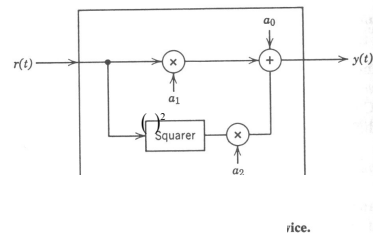
- Struktuurid
- Kriteeriumid
- (Aprioorne) informatsioon

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

25

Näide 1



Optimeerida
kordajad
 a_0
 a_1
 a_2

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

26

Struktuur

- On olemas ja esitatud joonisel
 - kuid milleks?
 - Leida $r(t)$ -st signaal $s(t)$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

27

Kriteerium

- Millist tulemust pidada heaks
 - ruutkeskmise miinimumi järgi

$$\varepsilon^2(t) = \overline{[y(t) - s(t)]^2} \Rightarrow \min$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

28

(Aprioorne) informatsioon segu kohta

- Reegel
 - midagi peab teadma signaali kohta
 - midagi peab teadma müra kohta
 - midagi peab teadma segu kohta

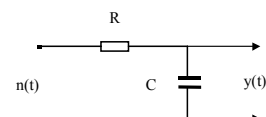
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

29

Näide 2

- Lihtne RC madalpääs filter



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

30

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Struktuur

- On olemas
 - muuta ja valida saab väärtust $RC = T$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 31

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Kriteerium

- Signaali ja müra suhe
 - milline suhe
 - parimal juhul on see suhe tarvis viia maksimaalselt võimalikuks

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 32

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

(Aprioorne) informatsioon

- Signaal
 - täisnurkne impulss kestvusega τ
 - amplituudiga
- müra
 - normaalne ja laiaribaline, keskmine võimsus antud
- segu
 - aditiivne, lihtne

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 33

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

11. Optimaalne avastamine

- Aprioorne tõenäosus
- Aposterioorne tõenäosus
- Tõepärasuse funktsioon

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 1

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tõepärasuse funktsioon

$y(t) = s_x(t) \otimes h, n(t)$
 $s_x(t), x$
 $h, n(t)$
 $W(x, y) = W(x)W_x(y) = W(y)W_y(x)$
 $W(x), W(y)$
 $W_x(y)$
 $W_y(x)$
 $x_1, x_2, \dots, x_k; x(t)$

Vastuvõtja sisendsignaali
Edastatud signaal
Häired ja mürad

Aprioorsed tõenäosused
Sisendsignaali tinglik tõenäosus tuntud x korral
Aposterioorne tõenäosus

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 2

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Valemid

$$W_y(x) = \frac{1}{W(y)} W(x) W_x(y) = k W(x) W_x(y)$$

$$W_x(y)$$

A. Kotelnikov

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 3

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Näide

$$y(t) = s_x(t) + n(t)$$

$$n(t) = \sum_{i=1}^{2F_{\max}T} n(i\Delta t) \frac{\sin 2\pi F_{\max}(t - i\Delta t)}{2\pi F_{\max}(t - i\Delta t)}$$

$$\Delta t = \frac{1}{2F_{\max}}$$

$$\frac{T}{\Delta t} = N \gg 1, F_{\max} \geq f_m$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 4

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Näide

$$y(t_i) = s_x(t_i) + n(t_i)$$

$$W_x[y(t_i)] = W_n[y(t_i) - s_x(t_i)]$$

$$W_n[n(t_i)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{n^2(t_i)}{2\sigma^2}\right\}$$

$$W_x[y(t_i)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{(n(t_i) - s_x(t_i))^2}{2\sigma^2}\right\}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 5

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Selgitus

$$R_n(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi F_{\max}} N_0 \cos \omega \tau d\omega = N_0 F_{\max} \frac{\sin 2\pi F_{\max} \tau}{2\pi F_{\max} \tau}$$

$$= \sigma^2 \frac{\sin 2\pi F_{\max} \tau}{2\pi F_{\max} \tau}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 6

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Valimi jaoks suurusega N

$$W_x(y) = \prod_{i=1}^N W_x[y(i\Delta t)] = \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right]^N \times \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N [y(i\Delta t) - s_x(i\Delta t)]^2 \right\}$$

$$\frac{1}{2F_{\max}} \sum_{i=1}^N [y(i\Delta t) - s_x(i\Delta t)]^2 = \int_0^T [y(t) - s_x(t)]^2 dt$$

$$W_x(y) = \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right]^N \times \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - s_x(t)]^2 dt \right\}$$

A. Kotelnikov

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 7

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Analüüs

$$W_x(y) = \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right]^N \times \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t)]^2 dt + \frac{2}{N_0} \int_0^T [y(t)s_x(t)] dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T [s_x(t)]^2 dt \right\}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 8

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tõenäosuste suhe avastamiseks

$$x_1 \rightarrow \text{"signaal on"}$$

$$x_0 \rightarrow \text{"signaali ei ole"}$$

$$B(x) = \frac{W_x(x_1)}{W_x(x_0)} = \frac{W(x_1)W_{x_1}(y)}{W(x_0)W_{x_0}(y)} = \frac{W(x_1)}{W(x_0)} \Lambda(x)$$

$$\Lambda(x) = \frac{W_{x_1}(y)}{W_{x_0}(y)}$$

$$\Lambda(x) \geq \frac{W(x_0)}{W(x_1)} B = \Lambda_0 \rightarrow \text{"signaal on"}$$

$$\Lambda(x) < \frac{W(x_0)}{W(x_1)} B = \Lambda_0 \rightarrow \text{"signaali ei ole"}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 9

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Optimaalne avastaja

Otsustamine tõepärasuse suhte maksimumi järgi

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 10

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Optimaalse vastuvõtja kriteeriumid

Tinglikud tõenäosused

$\hat{D} = 1 - D$	Signaali mitteavastamine (Objekti kaotamine)
D	Signaali õige avastamine
$F = 1 - \hat{F}$	Valeavastamise tõenäosus (valealarm)
$\hat{F}$	Õige mitteavastamine

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 11

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Mittetinglikud tõenäosused

$$P_1 = W(x_1)D$$

$$P_2 = W(x_0)\hat{F}$$

$$P_3 = W(x_1)\hat{D}$$

$$P_4 = W(x_0)F$$

$$\sum_{i=1}^4 P_i = 1$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 12

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Keskmine risk, vähima keskmise riski kriteerium

$$\bar{R} = \sum_{i=1}^4 R_i P_i$$

$$\bar{R} = R_F F W(x_0) + R_D \hat{D W}(x_1) \rightarrow \min$$

Keskmise riski miinimumi kriteerium
Vähima keskmise riski kriteerium

Sidetehnika

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 13

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Ideaalse vaatleja kriteerium

$$\bar{R} = F W(x_0) + D \hat{W}(x_1) \rightarrow \min$$

Sidetehnika

Maksimaalse tõepärasuse kriteerium

$$\bar{R} = F + \hat{D} \rightarrow \min$$

Apriorsed tõenäosused pole teada
Valearm ja objekti kaotamine on ühesuguselt ohtlikud

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 14

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Neymann – Pearsoni kriteerium

$$F = \text{const}$$

$$\hat{D} \rightarrow \min$$

Radar- ja sonartehnika

Järjestikulise vaatleja kriteerium (Wald)

$$\Lambda(i) \geq \Lambda_K = \frac{D}{F}$$

$$\Lambda(i) < \Lambda_M = \frac{1-D}{1-F}$$

Praktiline radar- ja sonartehnika

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 15

12. Optimaalse avastamise häirekindlus

Avastaja struktuur

$$s_x(t) = \begin{cases} s(t - \tau_D), & \text{"signaal on"} \\ 0, & \text{"signaali ei ole"} \end{cases}$$

$$\Lambda(x) = \frac{W_s(y)}{W_{s_0}(y)} = \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) s(t - \tau_D) dt - \frac{E_s}{N_0} \right\}$$

$$\frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) s(t - \tau_D) dt - \frac{E_s}{N_0} \geq \ln \Lambda_0 \rightarrow \text{"signaal on"}$$

$$\frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) s(t - \tau_D) dt - \frac{E_s}{N_0} < \ln \Lambda_0 \rightarrow \text{"signaali ei ole"}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

1

Tähistame lihtsamalt

$$\int_0^T y(t) s(t - \tau_D) dt = z$$

$$\frac{2}{N_0} z - \frac{E_s}{N_0} \geq \ln \Lambda_0 \rightarrow \text{"signaal on"}$$

$$\frac{2}{N_0} z - \frac{E_s}{N_0} < \ln \Lambda_0 \rightarrow \text{"signaali ei ole"}$$

$$z \geq \frac{N_0}{2} [\ln \Lambda_0 + \frac{E_s}{N_0}] \rightarrow \text{"signaal on"}$$

$$z < \frac{N_0}{2} [\ln \Lambda_0 + \frac{E_s}{N_0}] \rightarrow \text{"signaali ei ole"}$$

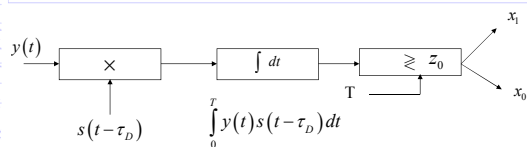
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

2

Optimaalse avastaja struktuurid

Korrelatsioonvastuvõtja (signaali kohta on kõik teada)

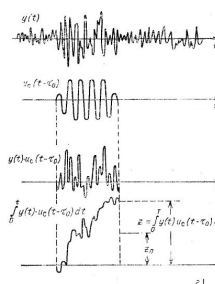


22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

3

Aegdiagrammid



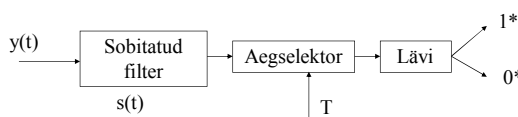
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

4

Optimaalse avastaja struktuurid

Vastuvõtja sobitatud filtriga (signaali kohta on kõik teada)



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

5

Avastamise kõverad

$$z(t) = \int_0^T y(t) s(t - \tau) dt, y(t) = s(t) + n(t);$$

$$\overline{z(t)} = \int_0^T [s(t) + n(t)] s(t - \tau) dt = E_s$$

$$\sigma_z^2 = \frac{N_0 E_s}{2}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

6

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Jaotusseadused

$$F = \int_0^{z_0} w_n(z) dz; F = 0,5 \left[1 - \Phi \left(\frac{z_0}{\sigma_z} \right) \right]$$

$$D = \int_{z_0}^{\infty} w_m(z) dz = 0,5 \left[1 + \Phi \left(\frac{E_s - z_0}{\sigma_z} \right) \right]$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 7

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Avastamise kõverad

$$q = \frac{E_s}{\sigma_z^2} = \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 8

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Optimaalse avastaja struktuurid

(signaal on tundmatu algaasiga)

Tinglik tõepärasuse suhe:

$$\Lambda_\varphi(x) = \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) s(t-\tau) dt - \frac{E_s}{N_0} \right\};$$

$$s(t-\tau) = U(t-\tau) \cos(\omega_0 t + \varphi);$$

$$w(\varphi) = \frac{1}{2\pi};$$

$$\Lambda(x) = \int_0^{2\pi} w(\varphi) \Lambda_\varphi(x) d\varphi$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 9

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Tõepärasuse suhe

$$\Lambda(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) U(t-\tau) \cos(\omega_0 t + \varphi) dt - \frac{E_s}{N_0} \right\} d\varphi;$$

$$z = \int_0^T y(t) U(t-\tau) \cos(\omega_0 t + \varphi) dt = \int_0^T y(t) [U(t-\tau) \cos \omega_0 t \cos \varphi - U(t-\tau) \sin \omega_0 t \sin \varphi] dt =$$

$$= \int_0^T y(t) [u_1(t) \cos \varphi + u_2(t) \sin \varphi] dt; z_1 = \int_0^T y(t) u_1(t) dt; z_2 = \int_0^T y(t) u_2(t) dt$$

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}; \cos \phi = \frac{z_1}{Z}; \sin \phi = \frac{z_2}{Z}; z = Z \left[\frac{z_1}{Z} \cos \varphi + \frac{z_2}{Z} \sin \varphi \right] = Z \cos(\phi - \varphi);$$

$$\Lambda(x) = \exp \left\{ -\frac{E_s}{N_0} \right\} \times \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp \left\{ \frac{2Z}{N_0} \cos(\phi - \varphi) \right\} d\varphi \right] = \exp \left\{ -\frac{E_s}{N_0} \right\} I_0 \left(\frac{2Z}{N_0} \right)$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 10

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Kahe kvadratuurkanaliga korrelatsioonvastuvõtja

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 11

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

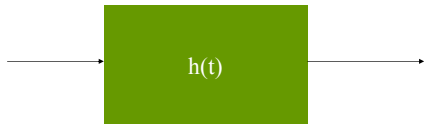
Avastamise kõverad

$$q = \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}$$

22.01.2013 IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar 12

12a. Optimaalne sobitatud filter

- struktuur



Lineaarne filter konkreetse signaali jaoks

Müra on "valge"

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

1

Kriteerium

- Maksimiseerib signaali hetkväärtuse ja müra efektiivväärtuse suhte absoluutseks võimalikuks

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

2

Valemina

- Signaal/müra suhe

$$\left(\frac{S}{M}\right) = \frac{\left[\int_0^T h(T-\tau)s(\tau)d\tau\right]^2}{\frac{N_0}{2} \int_0^T h^2(\tau)d\tau} \Rightarrow \max_{h(\tau)}$$

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

3

Tulemuseks

- Saame kasutades Schwarzi võrratust

$$h(\tau) = a \cdot s(T - \tau)$$

a on lihtsalt kordaja

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

4

Märkused

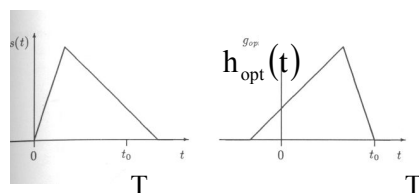
- Signaaliga sobitatud filtri impulsskaja on signaali peegelkujutis, väljundis nihutatud intervalli T võrra
- Aja momendiks $t = T$ maksimiseeritakse väljundsignaali hetkväärtus

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

5

Füüsikaliselt realiseeritav on ainult lõplike signaalidega sobitatud filter



22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

6

Väljundsignaal

- On sisendsignaali AKF, nihutatud aja T võrra:

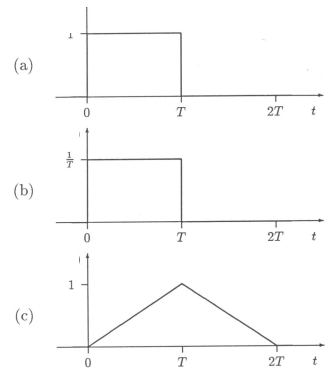
$$s_v(t) = \Re(t - T)$$

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

7

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar



22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

8

Tähistused

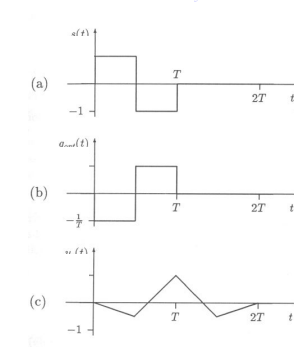
- a) sisendsignaali
- b) impulss-kaja
- c) väljundsignaal

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

9

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar



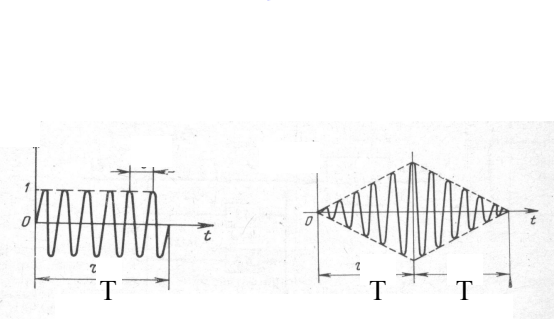
See signaal koosneb osadest

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

10

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar



Raadioimpulss

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

11

Tallinna Tehnikaülikool Raadio ja sidetehnika instituut Urve Madar

Saavutatav signaali ja müra suhe

- on

$$\left(\frac{S}{M} \right)_{\max} = \frac{s_v(t=T)}{\sigma_v} = \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}$$

$$E_s = \int_0^T s^2(t) dt \quad \text{On signaali energia}$$

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

12

Sobitatud filtri sageduskäik

- On moodustatud sisendsignaali kaaskompleks spektrist

$$\mathcal{N}_s(j\omega) = S_s(-j\omega)e^{-j\omega T}$$

Sageduskäik on leitud sobitatud filtri impulss-kaja abil

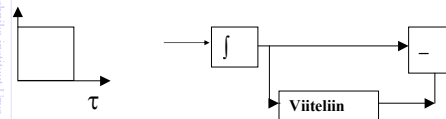
22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

13

Struktuurid

- Täisnurkne impulss



22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

14

Valemid

- Signaali spekter

$$S_s(j\omega) = \frac{1}{j\omega} (1 - e^{-j\omega T})$$

- Sobitatud filtri kompleksülekanne

$$\mathcal{N}(j\omega) = \frac{1}{j\omega} (e^{j\omega T} - 1)e^{-j\omega T},$$

kui $t = T$, siis

$$\mathcal{N}(j\omega) = \frac{a}{j\omega} (1 - e^{-j\omega T}) =$$

$$\frac{a}{j\omega} - \frac{a}{j\omega} e^{-j\omega T}$$

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

15

Struktuurid

- täisnurkne raadioimpulss

$$\mathcal{N}_r(j\omega) = \frac{a}{j(\omega - \omega_0)} [1 - e^{-j(\omega - \omega_0)T}] =$$

$$\frac{a}{j(\omega - \omega_0)} [1 - e^{j\omega_0 T} e^{-j\omega T}] \text{ kui } \frac{T}{T_0} = m, \text{ siis}$$

$$\mathcal{N}_r(j\omega) = \frac{a}{j(\omega - \omega_0)} [1 - e^{-j\omega T}]$$

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

16

Struktuurid

- täisnurksete koherentsete raadioimpulsside jada kordusperioodiga

$$T_p$$

$$\frac{T}{T_0} = m, \frac{T_p}{T_0} = n$$

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

17

- Sellise signaaliga sobitatud filtri kompleksülekanne koosneb kahest järjestikku ühendatud ülekandest



Üksiku raadioimpulsiga sobitatud ülekanne

Raadioimpulsiga jadaiga sobitatud ülekanne

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

18

Märkus

- Koherentsete impulsside jadast lisandub spektrile

$$\mathfrak{N}_j(j\omega) = 1 + e^{-j\omega T_p} + e^{-j\omega 2T_p} + e^{-j\omega 3T_p} + \dots + e^{-j\omega(N-1)T_p}$$

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

19

Signaali pikkus

- Impulsside jada lõpeb ajamomendil

$$T_1 = (N-1)T_p + T$$

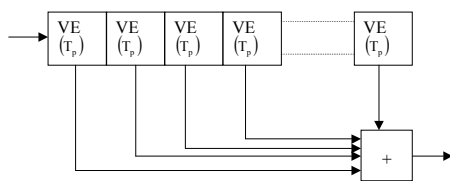
22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

20

Struktuur

- Jada jaoks



22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

21

Kui ülekandes

- tähistada

$$e^{-j\omega T_p} = q$$

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

22

saame

- Huvitava kuju

$$\mathfrak{N}_j(j\omega) = 1 + q + q^2 + q^3 + \dots + q^{N-1}, \text{ kui}$$

$N \rightarrow \infty$, siis

$$\mathfrak{N}_j(j\omega) = \frac{K_0}{1-q} = \frac{1}{1-e^{-j\omega T_p}}$$

22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

23

Sellist ülekannet võiks

- püüda realiseerida

$$\mathfrak{N}_p(j\omega) = \frac{K_0}{1 - K_0 \beta e^{-j\omega T_p}}$$

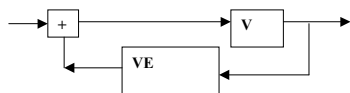
22.01.2013

IRZ0050 Häirekindlus Urve Madar

24

Struktuur

- Eksponentsiaalne koguja



Eksponentsiaalne koguja või

- **Kammfilter,**
 - kuna tema sageduskarakteristik meenutab ülespoolepööratud piidega kammi

13. Optimaalne eristamine

- Vastuvõtu poolel on tarvis kindlaks teha, kumb signaalidest edastati

$$s(t) + n(t) = \begin{cases} s_0(t) \\ s_1(t) \end{cases} + n(t), t = [0; \dots; \tau]$$

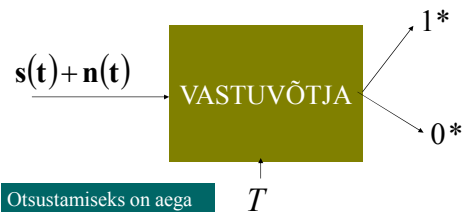
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

1

Eristaja struktuurskeem

- on



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

2

Vigasuse keskmine tõenäosus

- Leitakse valemiga

$$\mu = P(0)P_0(1^*) + P(1)P_1(0^*)$$

$P(0), P(1)$ SÕLTUMATUD TÕENÄOSUSED

$P_0(1^*)$ Tinglik tõenäosus

$P_1(0^*)$ Tinglik tõenäosus

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

3

Edastuskanal

- on sümmeetriline siis, kui

$$P_0(1^*) = P_1(0^*)$$

- Kui

$$P(0) = P(1) = \frac{1}{2} \quad \text{siis} \quad \mu = P_0(1^*) = P_1(0^*)$$

$$\mu \approx \frac{N_{vs}}{N_s} \Leftrightarrow P_v$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

4

Optimaalne vastuvõtja

- kriteerium

$$\mu \Rightarrow \min$$

vastuvõtja struktuur

või

$$f(\mu) \Rightarrow \min$$

vastuvõtja struktuur

“Idealse vaatleja” kriteerium
realiseeritakse aposterioorse
tõenäosuse maksimumi meetodiga

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

5

Tõepärasuste suhe funktsionaal

on

$$\Lambda(x) = \frac{W_{s_0}(y)}{W_{s_1}(y)} = \frac{\exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - s_0(t)]^2 dt\right\}}{\exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - s_1(t)]^2 dt\right\}};$$

$$\ln \Lambda(x) = -\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - s_0(t)]^2 dt + \frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - s_1(t)]^2 dt$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

6

Täpselt teada olevate signaalide optimaalse vastuvõtja algoritm

- Analüüsivastu vastuvõtja sisendis:

$$y(t) = s(t) + n(t) = \begin{cases} s_0(t) \\ s_1(t) \end{cases} + n(t), t = [0; \dots; \tau]$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

7

Algoritm

- Arvutatakse ruutkeskmised kaugused ja võrreldakse neid

$$\int_0^\tau (y(t) - s_0(t))^2 dt - \int_0^\tau (y(t) - s_1(t))^2 dt \geq \ln \frac{P(0)}{P(1)} \rightarrow 1^*$$

OTSUSTATAKSE LÄHIMA KAUGUSE JÄRGI

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

8

Eritingimused

- Kui $P(0) = P(1)$

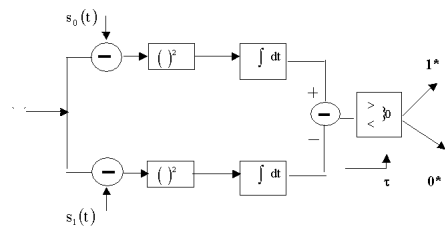
$$\int_0^\tau (y(t) - s_0(t))^2 dt - \int_0^\tau (y(t) - s_1(t))^2 dt \geq 0 \rightarrow 1^*$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

9

Optimaalse vastuvõtja struktuurskeem

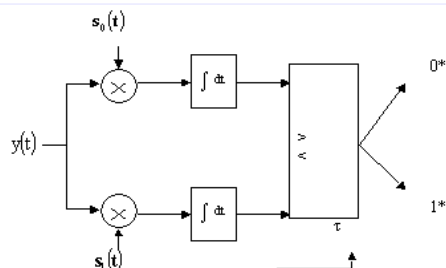


22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

10

Korrelatsioonvastuvõtja struktuur

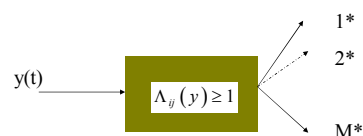


22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

11

M – signaali eristamine



$$\Lambda_y(y) \geq 1$$

Tõepärasuse suhte funktsionaal
(tõenäosuste jaotuse Radon – Nikodymi tuletis)

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

12

Tõepärasuste suhe

$$\Lambda_{ij}^{[N]}(y) \geq \frac{w_{s_i}(y_1, y_2, \dots, y_N)}{w_{s_j}(y_1, y_2, \dots, y_N)};$$

$$\Lambda_{ij}(y) = \lim_{N \rightarrow \infty} \Lambda_{ij}^{[N]}(y)$$

$$\ln \Lambda_{ij}(y)$$

$$\int_0^T s_i(t) y(t) dt > \int_0^T s_j(t) y(t) dt, \forall j \neq i \rightarrow i^*$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

13

M- signaali eristamise optimaalne vastuvõtja

on M – kanaliline korrelatsioonvastuvõtja
(tundmatu algfaasi korral on kanaleid vaja 2M)

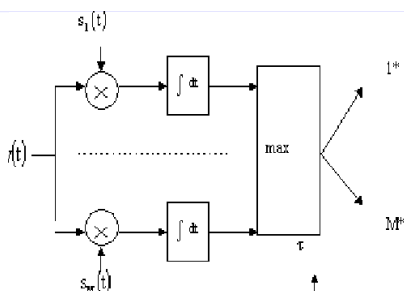
- fikseerimisega signaali lõpus ja
- valikuga suurima saavutatud väärtuse järgi

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

14

Täiesti teada oleva M – signaali eristamine



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

15

Tõepärasuse maksimumi meetodi (TMM)

- Omadused:
 1. Ei ole tarvis teada sümbole (signaalide) esinemise apriorseid tõenäosusi
 2. Kui kõik signaalid esinevad võrdsete apriorsete tõenäosustega, siis "ideaalse vaatleja" kriteerium annab TMM; järelikult tõepärasuse maksimumi meetodil töötav vastuvõtja kindlustab suurima õige vastuvõtu tõenäosuse.
 3. Kui signaali vastuvõtu vigasuse maksimum valida pöördvõrdeliselt signaalide apriorsete tõenäosustega, siis keskmise riski kriteerium annab tõepärasuse maksimumi meetodi.
 4. Tõepärasuse maksimumi meetodil ehitatud vastuvõtja maksimiseerib osalise informatsiooni hulga mis sisaldub vastuvõetud signaalis valitud hüpoteesi kohta.
 5. Edastuskanali mudel peab olema tõenäoliktult täiesti määratud.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

16

Tõepärasuse maksimumi meetodi (TMM)

- Teatud apriorse määramatuse korral (signaalidele lisanduvad mitmed mitte teadaolevate väärtustega parameetrid), st et

$$\Lambda_{ij,\Theta}^{[N]}(y) \geq \frac{w_{s_i,\Theta}(y_1, y_2, \dots, y_N)}{w_{s_j,\Theta}(y_1, y_2, \dots, y_N)};$$

$$\Lambda_{ij}(y) = \lim_{N \rightarrow \infty} \Lambda_{ij}^{[N]}(y);$$

$$\Theta = \{\Theta_1, \Theta_2, \dots, \Theta_m\}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

17

Apriorse määramatuse ületamiseks

1. Valida edastuskanali signaalid nii, et tõepärasuse suhte funktsionaal välistades rida parameetreid.
 - Näiteks, kui ei ole teada edastuskanali ülekande koefitsient, siis valides signaalidele ühesugused energiad, välistub tõepärasuse suhte funktsionaalist edastuskanali ülekanne.
2. Kasutada üldistatud tõepärasuse maksimumi meetodit.
 - See tähendab, et asendame

$$\Lambda_{ij,\Theta}(y)$$

$$\Theta \rightarrow \Theta^*$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

18

Täpsemalt

- saame

$$\Lambda_{ij, \Theta \rightarrow \Theta^*}^{[N]}(y) = \frac{w_{s_i, \Theta^*}(y_1, y_2, \dots, y_N)}{w_{s_j, \Theta^*}(y_1, y_2, \dots, y_N)};$$

$$\Lambda_{ij}(y) = \lim_{N \rightarrow \infty} \Lambda_{ij}^{[N]}(y);$$

$$\Theta^* = \{\Theta_1^*, \Theta_2^*, \dots, \Theta_m^*\}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

19

Aprioorse määramatuse ületamiseks

3. Kasutada minimaks kriteeriumi

St, et mitte teadaolevate parameetrite asemele valida sellised, et maksimeerida minimaalset vigasuse tõenäosust (halvimate tingimuste juures saada parimat tulemust).

(Minimaks kriteeriumiga võib saada mõned lokaalsed optimaalsed vastuvõtu meetodid, mis asümptootiliselt optimaalsed kui signaalide energiad lähenevad nullile).

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

20

Aprioorse määramatuse ületamiseks

4. Kasutada adaptiivset vastuvõttu

St, et mitte teadaolevate parameetrite asemele tõepärasuse suhtes kasutada eelnevaid parameetrite mõõdetulemusi.

Vastuvõtja struktuuri komponentide parameetrid muutuvad sõltuvalt sellest, millised olid signaalide parameetrite mõõdetud väärtused.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

21

14. Optimaalse eristamise häirekindlus.

Kahe **tuntud** signaali eristamise häirekindluse kõverad
 M – signaali eritamise häirekindluse kõverad (keerulisem signaalide vaheliste erinevate ruutkeskmiste kauguste tõttu)

Kahe tundmatu algaasiga signaalide eristamise kõverad

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

1

1. Häirekindluse kõverad kahe tuntud algaasiga signaali eristamiseks

- saadakse järgmiselt:
 Oletame, et vastuvõetud signaal on:

$$y(t) = s_1(t) + n(t)$$

Leiame, millise tõenäosusega kehtib võrratus

$$\int_0^T (y(t) - s_0(t))^2 dt - \int_0^T (y(t) - s_1(t))^2 dt < 0 \rightarrow 0^*$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

2

Teisendame

- Vasakut võrrandi poolt

$$\int_0^T (s_1(t) + n(t) - s_0(t))^2 dt - \int_0^T (s_1(t) + n(t) - s_1(t))^2 dt < 0 \rightarrow 0^*$$

$$\int_0^T (s_1(t) - s_0(t))^2 dt + 2 \int_0^T (s_1(t) - s_0(t))n(t) dt + \int_0^T n^2(t) dt - \int_0^T n^2(t) dt < 0$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

3

Teisendame võrrandeid veel

- Viies jättes vasakule poolele ainult juhusliku suuruse

$$\int_0^T (s_1(t) - s_0(t))n(t) dt < -\frac{d_{10}^2}{2}$$

$$\Theta < -\frac{d_{10}^2}{2}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

4

Leiame juhusliku suuruse jaotusseaduse.

- On teada, et see on normaalne ehk Gaussi jaotusseadus

$$\Theta \mapsto w(\Theta) = N(\sigma_\Theta, \bar{\Theta})$$

$$w(\Theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\Theta^2}} \exp\left\{-\frac{(\Theta - \bar{\Theta})^2}{2\sigma_\Theta^2}\right\}$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

5

Leiame

- keskvaartuse

$$\bar{\Theta} = \int (s_1(t) - s_0(t))n(t) dt = \int (s_1(t) - s_0(t))\overline{n(t)} dt = 0, \text{ kui } \overline{n(t)} = 0$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

6

Leiame

- tema autokorrelatsioonifunktsiooni kaudu

$$\mathfrak{R}_{\Theta}(t_1, t_2) = \overline{\int_0^T (s_1(t_1) - s_0(t_1))n(t_1)dt_1 \cdot \int_0^T (s_1(t_2) - s_0(t_2))n(t_2)dt_{21}} =$$

$$\int_0^T \int_0^T (s_1(t_1) - s_0(t_1))(s_1(t_{21}) - s_0(t_2))\overline{n(t_1)n(t_2)}dt_1dt_2$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

7

“Valge” segava müra korral

- saame

$$\sigma_{\Theta}^2 = \mathfrak{R}_{\Theta}(t_1 = t_2) \text{ ja } \overline{n(t_1)n(t_2)} = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2)$$

$$\sigma_{\Theta}^2 = \frac{N_0}{2} d_{10}^2$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

8

Sümbooli vigasuse tõenäosus

• On

$$\mu = \int_{-\infty}^{\frac{d_{10}^2}{2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\Theta}^2}} \exp\left\{-\frac{\Theta}{2\sigma_{\Theta}^2}\right\} d\Theta = \frac{1}{2} - \int_0^{\sqrt{\frac{d_{10}^2}{2N_0}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx =$$

$$= \frac{1}{2} - \Phi\left(\sqrt{\frac{d_{10}^2}{2N_0}}\right);$$

$$d_{10}^2 = \int_0^T (s_0(t) - s_1(t))^2 dt$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

9

Digitaalne faasmodulatsioon

$$\mu = \frac{1}{2} - \Phi\left(\sqrt{\frac{d_{10}^2}{2N_0}}\right);$$

$$d_{10}^2 = \int_0^T (s_0(t) - s_1(t))^2 dt$$

$$d_{FM}^2 = \int_0^T (U_m \cos(\omega_0 t + \varphi) - U_m \cos(\omega_0 t + \varphi + \pi))^2 dt = 4E_s$$

$$\mu_{FM} = \frac{1}{2} - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

10

Digitaalne ortogonaalne modulatsioon

$$\mu = \frac{1}{2} - \Phi\left(\sqrt{\frac{d_{10}^2}{2N_0}}\right);$$

$$d_{10}^2 = \int_0^T (s_0(t) - s_1(t))^2 dt$$

$$d_{OM}^2 = \int_0^T (U_m \cos(\omega_0 t + \varphi) - U_m \sin(\omega_0 t + \varphi))^2 dt = 2E_s$$

$$\mu_{OM} = \frac{1}{2} - \Phi\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

11

Digitaalne amplituudmodulatsioon passiivse pausiga

$$\mu = \frac{1}{2} - \Phi\left(\sqrt{\frac{d_{10}^2}{2N_0}}\right);$$

$$d_{10}^2 = \int_0^T (s_0(t) - s_1(t))^2 dt$$

$$d_{AM}^2 = \int_0^T (U_m \sin(\omega_0 t + \varphi))^2 dt = E_s$$

$$\mu_{AM} = \frac{1}{2} - \Phi\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}}\right)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

12

Digitaalne suhteline faasmodulatsioon

$$\mu_{SFM} = 2\Phi\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right)[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right)] \approx 2\mu_{FM}$$

NB! Edastuskanali mudeliks on mäluga kanal, vead esinevad tavaliselt paariti

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

13

2. M –signaali eristamise häirekindluse kõverad. (Terviklik vastuvõtmine).

- Kui vastuvõetud signaal on

$$y(t) = s(t) + n(t) = \begin{cases} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \dots \\ s_M(t) \end{cases}, n(t), t = [0, \dots, m\tau]$$

$$M = 2^m$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

14

Vigasuse tõenäosuse ülemine piir

$$\mu_i \leq \sum_{j=0}^{M-1} \mu_{ij}$$

$$\mu \leq (M-1) \max_{(i,j)} \mu_{ij};$$

$$\mu \leq (M-1) \left[\frac{1}{2} - \min_{(i,j)} \Phi\left(\sqrt{\frac{E_{i,j}}{2N_0}}\right) \right];$$

$$E_{i,j} = \int_0^T [s_i(t) - s_j(t)]^2 dt$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

15

15. Optimaalne hindamine. Kvaliteedipiirangud.

I. Signaali parameetrite optimaalne mõõtmine ehk hindamine.

$$s(t, \lambda) = s(t, \lambda_1; \lambda_2; \lambda_3; \lambda_4)$$

$$s(t, \lambda) = U_m(t - \tau) \sin[\omega(t - \tau) + \varphi]$$

$$\lambda_1 = U_m$$

$$\lambda_2 = \omega$$

$$\lambda_3 = \varphi$$

$$\lambda_4 = \tau$$

Saabumisenurgad, polarisatsiooni tasapinna nurk, signaali number, võimsus, kestvus, kordusperiood, signaal/müra suhe, sumbuvus, mürade intensiivsus ja statsionaarsus jms. Mõned parameetrid on vajalikud, mõned segavad. Mõned on ilmsed, mõned mitteilmsed.

1.1. Ülesande sisu ja klassifitseerimine

$$s(t, \lambda) = s(t, \lambda_1; \lambda_2; \lambda_3; \lambda_4; \dots; \lambda_{r+m}) + n(t); t \in [0; T]$$

$$\lambda_1; \lambda_2; \lambda_3; \dots; \lambda_r; \underbrace{\eta_1; \eta_2; \eta_3; \dots; \eta_m}_{\text{segavad}}$$

$$\lambda_1^*; \lambda_2^*; \lambda_3^*; \dots; \lambda_r^*$$

$$\lambda_1^*(t); \lambda_2^*(t); \lambda_3^*(t); \dots; \lambda_r^*(t)$$

Hindamine ja filtreerimine

Bayesi hinnangute piirangud on: hinnatavad parameetrid on juhuslikud ja nende tõenäosuse jaotusseadused on fikseeritud. Nii tekivad algoritmidele ranged aprioorsed kitsendused.

Mõistlik on valida algoritme, millistel neid kitsendusi on vähem. Kui parameetrid on vaatlusintervalli ajal kindlate väärtustega, siis on tegemist parameetrite hindamisega.

$$s(t, \lambda)$$

$$\lambda^T : \|\lambda_1; \lambda_2; \lambda_3; \lambda_4; \dots; \lambda_{r+m}\|$$

$$\lambda^T : \|\lambda_1; \lambda_2; \lambda_3; \dots; \lambda\|_r;$$

kasulikud

$$\eta_1; \eta_2; \eta_3; \dots; \eta_m$$

segavad

$$\lambda^T(t) : \|\lambda_1^*(t); \lambda_2^*(t); \lambda_3^*(t); \dots; \lambda_r^*(t)\|$$

Tavaliselt on matemaatikas vektor veerg-matriks

1.2.Riskid.

a. Keskmise risk

$$\lambda^* = \Psi(y(t))$$

$$\Pi(\lambda; \lambda^*)$$

$$\bar{\Pi} = \iint_{\lambda; \lambda^*} \Pi(\lambda; \lambda^*) w(\lambda) w_{\lambda}(\lambda^*) d\lambda d\lambda^* \xrightarrow{\Psi} \min$$

$$\bar{\Pi} = \iint_{\lambda; \lambda^*} \Pi(\lambda; \lambda^*) w(\lambda^*) w_{\lambda^*}(\lambda) d\lambda d\lambda^* =$$

$$= \int_{\lambda^*} w(\lambda^*) \left[\int_{\lambda} \Pi(\lambda; \lambda^*) w_{\lambda^*}(\lambda) d\lambda \right] d\lambda^*$$

$$\bar{\Pi}(y(t)) = \int_{\lambda} \Pi(\lambda; \lambda^*) w_{\lambda^*}(\lambda) d\lambda = \int_{\lambda} \Pi(\lambda; \lambda^*) w_{y(t)}(\lambda) d\lambda$$

b. Tinglik keskmise risk

$$\bar{\Pi}(y(t)) \xrightarrow{\Psi} \min$$

$$w_{y(t)}(\lambda)$$

$$w(\lambda)$$

Aposterioorne tõenäosus on küllaldaselt kõrge signaal/müra suhte korral alati oluliselt teravam, kui aprioorne tõenäosus.

1.3.Riski funktsioonid.

a. Ruutfunktsioon ja ruutvorm

$$\Pi(\lambda; \lambda^*) = \left| \lambda - \lambda^* \right|^T \|B\|(\lambda - \lambda^*); XB X^T = \sum_{i,j} b_{ij} x_i x_j$$

$$\|B\| = \|b_{ij}\|; i, j \in [1; r]; XB X^T > 0$$

$$\Pi(\lambda; \lambda^*) = b(\lambda - \lambda^*)^2$$

$$r+1$$

b. Astakfunksioon

$$\Pi(\lambda; \lambda^*) = 0; \left| \lambda - \lambda^* \right| \leq \frac{\Delta}{2}$$

$$\Pi(\lambda; \lambda^*) = 1; \lambda - \lambda^* > \frac{\Delta}{2}$$

$$\Pi(\lambda; \lambda^*) = 1; \lambda - \lambda^* < -\frac{\Delta}{2}$$

$$r+1$$

1.4. Hindamise algoritmid.

a. Aposterioorse tõenäosuse keskvärtusena kadude ruutfunktsiooni korral.

$$\overline{\Pi(\lambda; \lambda^*)} = \int_{\lambda} \left| \lambda - \lambda^* \right| \|B\|(\lambda - \lambda^*)^T w_{y(t)}(\lambda) d\lambda$$

$$\frac{d}{d\lambda} \overline{\Pi(\lambda; \lambda^*)} = 0 \rightarrow \lambda^* = \lambda_{opt}^*$$

$$\lambda_{opt}^* = \int_{\lambda} \lambda w_{y(t)}(\lambda) d\lambda$$

b. Aposterioorse tõenäosuse moodina järgi (maksimumi koht unimodaalses jaotusseaduses) kadude astakfunksiooni korral.

Kaofunktsioonidele pole tarvis anda suurt tähendust, sest tavaliselt on aposterioorsed jaotusseadused üsna teravad, unimodaalsed ja enamvähem sümmeetrilised.

c. Tõepärasuse funktsiooni maksimumi algoritm

$$w_{\lambda}(y(t))w(\lambda) = w(y(t))w_{y(t)}(\lambda)$$

$$w_{y(t)}(\lambda) = k_y w(\lambda) w_{\lambda}(y(t))$$

$$w_{y(t)}(\lambda) \rightarrow w(n(t)); s(t; \lambda)$$

tõepärasuse

funktsioon

$$w_{\lambda}(y(t))$$

d. Algoritm segavate parameetrite korral:

$$w_{y(t)}(\lambda) = \int_{\eta} w(\lambda, \eta) d\eta$$

Keskendada segavate parameetrite suhtes ja kasulikele leida Bayes i hinnang
Võib teha ka teisiti:

1. Hindame TPM järgi kõik parameetrid, ka segavad ja pärast valime vajalikud.
On võimalik, kui hindamise ajal segavad parameetrid ei muutu.
2. Kasutame keskendamist ja moodustame uue TPF.

II. Hinnangute kvaliteet. Cramer – Rao piirid

$w(\lambda)$ pole tavaliselt teada. Bayes i kriteeriumist on mõistlik loobuda ja minimax kriteeriumi kasutada pole ka mõtet.
Keerulised algoritmid, tulemus väga ettevaatlik.

2.1. Hinnangutel on rida omadusi:

a. nihketa hinnangud

$$\overline{\lambda^*} \rightarrow \lambda$$

b. asümptootiliselt nihketa

c. efektiivsed

$$\overline{(\lambda^* - \lambda)^2} \rightarrow \min$$

d. mõjusad ehk konsistentsed

$$\lambda^* \xrightarrow{P}_{N \rightarrow \infty} \lambda$$

2.2. Cramer - Rao võrratus (Rootsi matemaatik Harald Cramer)

(tingliku dispersiooni alumine piir nihketa hinnangule)

$$\overline{\lambda^* - \lambda} = \int_y (\lambda^* - \lambda) w_\lambda(y(t)) dy(t) = 0$$

$$\sigma_{\lambda^*}^2 = \int_y (\lambda^* - \lambda)^2 w_\lambda(y(t)) dy(t) \rightarrow \min$$

tuletis

$$1 = \int_y (\lambda^* - \lambda) \frac{dw_\lambda(y(t))}{d\lambda} dy(t)$$

$$\frac{d \ln w_\lambda(y(t))}{d\lambda} w_\lambda(y(t)) = \frac{dw_\lambda(y(t))}{d\lambda}$$

$$\int_y (\lambda^* - \lambda) \frac{d \ln w_\lambda(y(t))}{d\lambda} w_\lambda(y(t)) dy(t) = 1$$

Kasutame Bunjakovski - Schwarz'i võrratust

$$\int_y (\lambda^* - \lambda)^2 w_\lambda(y(t)) dy(t) \int_y \left(\frac{d \ln w_\lambda(y(t))}{d\lambda} \right)^2 w_\lambda(y(t)) dy(t) \geq$$

$$\geq \left| \int_y (\lambda^* - \lambda) \sqrt{w_\lambda(y(t))} \frac{d \ln w_\lambda(y(t))}{d\lambda} \sqrt{w_\lambda(y(t))} dy(t) \right|^2 = 1$$

$$\sigma_{\lambda^*}^2 \geq \frac{1}{\left(\frac{d \ln w_\lambda(y(t))}{d\lambda} \right)^2} = \frac{1}{-\frac{d^2 \ln w_\lambda(y(t))}{d\lambda^2}}$$

$$I_\Phi = \left(\frac{d \ln w_\lambda(y(t))}{d\lambda} \right)^2 = -\frac{d^2 \ln w_\lambda(y(t))}{d\lambda^2}$$

R. Fisheri informatsioon (1922)

Kui hinnatakse korraga mitut parameetrit siis on λ_i^* jaoks kehtiv

$$\sigma_{\lambda_i}^2 \geq \Phi_{ii}^{-1};$$

$$\Phi = \|\Phi_{ij}\|$$

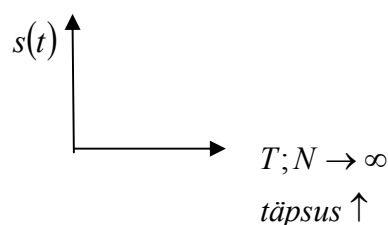
$$\Phi_{ij} = \frac{\overline{d \ln w_{\lambda}(y(t))}}{d\lambda_i} \cdot \frac{\overline{d \ln w_{\lambda}(y(t))}}{d\lambda_j} = \frac{\overline{d^2 \ln w_{\lambda}(y(t))}}{d\lambda_i d\lambda_j}$$

Efektiivse hinnangu olemasolu piisav ja küllaldane tingimus on, et

$$\lambda^* - \lambda = k(\lambda) \frac{d \ln w_{\lambda}(y(t))}{d\lambda}$$

2.3. Tõepärasuse maksimumi hinnangud.

Efektiivsus saavutatakse



Algoritm

$$\ln w_{\lambda^*}(y(t)) = \max_{\lambda} \ln w_{\lambda}(y(t))$$

Kui tõepärasuse funktsioon on diferentseeritav kõikide parameetrite järgi ja on olemas tuletiste teist järku momendid, siis kehtib TPM hinnangute jaoks:

1. Hinnangud on asümptootiliselt nihketa.
2. Hinnangud on asümptootiliselt efektiivsed.
3. Hinnangud on asümptootiliselt normaalsed korrelatsioonimaatriksiga $\|R\| = \|\Phi^{-1}\|$.
4. Kui üldse on olemas efektiivne hinnang, siis on see TPM hinnang
5. TPM hinnang on invariantne muutujate asendamise suhtes.
6. TPM hinnangud on asümptootiliselt Bayesi hinnangud.
7. TPM mitteteadaolevate signaali parameetrite hinnangud on asümptootiliselt vastastikku normaalsete tõenäosuse tihedusega jaotusseadustega juhuslikud suurused, milliste korrelatsioonimaatriks on Fichseri maatriksi pöördmaatriks.
8. TPM hinnangud on Bayesi hinnangud.

2.4. Tõepärasuse maksimumi hinnangute algoritm.

$$s(t, \lambda) + n(t); n(t) \Leftrightarrow \frac{N_0}{2}; \omega \in [-\infty; +\infty]$$

$$w_\lambda(y(t)) = k_1 \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - s(t, \lambda)]^2 dt \right\}$$

$$w_\lambda(y(t)) = k_y \exp \left\{ \frac{2Z(\lambda) - E(\lambda)}{N_0} \right\}$$

$$Z(\lambda) = \int_0^T y(t) s(t, \lambda) dt$$

$$E(\lambda) = \int_0^T s^2(t, \lambda) dt$$

Kui segavaid parameetreid on, siis on mõistlik nad kohe maha keskendada

$$w_\lambda(y(t)) = k_y \int_\eta \exp \left\{ \frac{2Z(\lambda) - E(\lambda)}{N_0} \right\} w(\eta) d\eta$$

Kui segavaks parameetriks on kõrgsagedusliku signaali algfaas φ

Signaal on reaalosa komplekssignaalist, mis on koostatud Hilberti teisenduse abil:

- A. Kui on tarvis hinnata kõiki parameetreid λ ja sealhulgas ka φ , siis tahetakse saada kõiki hinnanguid ja sealhulgas ka kõrgsagedusliku täite algfaasi. Keskendamist ei kasutata.

Parameetrid on energeetilised ja mitteenergeetilised. Igal juhul on vajalik tugisignaal ja korreleerida seda vastuvõetud signaaliga, muutes tugisignaali parameetrite väärtusi maksimeerida tõepärasuse funktsionaal

$$s(t, \lambda) = \operatorname{Re} \left\{ U(\dot{t}, \lambda) \exp(j\varphi) \exp(j\omega_0 t) \right\}$$

$$Z(\lambda) = \int_0^T y(t) \operatorname{Re} \left\{ U(\dot{t}, \lambda) \exp(j\varphi) \exp(j\omega_0 t) \right\} dt$$

$$= \int_0^T \operatorname{Re} y(\dot{t}) \operatorname{Re} \left\{ U(\dot{t}, \lambda) \cdot \exp(j\varphi) \cdot \exp(j\omega_0 t) \right\} dt$$

$$\operatorname{Re} x = \frac{x + x^\circ}{2}; x = a + jb; x^\circ = a - jb$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} y(\dot{t}) s(t, \lambda) \dot{t} dt = 0$$

$$Z(\lambda) = \operatorname{Re} \left\{ Z(\dot{\lambda}) e^{-j\varphi} \right\} = Z(\lambda) \cos \left(\varphi - \arg Z(\dot{\lambda}) \right)$$

$$Z(\lambda) = \frac{1}{2} \int_0^T y(\dot{t}) \dot{s}(t, \lambda)^\circ dt$$

$$Z(\lambda) = \left| Z(\dot{\lambda}) \right|$$

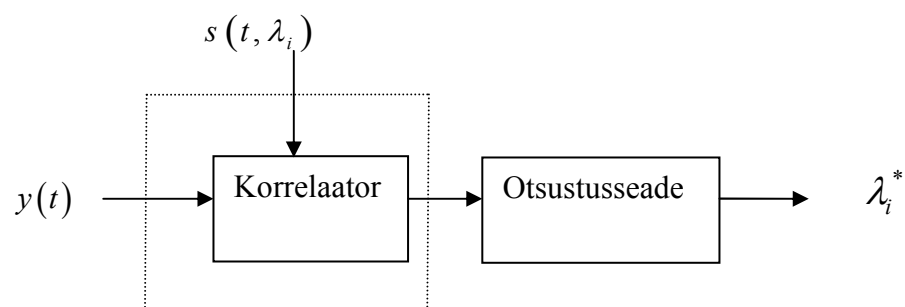
$$w_\lambda(y(t)) = k_y \exp \left\{ \frac{2Z(\lambda) \cos \left(\varphi - \arg Z(\dot{\lambda}) \right) - E(\lambda)}{N_0} \right\}$$

Hinnangud leitakse TP maksimumi järgi.

Ei ole keeruline aru saada, et aitab, kui

$$Z(\lambda^*) - \frac{E(\lambda^*)}{2} = \max_{\lambda} \left\{ Z(\lambda) - \frac{E(\lambda)}{2} \right\}$$

$$Z(\lambda^*) = \max_{\lambda} Z(\lambda)$$



Kui on vaja hinnata välja tuua, kuidas hinnata lisaks kõikidele parameetritele ka kõrgsagedusliku täite algfaasi, siis

$$Z(\lambda) = \operatorname{Re} \left\{ Z(\dot{\lambda}) e^{-j\varphi} \right\} = Z(\lambda) \cos \left(\varphi - \arg Z(\dot{\lambda}) \right)$$

$$\cos \left(\varphi - \arg Z(\dot{\lambda}) \right) \rightarrow 1$$

$$Z(\lambda^*) = \max_{\lambda} Z(\lambda)$$

$$\varphi^* = \arg Z(\dot{\lambda}^*)$$

Faasihinnang saadakse teiste parameetrite järgi.

Kui kõrgsagedusliku täite algfaas on segav parameeter, siis peab ta keskendama

$$w(\varphi) = \frac{1}{2\pi}; |\varphi| \leq \pi$$

$$w_{\lambda}(y(t)) = k_y \int_{-\pi}^{+\pi} \exp \left\{ \frac{2Z(\lambda) \cos \left(\varphi - \arg Z(\dot{\lambda}) \right) - E(\lambda)}{N_0} \right\} \frac{1}{2\pi} d\varphi =$$

$$= k_y I_0 \left(\frac{2Z(\lambda)}{N_0} \right) \exp \left\{ -\frac{E(\lambda)}{N_0} \right\}$$

I_0 Esimest liiki 0- järku modifitseeritud Bessel i funktsioon. Optimaalse detektori kõver.

x	$I_0(x)$
0	1,0000
0,2	1,0100
0,3	1,0226
0,4	1,0404
0,5	1,0635
0,6	1,0920
0,7	1,1236
0,8	1,1665
1,0	1,2661
2,0	2,280
3,0	4,881
4,0	11,302

B. Mõned erijuhtumid.

a. Olgu

$$\dot{y}(t) = \dot{Y}(t, \lambda) e^{j\omega_0 t}$$

$$\dot{s}(t, \lambda) = \dot{S}(t, \lambda) e^{j\omega_0 t}$$

$$\dot{Z}(t, \lambda) = \frac{1}{2} \int_0^T \dot{Y}(t, \lambda) \cdot \dot{S}(t, \lambda) dt$$

$$\lambda^* = \max_{\lambda} \dot{Z}(t, \lambda)$$

$$\varphi^* = \arg \dot{Z}(t, \lambda^*)$$

Saame algoritmid parameetrite ja algfaasi hinnanguteks.

b. Kvadratuurkanalitega algoritmid

Võttes arvesse Hilberti teisendusi ja Fourieri rea kohta kehtivat Parsevali teoreemi Hilberti ruumi kuuluvate signaalide kohta võib kirjutada:

$$\dot{s}(t, \lambda) = \dot{S}(t, \lambda) e^{j\omega_0 t} = s(t, \lambda) + j s_H(t, \lambda)$$

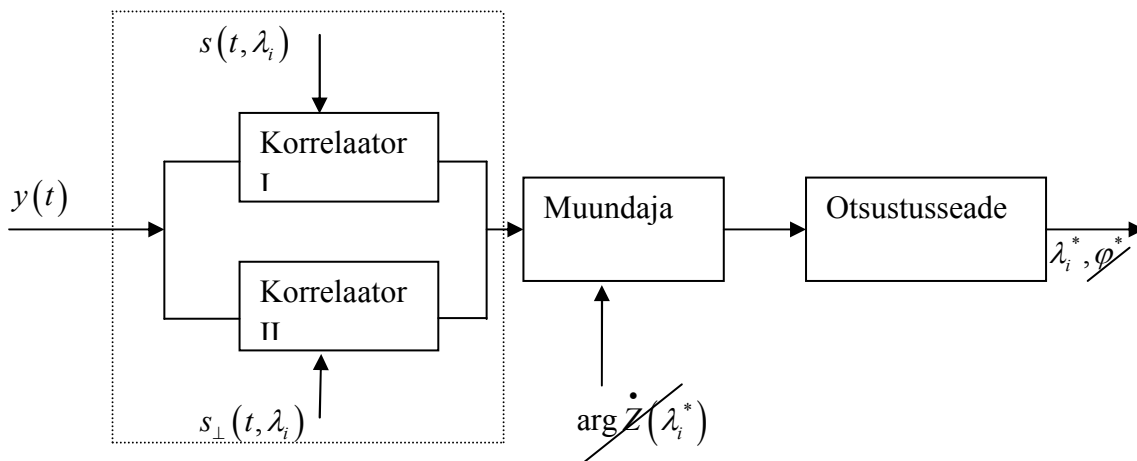
$$\operatorname{Re} \dot{s}(t, \lambda) = U(t, \lambda) \cos(\omega_0 t + \Theta(t)) = s(t, \lambda)$$

$$\operatorname{Im} \dot{s}(t, \lambda) = U(t, \lambda) \sin(\omega_0 t + \Theta(t)) = s_{\perp}(t, \lambda)$$

$$\left. \begin{matrix} Z_c(\lambda) \\ Z_s(\lambda) \end{matrix} \right\} = \left. \begin{matrix} \operatorname{Re} \\ \operatorname{Im} \end{matrix} \dot{Z}(\lambda) \right\} = \int_0^T y(t) \begin{matrix} s(t, \lambda) \\ s_{\perp}(t, \lambda) \end{matrix} dt$$

$$\tan \arg \dot{Z}(t, \lambda^*) = \frac{Z_s(\lambda)}{Z_c(\lambda)}$$

Hinnangute struktuurskeem on järgmine



Mõned märkused: Muundaja muudab Decartese koordinaadid polaarkoordinaatideks. Kui hinnatavate parameetrite arv on r , järelikut on vaja $2r$ vastuvõtu kanalit. Algaasi hinnanguks vastav siis Kui algaasi pole tarvis hinnata, siis vastav polaarkoordinaatides antud nurk

$$\arg \dot{Z}(\lambda_i^*) = \arctan \frac{Z_s}{Z_c}.$$

Saadud struktuurskeemi saab kasutada ka energeetiliste parameetrite hinnanguks, kuid lisada tuleb parandus

$$-\frac{E(\lambda)}{2}$$

$$Z(\lambda^*) - \frac{E(\lambda^*)}{2} = \max_{\lambda} \left\{ Z(\lambda) - \frac{E(\lambda)}{2} \right\}.$$

Mõõtmine toimub tõepärasuse maksimumi järgi. Vastuvõtja arvutab vastuvõetud signaali ja

müra segust tõepärasuse funktsiooni (või funktsionaali) ja annab hinnatava parameetri

väärtuseks sellise, mille puhul tõepärasuse funktsioon (funktsionaal) on suurima väärtusega.

Segav müra on „valge“ spektriga. Optimaalne struktuuriga võib saavutada hinnangute

maksimaalse kvaliteedi, st minimaalne hinnangu vea dispersioon

Mõned tulemused.

$$\frac{N_0}{2}$$

1. Amplituudi hindamine:

$$E(\lambda) = E(U_m) = \int_0^T s^2(t, U_m) dt = U_m^2$$

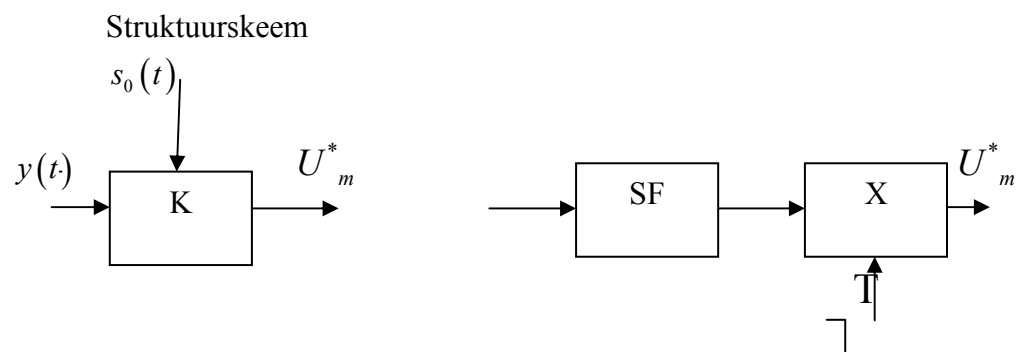
$$Z(\lambda) = \int_0^T y(t) s(t, U_m) dt = U_m^2$$

$$\int_0^T y(t) s(t, U_m) dt - \frac{U_m^2}{2} \rightarrow \max$$

$$\sigma_{U_m^*}^2 = \frac{N_0}{2}$$

$$\frac{\sigma_{U_m^*}^2}{U_m^2} = \frac{1}{q(U_m)}$$

$$q(U_m) = \frac{2U_m^2}{N_0}$$



2. Amplituudi ja faasi kooshindamine

$$\left. \begin{matrix} Z_c(\lambda) \\ Z_s(\lambda) \end{matrix} \right\} = \left. \begin{matrix} Re \dot{Z}(\lambda) \\ Im \dot{Z}(\lambda) \end{matrix} \right\} = \int_0^T y(t) \begin{matrix} s(t, \lambda) \\ s_{\perp}(t, \lambda) \end{matrix} dt$$

$$U_m^* = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}$$

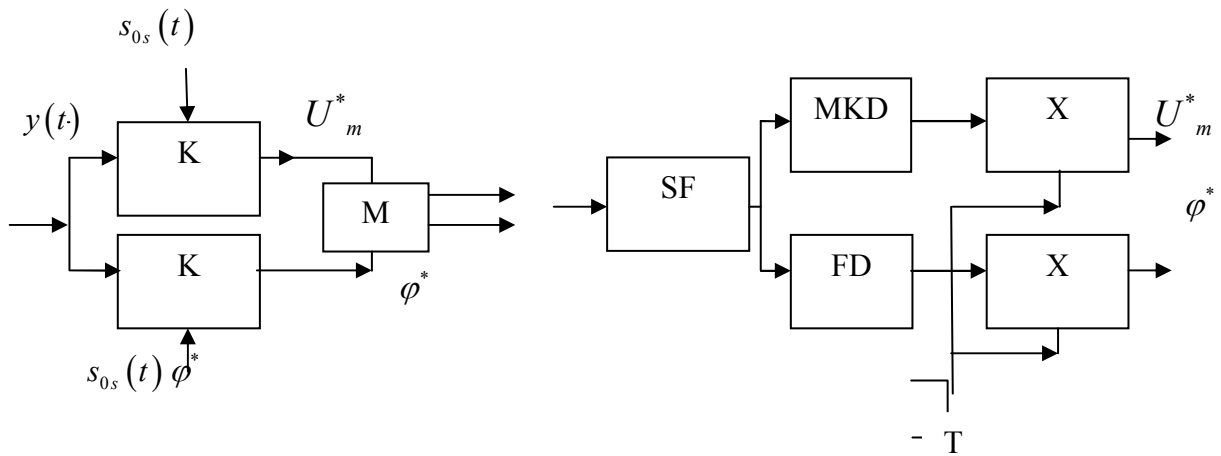
$$\varphi^* = \arctan \frac{Z_s(\lambda)}{Z_c(\lambda)} + \pi \frac{\text{sign } z_1 - 1}{2}$$

$$\Phi_{11} = \frac{2}{N_0}; \Phi_{12} = 0; \Phi_{21} = 0; \Phi_{22} = \frac{2U_m^2}{N_0};$$

$$\|\Phi\| = \begin{matrix} \frac{2}{N_0} & 0 \\ 0 & \frac{2U_m^2}{N_0} \end{matrix}$$

$$\sigma_{U_m^*}^2 = \frac{1}{q^2(U_m)}, \text{ kui } q^2(U_n) \gg 1$$

$$\sigma_{\varphi^*}^2 = \frac{1}{q^2}; q^2 = \frac{2E}{N_0}$$



Ainult faasi hindamine (amplituudi ei hinnata) (MKD – mähiskõvera detektor)

$$\varphi^* = \arg \dot{Z}$$

$$\sigma_{\varphi^*}^2 = \frac{1}{q^2}; q^2 = \frac{2E}{N_0}$$

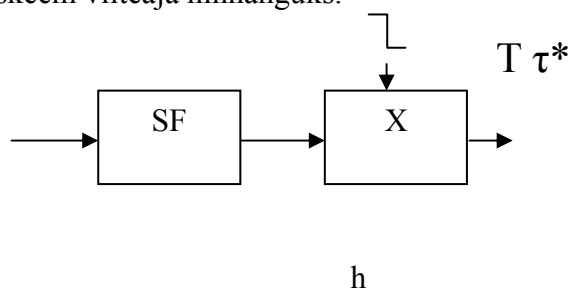
3. Viiteaja hindamine

$$Z(\tau) = \int_0^{\tau} y(t) s(t-\tau) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \cdot s(T-u+\tau) du =$$

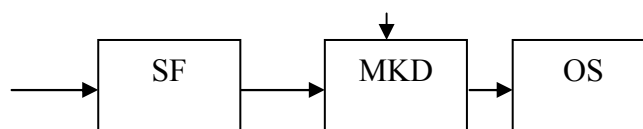
$$= \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \cdot h_s(T+\tau-u) du$$

$$\sigma_{\tau^*}^2 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 q^2}; q \gg 1$$

A. Struktuurskeem viiteaja hinnanguks.



B. Struktuurskeem viitesaja hinnanguks segava algfaasi korral.



4. Sageduse hindamine.

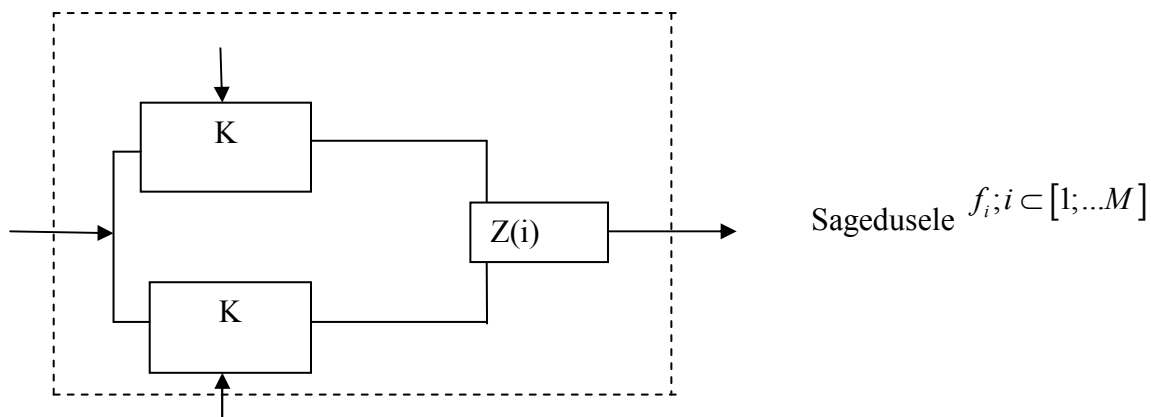
$$s(t; F; \varphi) = \text{Re} \dot{U}(t) e^{j\varphi} \cdot e^{j2\pi Ft} \cdot e^{j\omega_0 t}$$

$$F = f - f_0$$

$$F : [F_1; F_2; \dots; F_i; \dots; F_M]$$

A. Iga i-ndal sagedusel on optimaalse vastuvõtja struktuuris sin ja cos kanaliga korrelatsioonikanal:

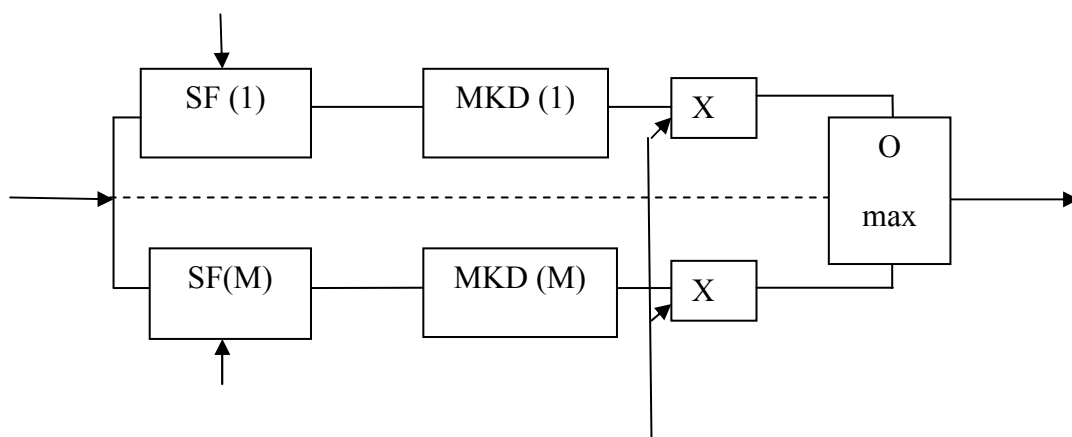
$$\text{Struktuurskeem sagedusele} \quad f_i = F_i \pm f_0$$



Kõikidele sagedustel moodustatakse filtrite pank.

Kõikide filtrite väljundid antakse OS , otsustusseadesse, mis võtab otsuse vastu maksimaalse väljundi järgi.

B. Struktuurskeem sageduse hindamiseks (praktiline).



Sageduse hindamise dispersioon Fischeri järgi on

$$\sigma_F^2 = \frac{1}{(2\pi T_e)^2 \cdot q^2}; q \gg 1; T_e = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (t-t_0)^2 |U(\dot{t})|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |U(\dot{t})|^2 dt}}; t_o = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 |U(\dot{t})|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |U(\dot{t})|^2 dt}}$$

Sobitatud filter raadiosagedustel. Mõned praktilised märkused.

- Kui maksimiseerida etteantud filtri väljundis signaali hetkväärtuse ja väljundmüra efektiivse väärtuse suhet, siis peaaegu alati saavutatakse suurim väärtus teatud kindla väärtuse $\Delta f_e \tau_s = C(const)$ korral.

- Kvaliteedi hindamiseks kasutame suhet $\rho = \frac{\left[\frac{S}{m} \right]_F}{\left[\frac{S}{m} \right]_S}$. Olgu filtri sisendsignaalsiks raadioimpulss:

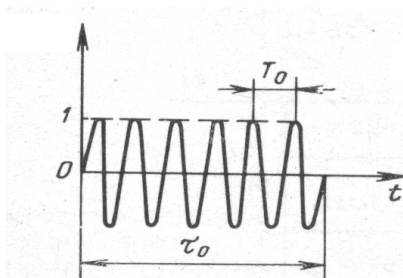


Рис. 2.7.

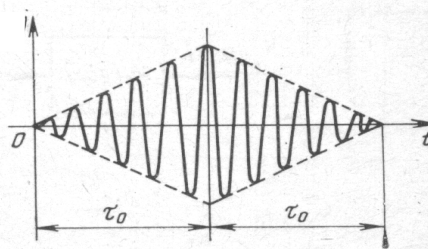


Рис. 2.8.

Sobitatud filtri asemel võib kasutada lihtsamat filtrit

Filtri tüüp	Parameeter C	Parameeter ρ
Lihtvõnkering	0,4	0,9
2 järjestikust lihtsat võnkeringi	0,61	0,93
5 järjestikust lihtsat võnkeringi	0,67	0,94
Gaussi filter	0,63	1,0

Kasutada kirjandust

I.Arro Sonartechnika TTÜ kirjastus 1998

T.Trump Adaptiivsed filtrid ja nende rakendused sidesüsteemides TTÜ kirjastus 2008

U. Madar Statistiline raadiotehnika TTÜ kirjastus 2001

16. Optimaalne taastamine. Muud ülesanded.

I. Optimaalne taastamine (optimaalne demodulatsioon, sageduse järelehäälestus, faasiline sageduse järelehäälestus)

$$y(t) = f(s(t)) + n(t); t \in [0; T]$$

$$s^*(t)$$

a. Lineaarne filtreerimine

$$y(t) = s(t) + n(t); t \in [0; T]$$

$$s^*(t)$$

$$\overline{\mathcal{E}_s^2} = \overline{\left[y(t) - s^*(t) \right]^2} \rightarrow \min$$

Lahendub optimaalse Wiener – Hopfi – Kolmogorovi filtrina:

b. Mittelineaarne filtreerimine

Sisuliselt kuulub selle ala alla ka optimaalne nurkmoduleeritud signaalide demoduleerimine.

Nurkmodulatsioone on kaks

1. Faasmodulatsioon

$$y(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m_F s(t) + \varphi_0) + n(t) =$$

$$\operatorname{Re} \left\{ \dot{U}(t) e^{j\omega_0 t} \right\} + n(t)$$

$$\dot{U}(t) = U_m e^{j\varphi(t)}; \varphi(t) = m_F s(t) + \varphi_0$$

2. Sagedusmodulatsioon

$$y(t) = U_m \cos(\omega(t) + \varphi(t) + \varphi_0) + n(t)$$

$$\omega(t) = \omega_0 + m_\omega s(t)$$

$$\varphi(t) = \varphi_0 + m_\varphi \int_0^t s(t) dt$$

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt}$$

$$m_\varphi = \max |\varphi(t) - \varphi_0|$$

$$m_\omega = \max |\omega(t) - \omega_0|$$

Harry L. van Trees Detection, Estimation and Modulation Theory II osa.

Nonlinear Modulation Theory

Harry L. van Trees Detection, Estimation and Modulation Theory III osa.

Radar-Sonar Processing and Gaussian Signals in Noise

Märkus :

Statistiliste optimaalsete struktuuride realiseerimine aprioorse määramatuse tingimustes.

- a. Adaptiivne Bayes i meetod parameetrilise aprioorse määramatuse korral.
Parim võtte on otsida võimalust ette oletada teatud arv aposterioorseid ja aprioorseid tõenäosusi.
 - Adaptiivne hüpoteeside kontroll (sh ka adaptiivne avastamine)
 - Adaptiivne parameetrite hindamine
$$\ln w_\lambda(y(t)_n) = \ln w_\lambda(y(t)_{n-1}) + \Delta \ln w_\lambda(y(t)_n)$$
- b. Adaptiivne Bayes i meetod mitteparameetrilise aprioorse määramatuse korral.
 - Adaptiivne signaali avastamine määramatu intensiivsusega müra foonil.
 - Adaptiivne hüpoteeside rekurrentne kontroll eelmiste sammude kadude alusel.

Võib kasutada empiirilisi jaotusseadusi või nende empiirilisi momente.
- c. Otsustuse reeglite lähendamine.
- d. Randomiseeritud kriteeriumid ja otsustuste reeglid (ühe kriteeriumi või reegli valimine mitme hulgast).
- e. Informatsiooni põimimine aeg-ruumiliseks signaalitöötluses (radar ja sonartehnika, näiteks radarobjekti trajektoori filtreerimine)

II Muud ülesanded.

Parameetrite hindamisel tekkivad anomaalsed vead ja lävefektid.

$$\dot{y}(t) = \dot{Y}(t, \lambda) e^{j\omega_0 t}$$

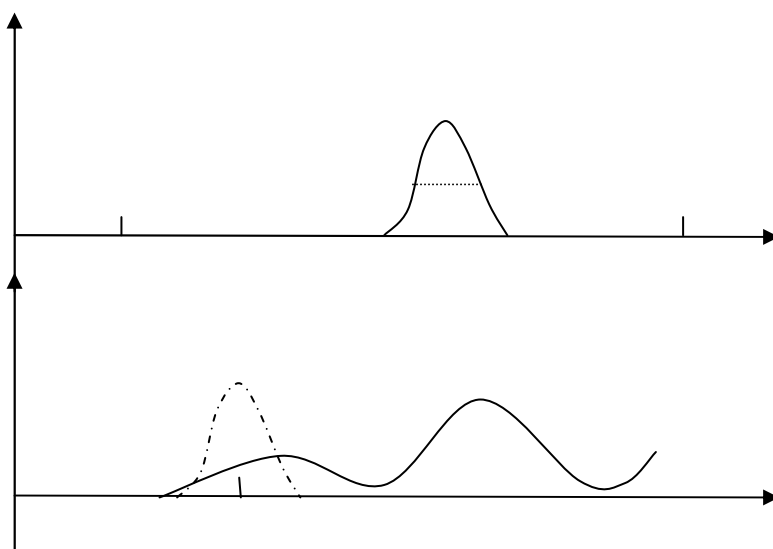
$$\dot{s}(t, \lambda) = \dot{S}(t, \lambda) e^{j\omega_0 t}$$

$$y(t) = s(t, \lambda) + n(t)$$

$$\dot{Z}(t, \lambda) = \frac{1}{2} \int_0^T \dot{Y}(t, \lambda) \cdot \dot{S}(t, \lambda) dt = \dot{Z}_S(t, \lambda) + \dot{Z}_N(t, \lambda)$$

$$\lambda^* = \max_{\lambda} \dot{Z}(t, \lambda) = \max_{\lambda} \left| \dot{Z}(t, \lambda) \right|$$

Anomaalsed vead.



$$L=\lambda_2-\lambda_1$$

$$M=\frac{\lambda_2-\lambda_1}{\Delta\lambda}; M=10^2;10^3;10^4;.....$$

$$\overline{\left(\lambda^*-\lambda_0\right)^2}=p_a\overline{\left(\lambda_a^*-\lambda_0\right)^2}+\left(1-p_a\right)\sigma_{\lambda^*}^2\approx p_a\frac{L^2}{3}-\left(1-p_a\right)\frac{1}{q^2\psi''(0)}$$

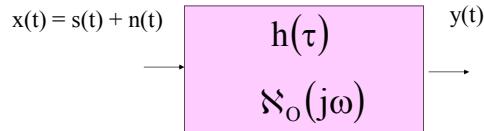
$$\Psi_{\Pi}=\begin{cases}1, & |\lambda|\leq \Delta\lambda\\0, & |\lambda|>\Delta\lambda\end{cases}$$

$$p_a\approx \frac{M}{2}e^{\frac{-q^2}{4}}, q^2=\frac{2E}{N_0}$$

$$\kappa=\frac{\overline{\left(\lambda^*-\lambda_0\right)^2}}{\sigma_{\lambda^*}^2}\approx 1+\frac{M^3q^2}{6}e^{\frac{-q^2}{4}}$$

16a. Optimaalne ehk Wieneri filter

• Struktuur



Kriteerium:

• ruutkeskmine viga

$$\varepsilon^2 = \overline{[y(t) - s(t + \Delta)]^2} \Rightarrow \min$$

$$y(t) \Rightarrow s(t + \Delta)$$

Nn ruutkeskmise vea miinimumi kriteerium

Eesmärk

• On filtreerida müra foonilt välja signaal

$$s(t + \Delta)$$

Parameeter

• on Δ on ülesande üldistuseks

A) kui $\Delta = 0$

$$y(t) \Rightarrow s(t)$$

Siis see tähendab, et eesmärgiks on ainult signaali eraldamine müra

Parameeter

• B) kui $\Delta \geq 0$

$$y(t) \Rightarrow s(t + \Delta)$$

Siis see tähendab, et hinnang ennustab signaali ette nn ennustusega filtreerimine

Parameeter

C) kui $\Delta < 0$

$$y(t) \Rightarrow s(t - |\Delta|)$$

Siis see tähendab, et hinnang on viitega (hilistub tegeliku signaali suhtes) nn filtreerimine viitega

Autorid

- A. N. Kolmogorov
 - range matemaatiline lahendus 1941. a. - 1942. a.
- N. Wiener
 - range matemaatiline lahendus 1941. a. - 1942. a.
 - sõltumatud lahendused
- H. Hopf
 - integraalvõrrandi lahendus

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

7

Aprioorsed tingimused

- Nii signaal kui ka müra on juhuslikud protsessid, millistel
 - keskväärtused on võrdsed nulliga
 - on erinevad spektraaltihedused
 - on vastastikune korrelatsiooni funktsioon

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

8

Lahendused

- Leitakse
 - 1. optimaalse filtri impulsskaja (tekib eriline integraalne võrrand)
 - 2. optimaalse filtri kompleksne ülekandefunktsioon

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

9

1. Impulsskaja leidmine

- Valem (*Duhamel'* i integraal)

$$y(t) = \int_0^t h(\tau)x(t-\tau)d\tau$$

$$\varepsilon^2 = \left| \int_0^t h(\tau)[s(t-\tau) + n(t-\tau)]d\tau - s(t+\Delta) \right|^2$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

10

1. Impulsskaja leidmine

- On keeruline ja impulsskaja otsitakse kujul

$$h(\tau) = h_0(t) + \mu g(t)$$

μ ei sõltu ajast

$g(t)$ on mistahes funktsioon

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

11

1. Impulsskaja leidmine

- Kordaja μ leitakse tingimusest

$$\left. \frac{d\varepsilon^2}{d\mu} \right|_{\mu=0} = 0$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

12

1. Impulsskaja leidmine

- Osa $h_0(\tau)$ peab rahuldama tingimust

$$\int_0^t [\Re_s(\tau-u) + \Re_n(\tau-u)] h_0(u) du = \Re_s(\tau + \Delta)$$

$$0 \leq \tau \leq t$$

Füüsikalise realiseeritavuse tingimus (H. Hopf)

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

13

1. Impulsskaja leidmine

- Eberhard Hänsler "Statistische Signale Grundlagen and Anwendungen

ptk 8lk 222. Kuni 271.

Väga palju kaasaegseid struktuure, numbrilisi lähendusi ja mitte eriti keeruliselt.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

14

2. Kompleksse ülekandefunktsiooni leidmine.

- Tingimused
 - signaal ja müra on vähemalt laias mõttes statsionaarsed
 - optimaalne filter on püsiparameetritega lineaarne filter
 - ei arvestata füüsikalist realiseeritavust

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

15

2. Kompleksse ülekandefunktsiooni leidmine.

- On lahendatud lihtsamal juhul

$$\Delta = 0$$

$$\Re_0(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_n(\omega)}$$

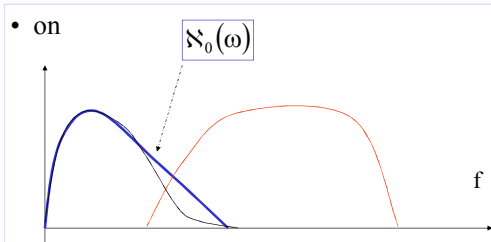
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

16

Graafiline lahendus

- on



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

17

Ruutkeskmise viga

- on

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \frac{G_s(\omega)G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_s(\omega)} d\omega$$

22.01.2013

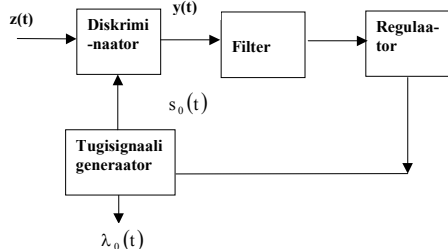
IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

18

Tulemused

- Kuna ülekande funktsioon ei ole kompleksne,
 - siis faasikarakteristik on võrdne nulliga kõikidel sagedustel
 - ruutkeskmine viga on võrdne nulliga ainult siis, kui signaali ja müra spektraaltihedused ei kattu

16b. Mittelineaarne järgiv mõõtur.



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

1

M -parameetriga raadiosignaali

- seguneb mürade ja häiretega raadiolevis suks

$$z(t) = s(t, \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M) \otimes x(t) \otimes h(t)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

2

Lihtsaim segu

- On aditiivne

$$z(t) = s(t, \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M) + x(t)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

3

Raadiotehnilise signaali tavalisteks parameetriteks on

amplituud	$\lambda_1 = A_s,$
sagedus	$\lambda_2 = \omega_s,$
algfaas	$\lambda_3 = \varphi_s$ ja
ajaline asukoht	$\lambda_4 = \tau_s.$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

4

- nende parameetrite täpset mõõtmist saab teostada esitatud struktuurskeemiga
 - Selleks kasutatakse juhitavat ehk reguleeritavat parameetriga tugisignaali generaatorit ja vastavat tüüpi diskriminaatorit
 - Diskriminaator on selline seade, mille väljundis kas elektrilise pinge väärtus või arv sõltub signaali parameetri kõrvalekaldest mingi tugiväärtuse suhtes

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

5

Sõltuvus

$$y_D = f(\lambda_s - \lambda_0) = f(\epsilon)$$

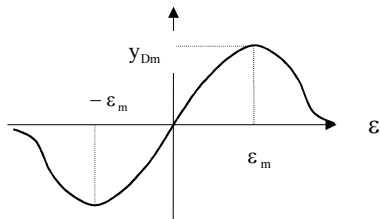
- On diskriminatsioonikarakteristik

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

6

DK graafik



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

7

Diskriminatsiooni karakteristik

- Laius on

$$2\epsilon_m = \lambda_s - \lambda_0$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

8

Tugisignaali generaatori

- väljundsignaal on väga täpne

$$s_0(t, \lambda_0)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

9

Sisend on

- signaali ja müra segu

$$z(t) = s_0(t, \lambda_s) + n(t)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

10

Diskriminaator väljund

- on

$$y_D f(\lambda_s - \lambda_0)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

11

Diskriminaatori väljundit

- töödeldakse

$$u_D f(\lambda_s - \lambda_0) \rightarrow y(t) \rightarrow \Delta \lambda_0$$

$$\lambda_0 + \Delta \lambda_0$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

12

Eesmärgiks

- On lähendamine

$$\lambda_0 + \Delta\lambda_0 \rightarrow \lambda_s$$

Nii, et

$$\varepsilon \rightarrow 0$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

13

Märkus

- **Tugisignaali parameetri väärtus on alati täpselt teada, kas täpse mõõtmisega või täpse reguleerimisega. Igal juhul ei ole tugisignaal otseselt mõjutatud müradest ja häiretest**

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

14

Reguleerimiskarakteristikuks nimetatakse

- **Tugisignaali parameetri sõltuvust**

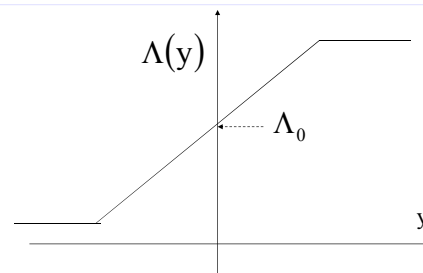
$$\lambda_0 = \Lambda(y)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

15

Reguleerimise graafik



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

16

Reguleerimise graafikut võib lineariseerida võimendusteguriks k_u

- Kui reguleerimise karakteristik on laiem, kui diskriminatsioonikarakteristik, siis võib lugeda, et järgiva mõõtu peamiseks mittelineaarsuse põhjuseks on **diskriminaator**
- vastupidi on ka õige (praktikas tavaliselt nii et tehta)

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

17

Diskriminaatori tüüp

- sõltub sellest, millist raadiotehnilise signaali parameetrit on tarvis täpselt mõõta.
- Tuntakse
 - sagedus-,
 - faas- ja
 - aegdiskriminaatoreid.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

18

Märkus

- Kõik diskriminaatorid on tavaliselt mingid elektrilised skeemid, millistele on omased teatud siirdeprotsessid ja nende ajad.. Rangelt analüüsides on diskriminaatori skeem kirjeldatav mittelineaarse diferentsiaalvõrrandiga.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

19

Siirdeprotsessi moodustumine

- Kui signaali parameeter muutub hüppeliselt ajamomendil $t = 0$, siis on diskriminaatori väljundsignaal

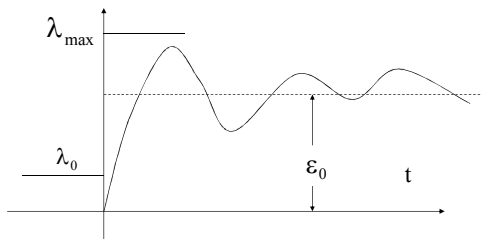
$$\varepsilon(t)$$

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

20

Graafik



22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

21

Mudel

- Mittelineaarsete süsteemide analüüsi praktikast [5] on teada, et siis kui kogu süsteemis põhjustab mittelineaarsuse ainult üks skeem või osa, siis see mittelineaarne skeem jaotub kaheks järjestikku ühendatud struktuuriks.

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

22

Lihtsustamine

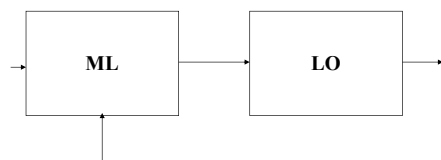
- Lineaarse osa sisendiks on funktsionaalne mittelineaarne lihtteisendus. Järelikult võime koostada ekvivalentse struktuuri skeemi, kus diskriminaator on asendatud ideaalse vaheelemendiga ja lineaarse osaga

22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

23

Struktuurskeem



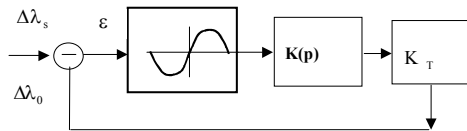
22.01.2013

IRZ0060 Häirekindlus Urve Madar

24

16c. Järgiva mõõduri töö

- Reaalse diskriminaatori asendamine



22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

1

1. Otsingu režim.

- alguses

$$\varepsilon = \lambda_s - \lambda_0 \gg 2\varepsilon_m$$

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

2

Tugisignaali parameetri muutmist nimetatakse otsinguks.

- Otsing lõpeb mingi otsusega signaali parameetri kohta.
 - Antud juhul oleks siis otsingu režiimi lõpuks võtta vastu otsus, et sisendsignaali parameeter ei erine tugisignaali parameetrist rohkem kui diskriminatsiooni karakteristik laiuse:

$$\lambda_s - \lambda_0 = -\varepsilon_m < \varepsilon < \varepsilon_m$$

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

3

Otsustamine

- Selline otsus võetakse vastu ühe või teise kriteeriumi järgi. Igasugune otsustuse juures peab arvestama vale otsuse maksumust.
 - Tavaliselt valitakse otsustuse kriteerium nii, et valede otsuste maksumused oleksid minimaalsed.

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

4

Protsess on juhuslik $\varepsilon = \varepsilon(t)$

- Vale on võtta vastu otsus sisendsignaali parameetri kohta hetkelise veasignaali sattumisega diskriminaatori haardesse
- Otsuse vastu võtmiseks peab töötleva veasignaali nii, et vältida valet otsust sisendsignaali parameetri kohta. Selleks kulub teatud aeg.

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

5

2. Siirderežiim.

- Kui otsus sisendsignaali parameetri kohta on vastu võetud, algab tugisignaali parameetri järeleahäälestuse siirderežiim, mida võib esitada sõltuvusena

$$\varepsilon(t), t = [0, \dots, T_{OS}]$$

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

6

Igal juhul on veasignaali väärtus

- piisavalt suur ja väljub diskriminatsioonikarakteristiku lineaarsest piirkonnast.

$$\varepsilon_0 = \varepsilon(t = 0)$$

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

7

Siirdeprotsess võib olla kas

- a) monotoonne või
- b) võnkuva iseloomuga.

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

8

Veasignaali

- sisaldab nii sisendsignaali parameetrist tingitud osa kui ka juhusliku osa

$$\varepsilon = \varepsilon(t) = \varepsilon_s(t) \otimes \varepsilon_n(t)$$

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

9

Siirdeprotsessi arvutamiseks

- leiame

$$y(t) = \int_0^t f[\varepsilon(t - \tau)] h_L(\tau) d\tau = \int_0^t f[\varepsilon(\tau)] h_L(t - \tau) d\tau$$

$$\varepsilon(t) = \Delta\lambda_s - \Delta\lambda_0$$

$$\Delta\lambda_0 = K_u y(t)$$

$$h_L(\tau) \quad \text{Lineaarse osa impulsskaja}$$

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

10

3. Järgimise režiim.

- Selles režiimis toimub stabiilne järgimine ja veasignaali püsib tavaliselt väiksena diskriminatsiooni karakteristiku haardes. Sellisel juhul on järgiva mõõturi ekvivalentne struktuurskeem lineaarne. Diskriminatsiooni karakteristik on asendatud lihtsa lineaarse ülekandekoefitsiendiga

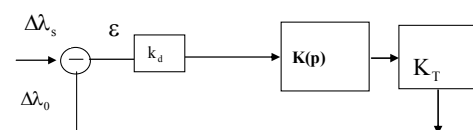
22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

11

Järgimise režiimi

- Ekvivalentne struktuurskeem



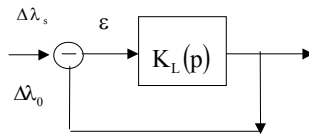
22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

12

Struktuuri skeemi

- lihtsustus



22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

13

Valemid

- operaatorkujul

$$\frac{\Delta\lambda_s(p)}{\Delta\lambda_0(p)} = \frac{K_L(p)}{1 + K_L(p)}$$

$$\frac{\varepsilon(p)}{\Delta\lambda_s(p)} = \frac{1}{1 + K_L(p)}$$

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

14

Järgimise kvaliteet

- VK režiimis on:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon(p) =$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \Delta\lambda_s(p) K_\varepsilon(p) =$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \Delta\lambda_s(p) \frac{1}{1 + K_L(p)}$$

$$\frac{\varepsilon(p)}{\Delta\lambda_s(p)} = \frac{1}{1 + K_L(p)}$$

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

15

Märkus

- Kui asendada $p \rightarrow j\omega$
 - saame järgiva mõõduri sagedusarakteristikud jne. Selliselt saab väljakujunenud režiimis mürakarakteristikute leidmiseks kasutada kõiki lineaarsete pidevate süsteemide analüüsi vahendeid.

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

16

- Märgime, et raadiotehnilised tüüpseadmed on tavaliselt lineaarsed väikeste signaalide ja madalate häirete korral.
 - Raadiotehnilise signaali parameetri järgiv mõõdur kindlustab tavaliselt väikese vea väljakujunenud režiimis ja järelikult võime lugeda seda süsteemi lineaarseks just nimelt väljakujunenud režiimis.

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

17

4. Järgimise katkemine.

- Võib toimuda mürade toimele
 - kuid ei tohi toimuda hetkeliselt
- Järgimise katkemine tavaliselt nähakse ette ja toimub teatud kriteeriumi alusel
 - Sünteesitakse süsteeme, mis on optimaalsed järgimise katkemise suhtes
 - praktikas ka sellised, et järgimine ei katke täielikult, vaid süsteem muudab struktuuri kehvemaks

22.01.2013

IRZ00060 Häirekindlus Urve Madar

18