

↖ nido paperit lopuksi yhteen vasemmasta yläkulmasta

palautus: 27.2.2012, 23.4.2012, —.5.2012, **61427A**

T-61.3015 Digitaalinen signaalinkäsittely ja suodatus

Näillä tehtävillä voi korvata kurssin tenttisuorituksen. Ympyröi palautuspäivämäärä yllä. Hyväksytyyn suoritukseen vaaditaan vielä myös harjoitustyö.

Opiskelijanumero:	61427A
Nimi:	
Sähköposti:	
Allekirjoitus:	
Itse ilmoittamani pistemäärä tässä palautuksessa :	
Tämänhetkinen arvosanatoive :	
Mahd. yhteistyö:	
WWW-sivu:	http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3015/Tentti_K2011/61427A_gleKX83.html

Ohjeet

- tulosta WWW-sivulta tämä kansilehti ja tehtävälister erillisenä ja **A4-kokoisena**
- käytä A4-ruutupaperia (jos konsepti, niin leikkaa irti erillisiksi A4:iksi) **käsin** käyttäen selkeää ja tarpeeksi isoa käsialaa; aloita jokainen uusi tehtävä uudelta sivulta; jokaisen paperin ulkoreunan ylälaitaan op.nro ja tehtävänro; jätä ulkomarginaaliin tilaa
- täytä tämä A4-kokoinen **kansilehti** ja nido paperit lopuksi tehtäväjärjestykseen
- Kirjoita mukaan selkeät välivaiheet kuten tenttivistauksessa: **pelkkä lopputulos ei riitä**. Vastauksen on oltava ymmärrettävissä ilman tehtävänantoa.
- palauta kaikki paperit yhdellä kertaa kutakin palautuspäivämäärää kohti T-talon 3. kerroksen kurssin metalliseen palautuslaatikkoon tai laskareissa
- palautus henkilökohtainen**, mutta tehtäviä suositellaan tehtäväksi niin **ryhmässä** kuin yksinkin; suora kopiointi ja tehtävien jättäminen julkisesti muiden nähtäväksi toki kielletty, kts. esim. Aalto-yliopiston opiskelua koskevat eettiset säämöt ja niiden rikkomusten käsittely
<https://into.aalto.fi/pages/viewpage.action?pageId=3772443>
- vinkkiä luentokalvoista, jaetusta esimerkkimateriaalista ja kirjasta. Voit kysyä mahdollista vinkkiä mm. laskuharjoituksissa ja kurssin Optima-sivuilla
- kurssin sähköpostiosoite on t613015@ics.tkk.fi

Yleistä

Kurssin Noppa-sivut ovat <https://noppa.aalto.fi/noppa/kurssi/T-61.3015/>. Kurssi suoritetaan tentillä ja harjoitustyöllä. Tenttisuorituksen voi halutessaan korvata näillä tehtävillä, joihin kuuluu myös suullinen ryhmäosuus (2 h) toukokuussa 2012. Tehtävät on jaettu kolmeen eri luokkaan 100-, 200- ja 300-tehtäviin. Tehtävät palautetaan kolmena eri ajankohtana (27.2., 23.4. ja toukokuussa 2012 suullisen osuuden yhteydessä).

Arvosanan määräytyminen

Näillä tehtävillä ja toukokuuisella ryhmäosuudella voi korvata toukokuussa järjestettävän “perinteisen” tentin. **Hyväksytyyn suoritukseen pitää tehdä kaikki 100-sarjan tehtävät**. Arvosana määräytyy laskettujen ja tehtyjen tehtävien määrän ja laadun mukaan. Ei-laadukasta työtä on mm. virheelliset tai vaillinaiset tehtävien vastaukset, määrärajoista myöhästyminen tai “liiallinen” ohjauksen turvautuminen.

Kurssin alussa tulee itse määritellä oma **arvosanatoive**. Tätä voi muuttaa kurssin mukana. Toukokuun ryhmätilaisuudessa arvioidaan toiveen ja toteutuneen työn suhde.

Seuraavassa taulukossa on suunnittaiset kuvaukset arvosanoista ja alustavat pisterajat arvosanoihin. Tehtävät-sarake on kumuloituva.

Arvosana	Kuvaus	Tehtävät	Alustava pisteraja
0	ei saavuteta vähimmäisvaatimuksia	ei kaikkia 100-sarjan tehtäviä vaaditulla tavalla	
0 → 1	vähimmäisvaatimukset korjauksierroksella	täydentävät tehtävät palautettu kahden viikon kuluessa ryhmäosuudesta	0
1	kurssin vähimmäisvaatimukset: LTI-järjestelmän ja digitaalisten signaalien aika-taajuusanalyysi, Matlabin peruskäyttö DSP-tehtävissä	kaikki 100-sarjan tehtävät	0
2	vähimmäisvaatimukset laadukkaasti	laadukas 100-sarja, myös 200-sarjan tehtäviä	8 p
3	perustaso: kurssin osaamistavoitteet hyvällä tasolla	laadukas 200-sarja, vähintään puolet pisteistä 200-sarjasta	22 p
4	omaa panosta mukana	myös 300-sarjan tehtäviä	38 p
5	erinomainen suoritus	laadukkaita 300-sarjan tehtävien suorituksia	56 p

Tehtävät on jaettu kolmeen kategoriaan opiskelijan suunnitteleman arvosanan mukaisesti. Ratkaise pelkät 100-sarjan **perustehtävät**, jos tähtää arvosanoihin 1–2. Tämän lisäksi tee 200-sarjan **jatkotehtävät**, jos tähtää arvosanoihin 2–3. Tee myös 300-sarjan **vaativampia tehtäviä**, jos tähtää arvosanoihin 3–5. Voit tehdä myös tehtäviä eri kategorioista, mutta ainakin kaikki perustehtävät.

Tehtävien palauttaminen

Tulosta ja täytä **kansilehti** jokaisen palautuksen kanneksi. Samoin pidä kirjaa palauttamistasi tehtävistä. Kansilehden ja pisteluettelon saat samalta WWW-sivulta kuin nämä tehtävät.

Palautuspäivämääriä on kolme:

- Palautus I: ma 27.2.2012 klo 12.00. Tehtävät merkitty: (DL 27.2.2012, [koodi])
- Palautus II: ma 23.4.2012 klo 12.00. Tehtävät merkitty: (DL 23.4.2012, [koodi])
- Palautus III: ryhmäsuuteen toukokuussa. Loput tehtävät merkitty: (DL 5.2012, [koodi])

Palauta yhteenmidottu tehtäväpinosi laskuharjoituksissa assistentille tai T-talon 3. kerroksessa olevaan metalliseen palautuslaatikkoon, joka on pääaulassa heti rappusten yläpäässä.

Tehtävänannon jälkeen on vinkkilatikko. Merkintä [Txx] tai [Pxx] viittaa kevään 2012 esimerkkitehtävämateriaalin tehtävään xx. Se on saatavilla Nopasta kohdasta "Muu materiaali". Voit kysyä tehtävistä (pää)assarilta laskuharjoitusten jälkeen tai vastaanottotilaisuuksissa ("DSP for dummies").

Tehtäviä on paljon – tee tehtäviä jo hyvissä ajoin ennen palautuspäivämäärää, etenkin jos tähtää korkeampiin arvosanoihin. Mitoituksessa on ajateltu seuraavaa: (a) Luennot ja paperiharjoitukset, joissa mukana myös 100-sarjan tehtäviä, noin 2 op. (b) Näitä tukevat oma valmistautuminen ja näiden tehtävien laskeminen, noin 2 op. (c) Harjoitustyö ja sitä tukevat Matlab-harjoitukset noin 1 op.

Kaikkia tehtäviä ei tulla tarkastamaan. Siten myöskään yksityiskohtaista palautetta ei voida antaa. Jos pohdit, onko tehtävä laskettu oikein, niin kysy vieruskaverilta tai yritä kokeilla Matlabilla tai Octavella (jos selkeä laskutehtävä). Kysy tehtävistä assistentilta laskareissa. Lisäksi **Optimassa on keskustelualue**, jossa voi kysyä, keskustella ja vastata toisten kysymyksiin. Kirjautu sisään <http://optima.aalto.fi> ja löydät työtilan "T-61.3015".

Ryhmätentti toukokuussa 2012

Toukokuussa 2012 järjestettävän suullisen ryhmäosuuden / ryhmäntentin (n. 8 opiskelijaa) tarkoituksena on auttaa korjaamaan havaittuja teknisiä tai loogisia virheitä. Lisäksi se mahdollistaa vapaan keskustelun ja palautteen antamisen. Kuulustelussa "varmistetaan", että opiskelija on itse tehnyt tehtävänsä. Kuulustelussa päästään yksimielisyyteen kurssin arvosanasta. Mahdolliset tarvittavat lisätehtävät opiskelijan toivomaan arvosanaan nähden jaetaan tilaisuuden päätteeksi. Ilmoittautuminen WebOodissa. Kesto on 1–2 tuntia.

Referaatin ja esseen kirjoittamisesta

Avoimen tenttiesseen pisteytys on aina subjektiivista, mutta pohjautuu yleisiin arviointikriteereihin. Hyvän esseen tunnusmerkkejä ovat mm. esseen jämäkkä rakenne (alku, asia, loppu), havainnollisuus (esimerkit, selitetyt kuvaajat) ja luotettavuus. Lukija otetaan huomioon

selittämällä riittävästi käytettävä terminologia. Kieliasu tulee olla huoliteltu eli kirjoitetaan kokonaisia lauseita ja virkkeitä. Omat väitteet perustellaan tai nille osoitetaan lähde (tenttivastauksessa tarkkaa lähdeluettelo ei tarvitse muistaa). Esseen positiivinen omaperäisyys lisää pisteitä. On ansiokasta etsiä sopivia esimerkkejä tai taustatietoa useasta eri lähteestä. Hyvässä esseessä pohditaan aiheen vaikutusta omiin ajatuksiin ja toimintaan.

Tentti- tai harjoitustyövastaus on itsenäinen kokonaisuus. Lukijan on saatava ymmärtää, mitä työssä esitetään ilman että tietää tehtävänannon. Sen voi toki jollain tavalla tekstin alussa tuoda julki. Tyypillisiä pisteitä vähentäviä seikkoja ovat väävät tai puutteelliset tiedot tai ajatusketjut, sutaistut kuvaajat ilman selityksiä, jaarittelu, annetun aineiston turha kopiointi (esim. välikokeessa annettavan kaavakokoelman uudelleenkirjoittaminen vastaukseksi).

Omaan käsialaan ei näin lyhyellä varoitusaajalla voi vaikuttaa, mutta vastauksen luettavuutta parantaa reilun marginaalin jättäminen ja konseptipaperin viivoituksen hyväksikäyttäminen.

Suosittelen myös omaa raikasta näkökulmaa, jotta se erottuisi massasta. Mieti, kuorrutatko tarvittavan teorian jollain sovelluksella, softa/rautatoteutuksella, yhteydellä kaupallisiin tuotteisiin, innovomilla uutta... Toistan omia perusesimerkkejäni lähes joka laskarissa, toisin sanoen, kymmeniä kertoja tämän alkukevään aikana – kenties olisin iloinen lukiessani jostain muusta esimerkistä?!

Tietokoneohjelma käsittekarttojen piirtämiseen FreeMind, kts. <http://freemind.sourceforge.net/>

Referaateista, esseistä ja tenttivastauksista löytyy tietoa esim. <http://www.avoin.helsinki.fi/oppimateriaalit/kirjoita/opiskelija.htm>. Näkökulmia esseen arviointiin löytyy mm. <http://www.uta.fi/laitokset/hoito/wwwoppimateriaali/luku4a.html> ja <http://www.joensuu.fi/isvy/arviointimateriaali/esseet.html>. Ylioppilastutkinnon reaalkokeen arviointia on käsitelty Lautakunnan ohjeen luvussa 5, http://www.ylioppilastutkinto.fi/maaraykset/Reaaliaineiden_kokeiden_maaraykset.pdf.

Tehtävät

Perustehtävät, 100-sarja

HUOM! Kaikki 100-sarjan tehtävät kuuluvat vähimmäissuoritukseen pakollisina. Niistä ei saa pisteitä. Katso taulukko sivulla 2.

101. (DL 27.2., 23.4., 5.2012, [B9916]) Tee ajankäytön suunnitelma (alussa), varaa aikaa kalenteristasi kurssin tekemiseen ja kirjaa ylös toteutuma kunkin palautuksen yhteydessä. Kerro kansilehdellä sen hetkinen arvosanatoiveesi. Voit käyttää tämän nipun alussa olevaa taulukkopaperia, joka on saatavana myös erillisenä WWW-sivulta.
102. (DL xx.3.2012, [B9993]) Dosentti Mikko Kurimon tutkimusryhmä suunnittelee ja tutkii maailman parhaita suomen kielen puhettunimiamia. Osallistu Maarintalolla yhteen noin puolen tunnin keräystilaisuuteen maaliskuussa 2012, jossa kerätään aineistoa tutkimuskäyttöön ja puheentunnistusjärjestelmän opettamiseen. Istunnon lopuksi saat testilauseen visualisoinnin ja kohdistuksen, joka tulee liittää tämän kohdan vastaukseksi. Lisätietoja ja ilmoittautumisohjeet tulevat Noppaan. Kalle Palomäen luento puheentunnistuksesta ja sen tutkimuksesta on ma 19.3.2012 klo 10-12 salissa C.
103. (0-8 p, DL xx.5.2012, [B9994]) Osallistu ryhmäosuuteen toukokuussa 2012. Lisäietoja myöhemmin Nopassa.
- Oletusarvona ryhmätilaisuudesta saa 0 pistettä eli tämä ei ole pisteautomaatti. Pisteet määräytyvät opettajan harkinnan mukaan. Maksimipistemäärä on määritelty mahdollisen korotuksen $1 \rightarrow 2$ mukaan.
104. (DL 23.4.2012, [B9909]) Kirjoita referaatti jostain digitaalisen signaalinkäsittely sovelluksesta tai ilmiöstä. Referaatin pituus tulee olla 150-500 sanaa (noin puoli-puolitoista sivua).
- Voit kirjoittaa tämän referaatin koneella. Liitä palautukseen mukaan lähdeluettelo (pakollinen) ja mahdollisuuksien mukaan myös itse lähdeteksti liitteeksi. Lähteet voivat olla tässä kirjoja tai asiallisia lehtijuttuja (tieteellisten julkaisujen kautta popularistisiin – jolloin kirjoittajana toimittaja tai harrastelija – tiede/tekniikkalehtiin kuten Tiede tai Tekniikan maailma). DSP-kirjoissa, esim. Mitra tai Internetistä löytyvät DSP-kirjat, on sovelluksia ja esimerkkejä mm. johdantoluvussa ja erillisessä sovellusten luvussa.
- Valitse sopivan kokoinen aihe. Referoi eli älä kirjoita omia tulkintojasi. Tehtävässä 201 on omien ajatusten vuoro eli referaatin jatkaminen esseeksi.

Esimerkkejä aiheista: (a) DTMF-signaalit ja niiden tunnistaminen; (b) Audacity-ohjelman audioefekti(t), yksi tai useampi efekti, sen teoreettinen tausta (Mitrans kirjassa useita); käsittele siis laajemmin kuin vain kokeillen efektiä; (c) signaalinkäsittely lasten leikkikaluissa, esim. kuva (JPG) tai ääni (MP3); (d) signaalinkäsittely lasten leikkikaluissa, esim. Legot <http://mindstorms.lego.com/> tai "hamsterin anatomia" http://www.nutsvolts.com/index.php?/blog/post/robotic_pet_tear-down/; YouTube kertoo, mikä on Zhu-Zhu-Pets, ellei sinulla ole omia lapsia; (e) helppo aihevalinta: puheentunnistus (luento ma 19.3.2012 ja luentokalvomateriaali); (f) DSP-prosessorit / ARM-prosessorit (Millenium 2010 -palkintoehdokas) / mikrokontrollerit; (g) lääketieteelliset signaalit (ECG, EEG); (h) kaiunpoisto; (i) Heikki Huttusen suomenkielisten oppikirjojen sovellukset; ...

105. (DL 27.2.2012, [G1006]) Express each of the following sinusoidals using two exponential functions ($e^j \dots$)
- a) $-1.6 \cdot \cos(2\pi \cdot 16 \cdot t + (-1.9))$,
- b) $-2.4 \cdot \sin(2\pi \cdot 7.6 \cdot t - 2.4)$.

Katso esim. [T2, T1, T3]. Muista, että $-1 = e^{j\pi}$. Muoto on siis $A \cdot e^{j(B\omega + C)} + D \cdot e^{j(E\omega + F)}$, jossa A, \dots, F ovat vakioita. Miten hyödynnät Matlabia tai Octavea tuloksen "varmentamiseen"? Oletetaan esim. $x_1(t) = 3 \cos(15\pi t - 2)$, jonka olet muuntanut Eulerin kaavaa käyttäen ekvivalenttiin muotoon $x_2(t) = 1.5e^{j(15\pi t - 2)} + 1.5e^{-j(15\pi t - 2)}$.

```
t = [-2 : 0.001 : 5]; % näyteväli 0.001; riski valita liian iso arvo
x1 = 3*cos(15*pi*t-2); % täysin reaaliarvoista
x2 = 1.5*exp(j*(15*pi*t-2)) + 1.5*exp(-j*(15*pi*t-2));
sum(imag(x2)) % pitäisi olla reaalista eli tämän summan nolla
E12 = sum(power((x1-x2),2)) % erotusten energia. Jos 0, niin x1 ja x2 samoja (?)
E1 = sum(power(x1,2)) % x1(t):n energia (power() == x1 .hattu 2)
R = E12/E1 % jos 0, niin x1 ja x2 samoja (?)
```

Koska virhe oli nolla (tai pyöristysvirheistä aiheutuva), johdettu tulos *saattaa* olla oikein.

106. (DL 27.2.2012, [B3510*]) Compute the partial fraction expansion for $f(x) = [0.4x]/[x^2 + 0.1x - 0.56]$.

Kompleksilukujen ja Eulerin kaavan kertausta. Erilaisia tehtäviä, pääosin [T1-13]. Kompleksi-arvoinen funktio $H(\omega)$: [T4]. Kompleksiluvut: [T3]. Juuret: esim. [T8, T55c]. Suotimen siirtofunktiosta $H(z) = B(z)/A(z)$ saadaan siis selville nollat ja navat eli kyseisten polynomien juuret. Huomaa, että $x = \pm j$ ei ole oikea vastaus, koska esimerkiksi $((\pm j)^4)^{502} = 1$. Osamurtokehitemmä. Katso esim. [T10, T53c, T55f, T56]. Eli toisen asteen IIR-suotimen $H(z)$ pitää hajottaa kahdeksi ensimmäisen asteen $H_i(z)$:ksi, jotta päästään käänteis-muuntamaan.

107. (DL 27.2.2012, [B9945])

a) Compute and draw some values of

$$x[n] = e^{-j((3/8)\pi n + \pi)} = e^{j((-3/8)\pi n - \pi)} = e^{j((-3/8)\pi n)} \cdot e^{j(-\pi)}$$

Make sure that you understand how to deal with exponential functions $A \cdot e^{j\omega + \theta}$. Here $A = 1$ (unit circle with radius $r = 1$). Remember to set "RAD" (instead of "DEG") in your calculator if needed. Draw first sample values also in Figure 1.

So, sometimes it is more useful to use rectangular coordinates (x, y) and sometimes polar coordinates (r, θ) .

n	$x[n] (r \cdot e^{j\omega})$	$(x + yj)$
0	$e^{-j((3/8)\pi \cdot 0 + \pi)} \approx$	
1	$e^{-j((3/8)\pi \cdot 1 + \pi)} \approx$	
2	$e^{-j((3/8)\pi \cdot 2 + \pi)} \approx$	
3	$e^{-j((3/8)\pi \cdot 3 + \pi)} \approx$	

b) What is the fundamental period N_0 of $x[n] = e^{-j((3/8)\pi n + \pi)}$? You can start by substituting n by $n + N$ and keeping in mind that both $n, N \in \mathbb{Z}$. You can also use Figure 1.

$$\begin{aligned} x[n] &= e^{-j((3/8)\pi n + \pi)} \\ x[n + N] &= e^{-j((3/8)\pi(n+N) + \pi)} \\ &= e^{-j((3/8)\pi n + \pi + \dots)} \end{aligned}$$

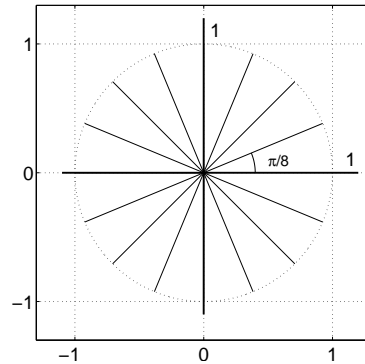


Figure 1: Problem 107: (a) unit circle, angle of each sector is $\pi/8$.

Kompleksinen eksponentiaalifunktio $r \cdot e^{j\omega}$, nyt $r = 1$. Eksponenttifunktio löytyy Fourier-muunnosten takaa. Katso esim. [T2, T5]. $x[1] \approx -0.4 + 0.9j$

Jaksollisuus. Katso [T20]. Vastaus on välillä 10, ..., 20. Huomaa, että n ja N ovat aina kokonaislukuja.

108. (DL 27.2.2012, [G1001]) Consider the following three sequences $x_i[n]$ with three different expressions – using (1) δ -notation $\sum_k c_k \cdot \delta[n - k]$, (2) sequence $\{\dots\}$, where underlined

number is at origo $n = 0$, and (3) a graph with "stems":

$$\begin{aligned} x_1[n] &= 4\delta[n] - \delta[n - 1] + 2\delta[n - 2] + \delta[n - 3] \\ x_2[n] &= \{0, 0, 0, 1, -4, 1, 4\} \\ x_3[n] &\text{ as shown in Figure 2} \end{aligned}$$

a) Compute

$$\begin{aligned} x_4[n] &= x_1[n] + x_2[n] + x_3[n] \\ x_5[n] &= 2x_1[n - 1] - 3x_2[n] + 5x_3[n + 3] \\ x_6[n] &= x_2[-n + 2] + x_3[n]\mu[-n + 4] \end{aligned}$$

Write down the solutions by listing values (notation (2)).

b) All sequences $x_i[n]$ are here of finite length. Let $L\{\cdot\}$ count the length of the sequence, e.g., $v[n] = \delta[n + 2] + \delta[n] - \delta[n - 1]$, $L\{v[n]\} = 4$. Let $A\{\cdot\}$ find the index number n of the first non-zero element from left, e.g. $A\{v[n]\} = -2$. Find the values $L\{x_i[n]\}$ and $A\{x_i[n]\}$ for all $i = 1 \dots 6$.

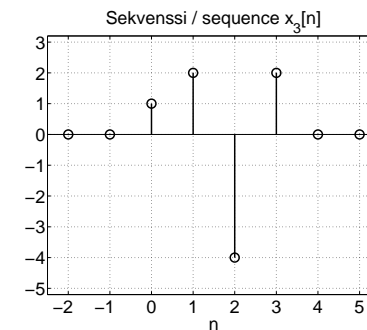


Figure 2: Problem 108: Sequence $x_3[n]$. [Series 1004]

Katso esim. [T19].

Sekvenssin pituudella ja aloituskohdalla voi varmistaa ymmärrystä konvoluution laskemisessa, katso [T30].

109. (DL 27.2.2012, [G1150]) Sketch the flow (block) diagram for each of the following LTI systems in "standard" direct form I format.

a) $y[n] - 2.52y[n - 1] + 2.24y[n - 2] - 0.69y[n - 3] = 0.03x[n] - 0.01x[n - 1] - 0.01x[n - 2] + 0.03x[n - 3]$

b) $h[n] = -0.01\delta[n] + 0.51\delta[n - 1] + 0.51\delta[n - 2] - 0.01\delta[n - 3]$

Katso esim. [T23, T24, T21, T22, T27, T63] tai esimerkki tämän tehtävänipun tehtävän 123 kuvasta. Suora muoto I: Viivrekisterit alaspäin; ensin "eteenpäin" laskeva FIR-osa ja sitten "takaisinkytketty" IIR-osa. Suoran muodon esityksistä on enemmän tehtävän [T63] selitysosassa. Suoran muodon piirroksissa kertoimet ja siirtofunktion $H(z)$:n kertoimet ovat lähes yksi yhteen. Huomaa, että jos impulssivaste $h[n]$ esitetään rekursiivisesti sen edellisten arvojen $h[n - k]$ avulla, niin kyseessä on takaisinkytkentä. Voit kokeilla vaihtaa suoraviivaisesti $y \leftrightarrow h$ ja $x \leftrightarrow \delta$.

110. (DL 27.2.2012, [B9920]) Convolution

$$y[n] = h[n] \otimes x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k]x[n - k]$$

- Determine convolution for two sequences found in Figure 3.
- Compute convolution of the input sequence $x[n] = 2\delta[n - 2] + 3\delta[n - 3]$ and the impulse response $h[n] = -4\delta[n - 1] + \delta[n - 2]$.
- Compute the product of polynomials $(3x^3 + 2x^2) \cdot (x^2 - 4x)$.
- Can you see the connection between (b) and (c)?

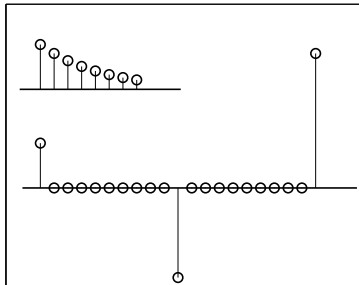


Figure 3: Problem 110(a): two sequences to be convolved.

Diskreettiaikainen konvoluutio: esim. [T30, T31, T32]. Matlabissa ja Octavessa `conv`. Kokeile myös netissä <http://www.jhu.edu/~signals/> - Joy of Convolution (Discrete Time).

111. (DL 23.4.2012, [B2018*]) The impulse response $h_1[n]$ of a LTI system is known to be $h_1[n] = \delta[n] + \delta[n - 2]$. It is connected in cascade (series) with another LTI system h_2 as shown in Figure 4.

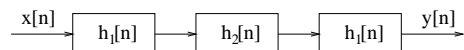


Figure 4: The cascade system of Problem 111.

n	< 0	0	1	2	3	4	5	6	7	> 7
h[n]	0	0	1	2	3	4	3	2	1	0

Table 1: Impulse response of the cascade system in Problem 111.

Compute the impulse response $h_2[n]$, when it is known that the impulse response $h[n]$ of the whole system is shown in Table 1 below.

Katso esim. [T30-T34].

Tentissä kysytään perinteisesti dekonvoluutiota, jonka ratkaisemisessa tarvitaan konvoluutiota. Matlabissa komennot `conv` ja `deconv`. Signaalin suodatus on siis suotimen impulssivasteen ja sisääntulosignaalin konvoluutiota.

Sovitettu suodin: [T34], **alijärjestelmät:** [T33], **dekonvoluutio:** [T32].

112. (DL 23.4.2012, [B9925]) Using a formula table (can be found in Noppa, "Muu materiaali" / "Additional material", the link "Kurssin taulukkomoniste", given also in the exam), see section "Discrete-time Fourier-transform" on page 2, solve the following:

- $x[n] = \sin(0.22\pi n)$, what is $X(e^{j\omega})$?
- $h[n] = \delta[n] + \delta[n - 5]$, what is $H(e^{j\omega})$? (FIR filter with no feedback)
- $h[n] = \delta[n] + \delta[n - 5] + 0.5h[n - 1]$, what is $H(e^{j\omega})$?
- $x[n] = (1/3)^n \mu[n] + (2/3)^n \mu[n]$, what is $X(e^{j\omega})$?

Katso esim. [T38, T39, T40] ja kaavakokoelma, mm. "LTI filter analysis" -kohdan $a x[n - k] \leftrightarrow a e^{-jk\omega}$. Huomaa, että kohdan d) vastauksessa tulee mukana olla termi $(2/9)$.

113. (DL 23.4.2012, [B9921]) Sampling.

- See the demo about sampling in <http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3015/Demo/> or using Matlab script `demosing4.m` in <http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3015/Matlab/>.

Consider a sine signal at frequency 8000 Hz with the sampling frequency $f_T = 10000$ Hz. Because $8000 > 10000/2$ the sequence is aliased into the "baseband" of $0 \dots 5000$ Hz. Where does the 8000 Hz component alias to? Check the result in Figure 5.

$$\begin{aligned} x(t) &= \cos(2\pi \cdot 8000 \cdot t) \\ x[n] = x(nT) = x(n/f_T) &= \cos(2\pi \cdot (8000/10000) \cdot n) \\ &= \cos(2\pi \cdot (8000/10000) \cdot n - 2\pi \cdot (10000/10000) \cdot n) \\ &= \\ &= \end{aligned}$$

- What if the frequency of the analog signal is $f = 13000$ Hz with the same $f_T = 10000$ Hz. What does happen? **(A)** Signal vanishes totally, **(B)** Signal does not alias to

“baseband” at all, (C) Signal aliases and can be found after ideal reconstruction at 7000 Hz, (D) None of above.

- c) Sampling with too low sampling frequency can be utilized in some cases, see “Sampling of Bandpass Signals” (Mitra 2Ed Sec. 5.3, p. 310 / 3Ed Sec. 4.3, p. 184). Digital signals can also be resampled without any D/A-A/D conversions, see “Multirate processing” (Mitra 2Ed Sec. 10 / 3Ed Sec. 13).

Consider a sequence $x[n] = \cos(2\pi \frac{246700}{f_T} n)$, where $f_T > 1000000$ Hz (no aliasing). It is a sinusoidal that oscillates some 250000 times a second. Which sinusoidal sequence (in “baseband” where $\omega \in (0, \dots, \pi)$) do you get when f_T is set to $f_T \leftarrow 2500$ Hz.

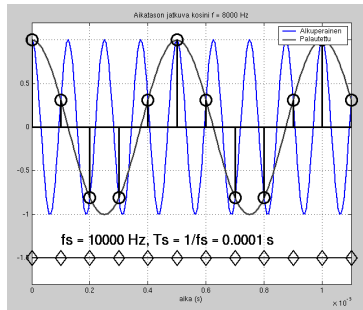


Figure 5: Problem 113: an example of demosampling4.m with $f = 8000$ Hz and $f_T = 10000$ Hz.

Sinisignaalin naytteistys: esim. [T47].

114. (DL 23.4.2012, [B9924]) LTI systems can be examined from a several points of view. See Figure 6, where a digital linear and time-invariant (LTI) system can be expressed in several (pretty) equivalent forms. When you are given one form your task is to find others.

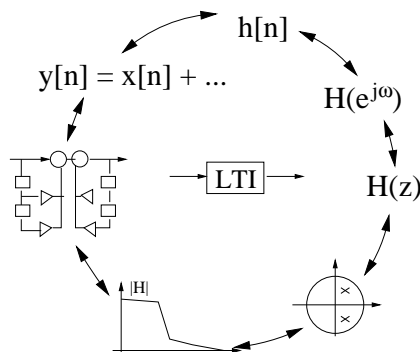


Figure 6: Problem 114: LTI system and its analysis.

Consider a digital LTI filter

$$H(z) = \frac{1 - 1.5z^{-1} + z^{-2}}{1 + 0.9z^{-1}}, \quad |z| > 0.9$$

- Compute poles and zeros, and sketch pole-zero plot.
- Determine frequency response $H(e^{j\omega})$.
- Sketch the magnitude response $|H(e^{j\omega})|$.
- Determine gain K so that $K \cdot \max\{|H(z)|\} = 1$.
- (Sketch the phase response $\angle H(e^{j\omega})$.)
- Determine difference equation.
- Draw the flow (block) diagram.
- Determine impulse response both in recursive and non-recursive manner
- Is the filter IIR or FIR?
- What is the order of the filter?
- Is the filter causal? Show it.
- Is the filter stable? Show it.

The idea is that you can solve this kind of problem by hands in case of filter order 1 or 2. See also these homework problems 109 (block / flow diagrams), 115 (analysis), 116 (pole-zero plots), 123 (analysis with Matlab).

The analysis of a digital linear and time-invariant (LTI) filter is a core topic in the first part of the course (analysis of filters). You can have a look at [T55]. More background given next.

$$H(z) = \frac{1 - 1.5z^{-1} + z^{-2}}{1 + 0.9z^{-1}}, \quad |z| > 0.9$$

LTI system given by transfer function $H(z)$ requires ROC (“region of convergence”), here $|z| > 0.9$, determined by poles of filters. In our course it can be assumed that ROC is the area outside radius of the outmost pole. If you want to learn more about ROCs start with [T56].

(a) Poles are roots of $1 + 0.9z^{-1}$ and zeros are roots of $1 - 1.5z^{-1} + z^{-2}$, i.e., solutions to $1 + 0.9z^{-1} = 0$ and $1 - 1.5z^{-1} + z^{-2} = 0$. The number of roots equals to the order of polynomial. Roots of first and second order polynomials can be easily computed by hands (calculator). Note that poles (zeros) have complex conjugate pairs.

(b) Just substitution: $z \leftarrow e^{j\omega}$.

(c) See [T54]. It is enough to make a sketch of magnitude response using pole-zero plot, see [T54].

(d) Typically maximum of the magnitude response is normalized (scaled) to 1. The idea is that the filter in its standard form does not amplify any frequency component. It implies that the maximum value is 0 dB.

(e) This is not a FIR, so the phase response cannot be linear. It is enough to make a sketch of phase response using pole-zero plot similarly as in (c) but using additions of angles. If not succeeded, skip over this.

(f) Back to time-domain. See [T53c] back and forth. Make sure that the constant 0.9 refers to $y[n - 1]$, and 1.5 and 1 to $x[n - 1]$ and $x[n - 2]$, respectively. Check minus/plus signs.

(g) The structure contains a feedback structure. See a corresponding figure in Problem 124 in these homework problems. Check minus/plus signs of the feedback coefficient.

(h) Recursive manner $h[n] = \dots + a_1 h[n - 1]$ using DTFT directly ($a_1 e^{-j\omega} H(e^{j\omega}) \leftrightarrow a_1 h[n - 1]$).

Non-recursive $h[n] = \dots + A_1^n \mu[n]$, i.e., you can compute $h[M]$ without knowing $h[M - 1]$. In case of second order IIR system and non-recursive form of $h[n]$, you have to compute partial fraction decomposition, see [T10] ($h[n] = 0.4(0.6 \cdot 0.3^n \mu[n] + 0.4 \cdot (-0.2)^n \mu[n]) - 0.2 \dots$) or [T55f].

(i) IIR: recursive computation; at least one feedback loop in the structure; $y[n]$ depends on other $y[n - k]$ values; the stability of the system should be checked.

FIR: non-recursive; no feedbacks; $y[n]$ depends only on $x[n - k]$ s; Always stable ($\sum_i |h[i]| < \infty$ because of finite number of finite-valued $h[n]$); may have a linear phase response.

(j) Maximum of order of numerator polynomial and denominator polynomial. Or, maximum of numbers of poles and zeros outside origin.

(k) Does it predict? Is there any output before putting in anything? Can it work in real-time? Is there only present and previous values in the difference equation? (No-No-Yes-Yes: a causal system.) Using impulse response $h[n] = 0$, when $n < 0$. In z -domain ROC contains ∞ . System properties, see [T25].

An example of a non-causal system: computation of 7-day-average of daily temperatures $y[n] = (1/7) \cdot (x[n + 3] + x[n + 2] + \dots + x[n - 2] + x[n - 3])$ ("next" three days + "today" + "previous" three days).

(l) Does the bounded input result to bounded output? Is the impulse response absolutely summable, $\sum_i |h[i]| < \infty$? In z -domain ROC contains the unit circle. System properties, see [T25].

115. (DL 23.4.2012, [G1500]) Consider a second-order IIR type LTI system with the difference equation

$$y[n] + 1.2y[n - 1] + 0.72y[n - 2] = x[n] - 0.81x[n - 2]$$

- Draw the flow diagram in a "standard" Direct Form I format.
- Determine the transfer function $H(z)$.
- Compute poles and zeros, and sketch a pole-zero plot.
- Sketch the magnitude response $|H(e^{j\omega})|$ using information from the pole-zero plot.
- Describe your filter: FIR/IIR, order, stable/astable, causal/non-causal, lowpass / highpass / bandpass / bandstop / allpass.
- Derive the partial fraction expansion (if needed) and determine the impulse response $h[n]$.

Katso esim. [T55, T53, T42]. Suotimen analysointi eteen- ja taaksepäin on välikokeiden perustehtäviä, kuten tehtävässä 114. Ensimmäisen tai toiseen asteen suotimen on laskettavissa taskulaskimella tai käsinkin (VK1), etenkin kun polynomissa on helpot kertoimet. Toisen asteen ratkaisukaava annetaan kaavakokoelmassa.

Suora muoto I:n piirrostapa on näkyvissä mm. Figure 32(a),(b) ja [T63].

116. (DL 23.4.2012, [B3181*]) Determine which pole-zero plot corresponds which amplitude response in Figure 7. Explain shortly. What are the orders of the filters? Which of the filters are IIR? Which of the filters are stable (having "normal" ROC)?

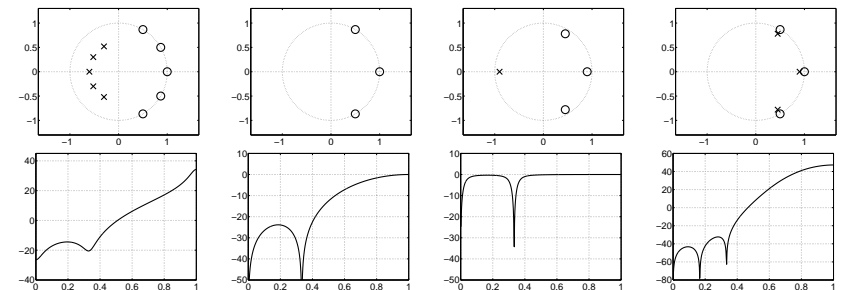


Figure 7: Problem 116: which pole-zero plot corresponds which amplitude response? Amplitude response: X-axis $\omega = [0 \dots \pi]$, Y-axis in decibels.

Katso esim. [T54].

Huomaa, että napanollakuvioista eli napojen ja nollien sijainneista saadaan laskettua $H(z)$ ilman vahvistuserrointa. Esim. $z_1 = -1$ ja $p_1 = 0.5$: $H(z) = (1 - z_1 z^{-1}) / (1 - p_1 z^{-1}) = (1 + z^{-1}) / (1 - 0.5z^{-1})$.

Normaali ROC viittaa alueeseen uloimman navan kehän ulkopuolella. Kun näin "valitaan" ja uloin napa on yksikköympyrän sisällä, niin ROC:hen kuuluu yksikköympyrä (= stabiili) ja äärettömyys (= kausaalinen).

Huomaa siis, että analogisuotimille $H(s)$ stabiiliisuusehto oli, että kaikki navat ovat vasemmassa puolitasossa, kun taas digitaalisuotimille $H(z)$ napojen tulee olla yksikköympyrän sisällä. Tämä johtuu bilineaarimuunnoksesta s - ja z -tasojen välillä.

117. (DL 23.4.2012, [B9926]) Compute by hands a 4-point discrete Fourier transform (DFT)

$$X[k] = \sum_{n=0}^3 x[n] W_4^{nk}, \quad k = 0, \dots, 3, \quad W_N = e^{-j2\pi/N}$$

for a sequence

$$x[n] = 2\delta[n] + \delta[n - 2] + 2\delta[n - 3] = \{2, 0, 1, 2\}$$

See, e.g., [T13,T50,T51].

If W_4 is tricky, just open it: $W_4 = e^{-j2\pi/4} = e^{-j\pi/2} = -j$ (each W_4 90 degrees clockwise at the unit circle).

If \sum_n is tricky, just open it one by one, e.g., $k = 0$:

$$X[0] = x[0]W_4^{0 \cdot 0} + x[1]W_4^{1 \cdot 0} + x[2]W_4^{2 \cdot 0} + x[3]W_4^{3 \cdot 0} = \dots$$

You can check the result by typing `xF = fft([2 0 1 2])`. This gives you four values, $X[0]$, $X[1]$, $X[2]$, and $X[3]$. For a real sequence $x[n]$ always: $X[0]$ is real and it is the sum of all $x[n]$; $X[i] = X[N - i]^*$ are complex conjugates; $X[N/2]$ is real.

If you don't have access to Matlab, you can download free Octave (and Octave Forge packages) from octave.sourceforge.net.

118. (DL 23.4.2012, [P2100]) See the specifications of a lowpass filter given in Figure 8 where x-axis is in range $(0, f_T/2)$ Hz. In addition, the magnitude response of an IIR filter fulfilling specifications is plotted.

Frequency values are often normalized according to the sampling frequency: $\omega = 2\pi f/f_T$, or in Matlab $f_{\text{Matlab}} = \omega/\pi$. In other words, half of the sampling frequency $f_T/2$ corresponds to π or 1, respectively.

Sampling frequency f_T	0	$f_T/4$	$f_T/2$	$3f_T/4$	f_T	Hz
Frequency f , $f_T = 20$ kHz	0	5000	10000	15000	20000	Hz
Angular frequency Ω	0	10000π	20000π	30000π	40000π	rad/s
Normalized angular frequency ω	0	$\pi/2$	π	$3\pi/2$	2π	rad/sample
Normalized frequency f_{norm}	0	0.5	1	1.5	2	1

Write down the values for the cut-off frequencies: $0 < f_p < f_s < f_T/2$, $0 < \omega_p < \omega_s < \pi$, and $0 < W_p < W_s < 1$.

	f , [f] = Hz	ω , [ω] = rad/sample	W
passband cut-off	$f_p \approx$	$\omega_p \approx$	$W_p \approx$
stopband cut-off	$f_s \approx$	$\omega_s \approx$	$W_s \approx$

The corresponding Matlab command for plotting the magnitude and frequency specifications for IIR filters is `speksitIIR(Wp, Ws, 2, 20, ' ', 10000)`, where `speksitIIR.m` is from course web site, not a command of standard Matlab.

Taaajuusakselin normalisointi, kts esim. Matlab-tehtävät tai [T66]. (Hyvin lyhyt tehtävä.)

119. (DL 5.2012, [T1020*])
- Draw the frequency response $H_{\text{ideal}}(e^{j\omega})$ of the ideal filter, when a lowpass filter with cut-off frequency $\omega_c = 3\pi/5$ is wanted.
 - Compute the impulse response $h_{\text{ideal}}[n]$ of the corresponding ideal filter. Write down the values for $n = -2 \dots 2$. Hint: Inverse transform, after that you receive a non-causal infinite-length impulse response, which is a sinc function.

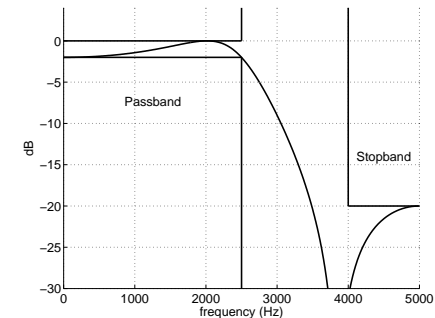


Figure 8: Problem 118: Filter specifications (`speksitIIR.m`) and the magnitude response (`freqz(B,A)`) of a filter meeting them.

- Compute the coefficients of FIR filter using window method (truncated Fourier series) and rectangular window of length 5 ($M = 2$): $w_s[n] = 1$, $-M \leq n \leq M$. What is the order of FIR filter?
- Do as in (c) but use a Hann window

$$w_h[n] = 0.5 \cdot \left(1 + \cos\left(\frac{2\pi n}{2M}\right) \right), \quad -M \leq n \leq M$$

Katso esim. [T70, T85a-c] sekä kurssin oma demo `demoFIRwindowDB.m`. Ikkunamenetelmässä suodin $h_{\text{FIR}}[n]$ on aina äärettömän pitkän ideaalisen impulssivasteen $h_{\text{ideal}}[n]$ ja ikkunafunktion $w[n]$ tulo. Se ei ole ikkunafunktio itsessään.

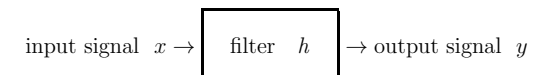
120. (DL 5.2012, [G1701]) Lataa välikoepaperi "VK1A 7.3.2006" kurssin kotisivulta (Vanhoja tenttejä) tai suoraan http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3010/VanhatTentit/t613010_v1_070306.pdf.

Perustele väittämistä 1.2, 1.4, 1.8, 1.13 miksi kukin väittäjä on oikein. Voit myös mieltä, miksi vääriksi merkatut vaihtoehdot ovat väärin. Voit verrata omia vastauksia annettuihin oikeisiin (ja mahdollisiin selityksiin) katsomalla tenttisivun alaosan linkkejä "Joitakin vastauksia".

Jos olet eri mieltä joistain kohdista, kysy!

Vanhat tentit Nopasta zip-pakettina tai vanhoilta sivuilta <http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3010/VanhatTentit/>. Samasta hakemistosta vastauksia `ratkaisuja_part2.txt` (2006), `ratkaisuja_part3.txt` (2007), `ratkaisuja_part4.txt` (2008) ja `ratkaisuja_part5.txt` (2009).

121. (DL 27.2.2012, [B1800]) The filtering can be considered as



Load an audio file `knallipiip.wav` into Matlab. Listen to that and draw the spectrogram. Run the `for` loop (filter) as shown in the code below. After that listen to the output and draw its spectrogram. Compare to figures in Matlab #1 / Problem 4 ([M2063]). Note that the coefficients of x sequences in `for` loop are the same as in $H(\omega) = 1 - 1.176e^{-j\omega} + e^{-j2\omega}$.

Return the appended code and spectrograms, explain the connection with Problem 4, and give short comments what happened.

```
[x, fT] = wavread('knallipiip.wav');
soundsc(x, fT);
figure(18);
spectrogram(x, 512, 256, 512, fT, 'yaxis'); colorbar;

y = zeros(size(x));
for k = (3 : length(x))
    y(k) = x(k) - 1.176*x(k-1) + x(k-2);
end;
```

Äänitiedosto Nopasta "Viikkoharjoitukset". Katso Matlab #1 -kierros, tehtävä 4, jossa kompleksiarvoinen funktio $H(\omega) = 1 - 1.176e^{-j\omega} + e^{-j2\omega}$ (suodin taajuustasossa). Vertaa kertoimia `for`-loopin kertoimiin (suodatus aikatasossa, konvoluutio).

122. (DL 27.2.2012, [M2062]) Puhelimessa ja kännykässä voi kuulla näppäinääniä painettaessa eri numeronäppäimiä. DTMF-signaalit (dual tone multi frequency) koostuvat kahden sinikomponentin summasta $x[n] = \cos(2\pi(f_1/f_T)n) + \cos(2\pi(f_2/f_T)n)$, jossa alataajuudet ovat {697, 770, 852, 941} ja ylätaajuudet {1209, 1336, 1477}.

	1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz
697 Hz	1	2	3
770 Hz	4	5	6
852 Hz	7	8	9
941 Hz		0	

Toteuta funktio, jolle voi syöttää merkkijonona puhelinnumeron (puhelinnumerosi) ja se palauttaa vektorin, jossa on DTMF-tyyppisiä ääniä:

```
puhnumero = '050 581 0518'
y          = myGenDTMF(puhnumero);
soundsc(y, 8000);
plot(y);
```

Katso tarkemmin kooditiedostoa `myGenDTMF.m` (saatavilla Nopasta "Viikkoharjoitukset" -osasta harjoituskierroksen Matlab #2 kohdalta) ja kirjoita puuttuvat rivit `switch-case`-rakenteeseen. Varmistu kuuntelemalla koodisi toimivuudesta. Palauta lähdekoodi sekä spektrogrammikuva saamastasi signaalista (`spectrogram`).

Katso Matlab #2 -kierros.

Kaksi vaihtoehtoa: koodaat itse kaiken alusta, jolloin vaatimuksena on, että funktiokutsu `y = myGenDTMF('050 581 0518')`; palauttaa lukujonon `y`, jonka voi kuunnella.

Helpompi tapa on avata Matlabin editorissa `myGenDTMF.m`, tutki koodia ja täydentää puuttuvat rivit case-kohtiin. Kaiken tarvitsemasi saat valmiina Matlab #2 -kierrokselta.

Kuuntele `soundsc` komennolla: jos kuuluu näppäinääniä äänet, niin olet tehnyt tehtävän oikein.

Matlabin rakenne `switch-case-otherwise` avautuu Matlabin dokumentaatiosta `help switch` tai `doc switch` tai `kvg.fi`: Matlab switch

123. (DL 23.4.2012, [G1400]) A LTI system is given with its block diagram (direct form I type) in Figure 9. In order to analyze the system in Matlab, you have to find values for B, coefficients of numerator polynomial, and A, coefficients of denominator polynomial.

In this problem you are allowed – and you have to use Matlab. Attach all figures in (b)..(e) in returnings.

- Determine B and A for Matlab. Is the system FIR or IIR?
- Plot the amplitude response both in linear and logarithmic (decibel) scale (in y-axis).
- Plot the phase response. Is the phase response linear?
- Plot the pole-zero-plot. Is the filter stable?
- Plot the impulse response $h[n]$. Do you find here whether the filter is stable?

See Matlab #3. 4th order systems and polynomials, do not try compute by hands, but use Matlab or Octave. Be careful with $+-$ signs with the coefficients in the feedback loop.

124. (DL 23.4.2012, [M4002]) IIR filters are designed with specifications in Figure 10.

Task: Load the m-file `M4002.m` and run the code. Verify first that the sampling frequency f_T of `avs1.wav` is 11025 Hz. Design an elliptic IIR lowpass filter with $f_p = 1800$ Hz (end of passband frequency) and $f_s = 2000$ Hz (start of stopband frequency). Passband ripple may be 2 dB, and minimum stopband attenuation at least 40 dB. Read `help ellipord` | `ellip`.

Write down the order of the filter and the coefficients of the transfer function. Plot also the pole-zero diagram, where the filter order is $\max\{\#\text{zeros}, \#\text{poles}\}$.

In the end, filter a demo signal and listen to the result.

Katso Matlab #4 – #6 -kierrokset. Suodinsuunnittelun vaiheet: (i) määritellään vaatimukset (speksit); (ii) valitaan suodintyyppi (IIR/FIR, ominaisuudet) (iii) estimoidaan asteluku (`ellipord`); (iv) lasketaan suotimen kertoimet (`ellip`); (v) tarkistetaan että speksit täyttyvät; (vi) käytetään.

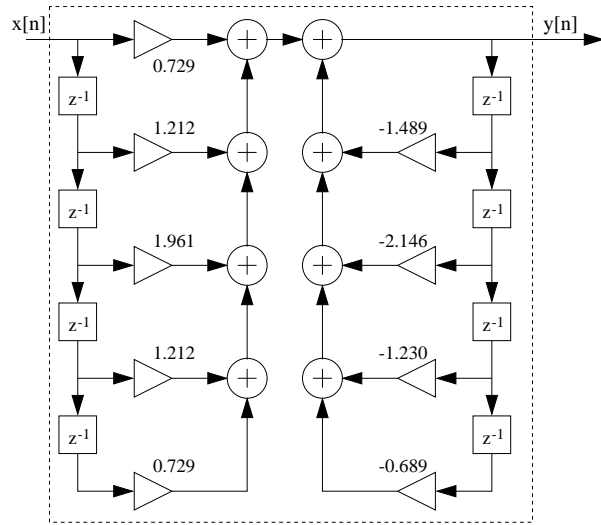


Figure 9: Problem 123: LTI system from which variables B and A are to be found.

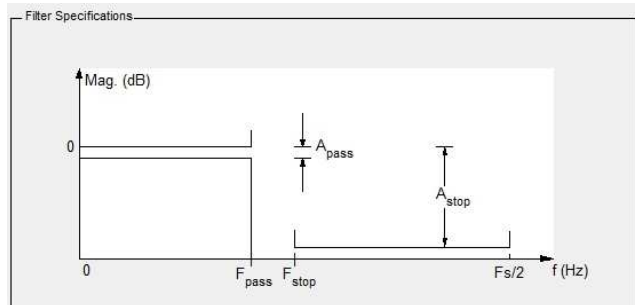


Figure 10: Problem 124: Filter specifications for an IIR filter. In Matlab variables \mathbf{Wp} ($F_{pass} = 2f_p/f_r$) and \mathbf{Ws} ($F_{stop} = 2f_s/f_r$), which are normalized cut-off frequencies, maximum passband ripple \mathbf{Rp} (A_{pass}) and minimum stopband attenuation \mathbf{Rs} (A_{stop}) in decibels.

Jatkotehtävät, 200-sarja

201. (0-3 p, DL 5.2012, [B9910]) Täydennä tehtävässä 104 kirjoittamaasi referaattia omalla pohdinnalla (essee). Omassa osuudessasi voit esimerkiksi yhdistellä muita tietämiäsi aiheita uudeksi synteesiksi tai luodata referaatin tuloksia omien kokemustesi valossa. Arvioi lähteesi tieteellisyyttä ja luotettavuutta.

Voit kirjoittaa tämän pohdinnan koneella. Voit halutessasi palauttaa esseen yhtenä tekstinä edellisen kohdan referaatin kanssa. Tällöin erota selkeästi oma osuutesi muiden

ajatuksista (referaatti).

- 202. (0-2 p, DL 5.2012, [B9944]) Collect your TOP10 DSP-terms, that is, the most profound terms in this course in your opinion. Define or explain each term shortly.
- 203. (0-1 p, DL 23.4.2012, [B9919]) Periods:

$$\exists T \in \mathbb{R} : x(t) = x(t + T), \quad \forall t \in \mathbb{R}$$

$$\exists N \in \mathbb{N} : x[n] = x[n + N], \quad \forall n \in \mathbb{Z}$$

Consider periodic sequences $x_1[n]$, $x_2[n]$, and $x_3[n]$, which have fundamental periods $N_1 = 6$ (stars), $N_2 = 7$ (circles), and $N_3 = 9$ (crosses), respectively. See an example in Figure 11. What is the fundamental period N_0 of the sum sequence $x[n] = x_1[n] + x_2[n] + x_3[n]$?

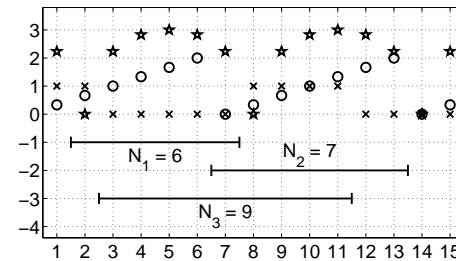


Figure 11: Problem 203: three sequences in Problem 203.

Jaksollisuus. Katso [T20d].

- 204. (0-1 p, DL 23.4.2012, [B9961]) Consider circular shift and circular convolution.
 - a) Consider sequence $x_1[n]$ in Problem 108 on page 7 (this exercise package). What is sequence $x_y[n]$ after *circular shift* by 3 delays and sequence length $N = L\{x_1[n]\}$: $x_7[n] = x_1[\langle n - 3 \rangle_N]$?
 - b) Consider sequences $x[n]$ and $h[n]$ in Problem 110 on page 9 (this exercise package) with sequence length $N = 4$: $x[n] = \{0, 0, 2, 3\}$ and $h[n] = \{0, -4, 1, 0\}$. Compute *circular convolution* $y_C[n] = h[n] \textcircled{4} x[n]$.

Using Matlab or Octave

- c) compute the same $y_C[n] = h[n] \textcircled{4} x[n]$ through frequency domain with commands

```
xF = fft(x, 4)
hF = fft(h, 4)
yF = xF .* hF
y4 = ifft(yF, 4)
```

- d) Compute $y_C[n] = h[n] \textcircled{8} x[n]$. Confirm that now $y_C[n] \equiv x_L[n]$ (result from linear convolution).

Ympyräkonvoluutio, katso esim. [T52, T51]. Ympyräsiirto ei ole oikeasti mikään erikoinen ja sitä on ympärillä kaikkialla: perjantaista kolme päivää eteenpäin on maanantai. Maanantai $x[0]$, perjantai $x[4]$, sunnuntai $x[6]$; $x[4 + 3 > 7] = x[0]$.

Kohdissa b-c ympyräkonvoluution tulos ei hirveästi poikkea lineaarisesta konvoluutiosta, koska jonojen "todelliset" pituudet ovat 2 ja 2 ja tällöin lineaarisen konvoluution pituus on $2 + 2 - 1 = 3 < 4$. Voit kokeilla tehtävän [T52] sekvenssejä.

205. (0-1 p, DL 23.4.2012, [G1180]) Consider an analog signal $x(t)$ with band-limited spectrum $|X(j\Omega)|$ shown in Figure 12(a). If the signal is sampled with $f_T = 8$ kHz without anti-aliasing, how does the spectrum $|X(e^{j\omega})|$ look like?

An example of sampling in frequency domain is given in Figure 12(c). Sampling can be also considered as flipping the spectrum around each $f_T/2$ -multiple ($f_T/2 = 6$ kHz) and summing the spectrum in the baseband $(0, \dots, f_T/2)$.

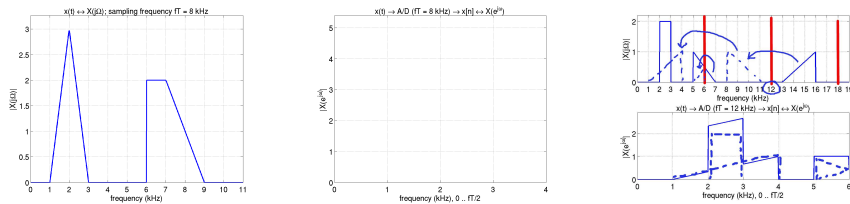


Figure 12: Problem 205: (a) analog spectrum $|X(j\Omega)|$ of Problem with $f_T = 8$ Hz, (b) your answer, (c) an example with $f_T = 12$ kHz.

Katso esim. [T48]. (Huomaathan, että (laskostuvien) spektrien summaaminen yhteen on raju yleistys; teoreettisessa tapauksessa laskostuva sinitaajuus voi olla juuri vastakkainvaiheinen ja nollata siten summasignaalin.)

206. (0-2 p, DL 23.4.2012, [B9923]) Consider the following cases of linear-phase FIR filters.

a) Consider an impulse response

$$h[n] = 2\delta[n - 4] + 3\delta[n - 5] - 3\delta[n - 6] - 2\delta[n - 7]$$

Sketch the (anti)symmetric sequence $h[n]$. Show the symmetry point. Due to symmetry the filter has linear phase response. Write down the frequency response in the format

$$H(e^{j\omega}) = e^{-jS\omega} \cdot (A_1 \sin(V_1\omega) + A_2 \sin(V_2\omega))$$

and determine coefficients S , A_1 , V_1 , A_2 , and V_2 .

b) Compute $\angle H(e^{j\omega})$ and from that the group delay $\tau(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \angle H(e^{j\omega})$.

c) Consider another 16-th order linear-phase filter with $\angle H(e^{j\omega}) = -8\omega$ (and no zeros at the unit circle). See also Figure 13.

A sequence $x_1[n] = 1 \cdot \cos(\omega_1 n)$ with normalized angular frequency $\omega_1 = 2\pi(f/f_T) = 0.05\pi$ is filtered giving an output sequence $y_1[n] = A_1 \cdot \cos(\omega_1 n + \theta_1)$, where A_1 is a constant from $1 \cdot |H(\omega = 0.05\pi)|$. Phase shift has been $\theta_1 = \angle H(\omega = 0.05\pi) = -8 \cdot 0.05\pi = -0.4\pi$, that is, sequences has been delayed by 8 samples ($8 \cdot (1/f_T)$ in seconds).

Another sequence $x_2[n] = 1 \cdot \cos(\omega_2 n)$ with $\omega_2 = 0.15\pi$ (three times higher frequency) is filtered. The output is $y_2[n] = A_2 \cdot \cos(\omega_2 n + \theta_2)$, where A_2 is another constant and $\theta_2 = \angle H(\omega = 0.15\pi) = -8 \cdot 0.15\pi = -1.2\pi$ (three times phase shift of $y_1[n]$). How much is this sequence delayed both in samples and seconds? What if the phase response had not been linear?

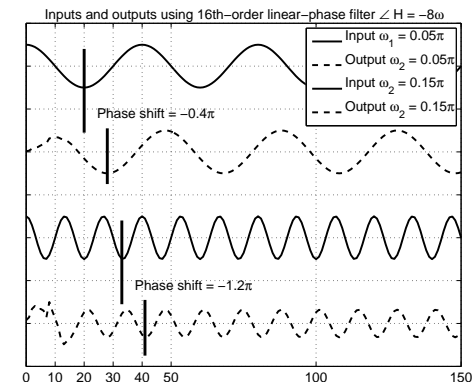


Figure 13: Problem 206: Two inputs and corresponding outputs from 16th-order linear-phase filter with $\angle H(e^{j\omega}) = -8\omega$.

(a) Note that the phase response is $\angle H(e^{j\omega}) = -S\omega$ and the group response $\tau(\omega) = S$. Hint: find the symmetry point of $h[n]$ which is then S . Apply Euler's formula $e^{j\omega} - e^{-j\omega} = 2j \sin(\omega)$.

207. (0-1 p, DL 23.4.2012, [B4010]) Determine the transfer function $H(z)$ of the system in Figure 14. Hint: use temporary variables $w_k[n]$ after each summing unit k , write down difference equations, apply z -transform, and reduce to $H(z)$.

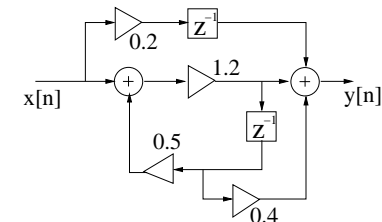


Figure 14: Problems 8, 9, 10, and 11: LTI system.

Apumuuttujat $w_i[n]$ jokaisen summaimen jälkeen. Tässä riittää yksi $w[n]$, koska toisen summaimen jälkeen on $y[n]$. Katso esim. [T64].

208. (0-1 p, DL 23.4.2012, [B4011]) After determining $H(z)$ of the system in Figure 14 draw the flow diagram in direct form I (DF I), DF II and transposed DF I_t and DF II_t.

Suora muoto I: Viiverekisterit alaspäin; ensin "eteenpäin" laskeva FIR-osa ja sitten "takaisinkytketty" IIR-osa. Suora muoto II: ensin IIR, sitten FIR. Suoran muodon esityksistä on enemmän tehtävän [T63] selitysosassa. Suoran muodon piirroksissa kertoimet ja siirtofunktion $H(z)$:n kertoimet ovat lähes yksi yhteen. Rakenteen transponoinnista myös tehtävässä [T63].

209. (0-1 p, DL 23.4.2012, [B4012]) After determining $H(z)$ of the IIR system in Figure 14 compute poles and zeros, express the order of the filter, sketch the pole-zero diagram, sketch the magnitude response, check if the filter is stable or not, causal or not.

LTI-järjestelmän analysointi. Katso esim. [T55] tai VK1-pistelaskarien tehtävä 3. Kurssin "ydinainesta".

210. (0-1 p, DL 23.4.2012, [B4013]) After determining $H(z)$ of the IIR system in Figure 14 compute the impulse response $h[n]$ (in close form).

Hint: z -transform formulas $a^n \mu[n] \leftrightarrow 1/[1 - az^{-1}]$ and $ax[n - k] \leftrightarrow az^{-k}X(z)$, and

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{a + bz^{-1}}{1 - cz^{-1}} \\ &= a \cdot \frac{1}{1 - cz^{-1}} + (bz^{-1}) \cdot \frac{1}{1 - cz^{-1}} \\ &= a \cdot H_1(z) + (bz^{-1}) \cdot H_1(z) \\ &\stackrel{\hat{z}}{\leftrightarrow} a \cdot h_1[n] + b \cdot h_1[n - 1] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_1(z) &= \frac{1}{1 - cz^{-1}} \\ &\stackrel{\hat{z}}{\leftrightarrow} c^n \mu[n] = h_1[n] \end{aligned}$$

$$h_1[n - 1] = c^{n-1} \mu[n - 1] \quad \text{check!!!}$$

Esitetään $h[n]$ suljetussa muodossa eli ei-rekursiivisesti, siis ilman entisiä $h[n-k]$ -arvoja.

Tyypillisin "kauneusvirhe" on muodon $z^{-1} \cdot (1/[1 - cz^{-1}])$ käänteismuunnos virheelliseen muotoon $c^n \mu[n - 1]$, kun oikein olisi $c^{n-1} \mu[n - 1]$ eli viive vaikuttaa molempiin n -indekseihin.

211. (0-1 p, DL 23.4.2012, [B6012*]) Normalize the maximum magnitude response of the digital bandpass filter (Chebyshev II) below (see also Figure 15) into unity (0 dB) without help of Matlab. Maximum of the magnitude response is reached at $\omega = \pi/2$. ($K \approx 1.0112$ is the wrong answer.)

$$H(z) = K \cdot \frac{1 + 1.8841z^{-2} + 2.5059z^{-4} + 1.8841z^{-6} + z^{-8}}{1 + 2.7197z^{-2} + 2.9285z^{-4} + 1.4427z^{-6} + 0.2758z^{-8}}$$

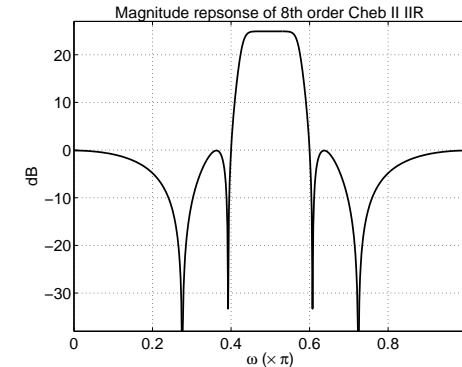


Figure 15: Problem 211: Magnitude response.

Katso esim. [T57]. Huomaa normalisoidun kulmataajuuden ω ja z :n yhteys: $z = e^{j\omega}$. Tällöin esimerkiksi taajuusvasteen $H(e^{j\omega})$ arvo taajuudella $\omega = 0$ on sama kuin siirtofunktio $H(z)$ arvolla $z = e^{j \cdot 0} = 1$.

212. (0-1 p, DL 23.4.2012, [T1046*]) Sketch roughly (without Matlab) the magnitude responses of digital Butterworth, Chebyshev I and elliptic filters in range $\omega \in [0 \dots \pi]$ given the specifications below. Concentrate to show how the three types of approximations differ from each other. Filters have been designed first in continuous s -plane and then converted to z -plane via bilinear transformation.

- 8th order highpass filter with stopband $[0 \dots \pi/4]$ and passband $[\pi/2 \dots \pi]$. Maximum passband ripple 2 decibels and minimum stopband attenuation 40 dB.
- 6th order bandstop filter with with first passband $[0 \dots \pi/4]$, stopband $[\pi/3 \dots 2\pi/3]$, and second passband $[3\pi/4 \dots \pi]$. Maximum passband ripple 2 decibels and minimum stopband attenuation 20 dB.

Katso esim. [T67, T66] ja Matlabin suodinsuunnittelua. Tässä halutaan vain visuaalinen hahmotelma, jossa näkyy approksimaation monotonisuus / värähtely asteluvun mukaan. Älä ala laskemaan mitään.

Digitaalisten IIR-suotimen suunnittelu perustuu vastaavien analogisten IIR-suotimen approksimaatioihin, joita ovat mm. Butterworth ja Chebychev. Ensimmäisen z -tason digitaaliset speksit (vaatimukset) muutetaan analogisiksi, joissa voidaan ottaa huomioon tulevan bilineaarimuunnoksen taajuusvääristymä (prewarping). Suodin suunnitellaan s -tasossa ja muutetaan bilineaarimuunnoksella z -tasoon. Analogiset approksimaatiot poikkeavat toisistaan erityisesti siinä, ovatko ne monotonisia vai onko niissä vaihtelua (ripple) sekä päästö- että estokaistoilla. Näin ollen samoihin vaatimuksiin yletään eri asteluvuilla eri tapauksissa.

213. (0-2 p, DL 5.2012, [T1028*]) Consider the following Butterworth-type lowpass filter

$$H_{LP}(s) = \frac{1}{s + 1}$$

- Form a first-order highpass filter with cutoff frequency Ω_c by substituting $H_{HP}(s) = H_{LP}(\frac{\Omega_c}{s})$
- Implement a discrete first-order highpass filter $H(z)$, whose cutoff frequency (-3 dB) is $f_c = 3200$ Hz and sampling rate $f_s = 8000$ Hz, using the bilinear transform. Remember to prewarp the frequencies!
- Draw the zero-pole diagram of the filter $H(z)$.

Erilaisia tehtäviä.

“Design a digital IIR...”, “Consider the following Butt...”, “Analog Butterworth highp...”: [T68].

“Consider an analog tr...”: ei voi eikä kannata alkaa laskemaan mitään vaan hahmotella visuaalisesti. Taajuustasossa impulssi-invarianttinen menetelmä kopioi analogista spektriä jokaisen näytteenottotajuuuden kohdalle, jolloin tapahtuu aina vierastumista. Bilineaarimenetelmä taas on taajuuskuvaus, joka estää vierastumisen “puristamalla” äärettömän pitkän taajuusakselin äärelliseksi. Analogisen spektrin ∞ kuvautuu digitaalisen spektrin kohtaan π .

“See the filter in F...”: [T80].

“Consider a second-order IIR...”: pyöristä kertoimet ja analysoi suodin uudestaan!

“A digital first-order B...”: yksinkertainen sijoitus, jossa iso työ sieventämisessä.

“See the digital filter s...”: [T72].

214. (0-1 p, DL 5.2012, [G1702]) Lataa välikoepaperi “VK1A 7.3.2008” kurssin kotisivuilta (Vanhoja tenttejä) tai suoraan http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3010/VanhatTentit/t613010_vk1_A_20080300.pdf.

Perustelee väittämistä 1.3, 1.6, 1.9, 1.10 miksi kukin väittämä on oikein. Voit myös mieltää, miksi vääriksi merkatut vaihtoehdot ovat väärin. Voit verrata omia vastauksia annettuihin oikeisiin (ja mahdollisiin selityksiin) katsomalla tenttisivun alaosan linkkejä “Joitakin vastauksia”.

Jos olet eri mieltä joistain kohdista, kysy!

Vanhat tentit Nopasta zip-pakettina tai vanhoilta sivuilta <http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3010/VanhatTentit/>. Samasta hakemistosta vastauksia [ratkaisuja_part2.txt](#) (2006), [ratkaisuja_part3.txt](#) (2007), [ratkaisuja_part4.txt](#) (2008) ja [ratkaisuja_part5.txt](#) (2009).

215. (0-3 p, DL 27.2.2012, [B9949]) Wavesurfer is an open source tool for sound visualization and manipulation, see <http://www.speech.kth.se/wavesurfer/>.

Task: Download and install Wavesurfer to your personal computer (Win, Mac, Linux). Download your personal sentence from http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3015/Helsinkiin/helsinkiin_2622.html and open it in Wavesurfer. Then (see example below):

- Listen to the signal. What is the sentence(s) in Finnish that you hear?
- Pane “waveform”: What is the length in samples and in seconds? You can right-click in “waveform”, open “properties” and choose “sound” tab.
- Pane “power plot”: how can you find silent parts of signal using power plot?

- Pane “formant plot / spectrogram”: How can you find a phonem /s/ from the spectrogram? Select a part of signal with /s/ (if any). Listen to that.
- Pane “pitch contour”: What values for pitch do you find? Do they match with the waveform (zoom narrow frame)? Why are there no pitch signs during /s/ (or if there are, why)?

The audio file `helsinkiin_2622.wav` is cropped from the first two chapters of book “Helsinkiin” by Juhani Aho, read by Tuija Aalto, available in public domain in <http://librivox.org/>.

Example with Wavesurfer. Steps for Figure 16: (1) Open the file, “File - Open...”, in this case a demo signal `kiisseli.wav`, in your case `helsinkiin_2622.wav`. (2) In “Choose configuration”, select “Speech analysis”, which contains panes “waveform”, “formant plot” including spectrogram, and “pitch contour”. (3) Add “power plot” pane by clicking with right mouse key and choosing “create pane - power plot”. (4) Open an additional spectral analyzer with right mouse click and “spectrum section”.

In top right corner you can find audio buttons (“play”, “stop”, etc). In top middle you find buttons for zooming. In bottom line there is numerical information of points under the cursor. For each pane you can right-click and adjust properties.

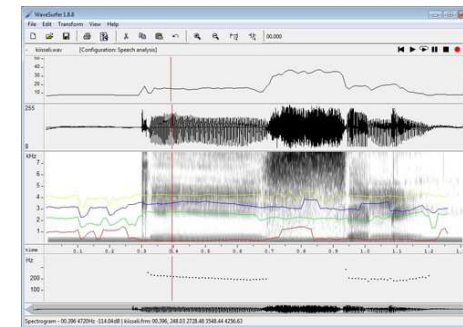


Figure 16: Problem 215: Wavesurfer with demo signal `kiisseli.wav`.

216. (0-3 p, DL 27.2.2012, [B9951]) Audacity is free, open source software for recording and editing sounds, see Figure 17.

Task: Download Audacity from <http://audacity.sourceforge.net/>. and install it to your personal computer (Win, Mac, Linux). Open a piece of music of your own choice. Apply three sound effects and briefly explain the results.

217. (0-0 p, DL 27.2.2012, [B9952]) GNU Octave is a high-level interpreted language, primarily intended for numerical computations, see <http://www.gnu.org/software/octave/>. You may want to download it from <http://octave.sourceforge.net/>, which contains packages for signal processing.

There are some instructions in Noppa https://noppa.aalto.fi/noppa/kurssi/t-61.3015/matlab__octave. You probably want to write your code in editor which can highlight the code, e.g., Notepad++ from <http://notepad-plus-plus.org/>, see Figure 18(a). In Windows, you can even download and install GUI Octave <http://gui octave.com/>, see Figure 18(b).

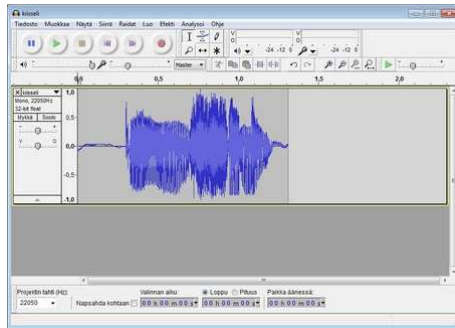
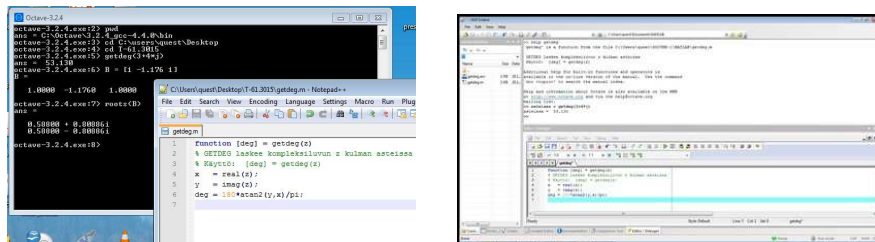


Figure 17: Problem 216: Audacity with demo signal kiisseli.wav.

Figure 18: Problem 217: Octave with a demo function `getdeg.m` (Matlab #1). (a) Plain Octave runs in a command window. Here the code is written in Notepad++ which highlights the code. (b) For Windows, there is GUI Octave, which is a step closer to Matlab.

218. (0–1 p, DL 23.4.2012, [B9946]) Using Matlab or Octave create the following sequences and their discrete Fourier transforms, and plot them in the time and frequency domain. Consider the effect of sequence length N , when $N = 8$, $N = 16$, $N = 256$, $N = 2048$. Compute each time N -point DFT with the same N . Confirm also that inverse DFT (`ifft`) of transformed sequence $X[k]$ yields back the original $x[n]$.

- $x_1[n] = \sin(0.22\pi n)$
- $x_2[n] = \cos(0.22\pi n)$
- $x_3[n] = \sin(0.25\pi n)$,

Explain briefly in your answer: (i) differences and similarities between $x_1[n]$ and $x_2[n]$, (ii) effect of N in time and frequency domain (trade-off between time and frequency), (iii) spread of frequencies, when comparing / analyzing $x_1[n]$ and $x_3[n]$ (suom. taajuusvuoto).

Note that `fft` is computed $k = [0, N - 1]$, that is, $\omega_k = [0, 2\pi \cdot (N - 1)/N]$ (Nyquist frequency in middle). Example code:

```
N = 8; % four cases i) 8, ii) 16, iii) 256, iv) 2048
n = [0 : N-1]; % index (time) vector
x = sin(0.22*pi*n); % sequence x[n]; cases a), b), c)
xF = fft(x); % N-point DFT
```

```
figure(1); plot(n, x); grid on; % time-domain
figure(2); plot(n, abs(xF)); grid on; % frequency-domain magn.resp.
figure(3); plot(n, angle(xF)); grid on; % frequency-domain phase resp.
figure(4); stem(n, abs(xF)); grid on;
```

Katso taajuusvuoto [T37].

219. (0–2 p, DL 23.4.2012, [B9922]) This problem requires Matlab or Octave.

Create a sequence of random noise $s[n]$ (e.g., `randn`) with length 1024. Draw a spectrum $|S(e^{j\omega})|$ in range $\omega \in (0, \dots, \pi)$. Create a moving average filter (MA- N) $H(e^{j\omega})$ and plot the magnitude response $|H(e^{j\omega})|$. Apply the filter to the noise $s[n]$ in order to get filtered noise $r[n]$. Plot the spectrum $|R(e^{j\omega})|$. Repeat for a couple of different noise sequences and for a couple of different values of N .

Can you show that $r[n] = h[n] \otimes s[n] \xrightarrow{F} R(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega}) \cdot S(e^{j\omega})$? Attach to your returnings one good example of three spectra.

Katso MA- N -suotimesta [T21] ([L0279]) ja Matlab-demo [M2058].

Valkoinen kohina: vierekkäiset näytteet toisista riippumattomia; spektri on “tasainen”. Kun Matlabilla (tietokoneella) luodaan satunnaislukuja äärellinen määrä (1024), niin sen spektristä ei luonnollisesti tule aivan tasaista.

220. (0–3 p, DL 23.4.2012, [G9905]) Learn the connection between the magnitude response $|H(e^{j\omega})|$ and positions of poles and zeros in z -plane by playing with `sptool`! Open the main window by typing `sptool`, see Figure 19(a). There are three frames: Signals, Filters, and Spectra.

Click button “New” in Filters’ column to open “Filter Design & Analysis tool” window. Here you could give all filter specifications and design a filter (topic in March 2010).

However, now **click on the icon** “Pole/Zero Editor” from left-bottom corner, see Figure 19(b). This gives you an interactive tool, Figure 19(c), to see the connection between $|H(e^{j\omega})|$ and positions of poles and zeros. You can alter top figure by clicking icons in the top row, e.g., “magnitude response”, “phase response”, “group delay”, “impulse response”, “filter coefficients”. Choose “Magnitude Response (dB)”.

In the interactive part (bottom figure and buttons and editing tools in left), first, clear all existing crosses and circles. This can be done by choosing an eraser icon and then clicking them one by one or by drawing a rectangle around them.

Now you can add, change, and remove poles (crosses) and zeros (circles) in z -plane in bottom figure. Just click with mouse and drag. You can instantly see the shape of magnitude response in top figure.

You probably want to have conjugate pairs in order to have a real-valued impulse response. A single real-valued pole or zero can be set exactly at x -axis by editing values in left. The order of the filter is the maximum of the number of poles and zeros. It can be seen in the status frame left.

Using `sptool`’s **Pole/Zero Editor**, that is, by setting a set of poles and zeros,

- create a lowpass filter with the sampling frequency $f_T = 16000$ Hz. Let the cut-off frequency (passband/stopband) be $f_c = 3000$ Hz. Implement both FIR (only zeros) and IIR (both zeros and poles) filter.

- b) create a bandpass filter with $f_T = 20000$ where passband is 4900 . . . 5900 Hz. Create a 8th order IIR.

Return figures from the both cases (pole-zero plot and magnitude response). Write down the filter coefficients of your filter $H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \dots$, which you can get by clicking the icon [a,b] in the top row.

If you want to filter a signal, return to **sptool** window, choose a signal in Signals' column, choose a filter in Filters' column and press button "Apply" in Filters' column. The sampling frequency in Filter Designer should be chosen to be that of the signal.

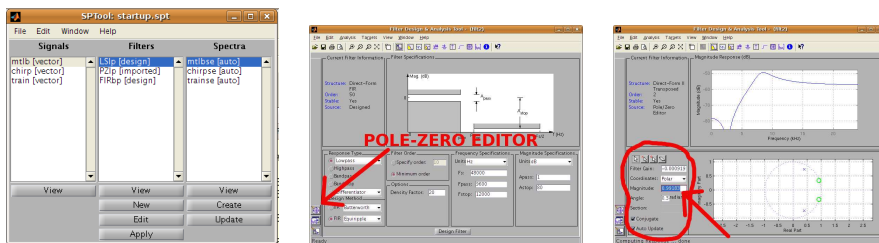


Figure 19: Problem 220: (a) **sptool** main window, (b) "Filter Designer & Analysis tool" window, icon "Pole/Zero editor" highlighted, (c) interactive pole-zero editor in bottom; analysis part in top figure. Magnitude and angle of poles and zeros can be typed exactly.

Vaativimmat tehtävät, 300-sarja

301. (0–3 p, DL 5.2012, [G9002]) Get acquainted with a scientific journal "Signal Processing" that you can find in URL <http://www.sciencedirect.com/> by Elsevier and directly <http://www.sciencedirect.com/science/journal/01651684>. Answers to most of the following questions should be found by browsing the web site. Write a short summary.

First, find some basic information of the journal by clicking "About this Journal" below the shortcut "URL to the page" or just making observations while browsing: What is the scope of the journal? What kind of articles are published? What kind of special issues or sections have there been lately (see main page, left column)? How often is it published? What is the impact factor ("Thompson")?

Browse the contents of "Volume 88, Issue 2".

Does the issue contain a special topic? How many pages are the articles normally? What kind of other information are there except articles?

Browse one article in your issue. What is DOI (<http://www.doi.org/>, digital object identifier) of your article (found bottom on first page)? What is the title and who are the authors? What else can you find about authors? How long does it take to get a scientific paper published in the journal? Describe shortly the structure of the article. Is there any formulas, tables, graphs, photos?

Is the article understandable for you? Do you think that you could explain what authors are writing about?

302. (0–2 p, DL 23.4.2012, [B3050*]) The transfer function of a 3rd order filter is

$$H(z) = \frac{1}{1 - 0.5z^{-1}} \cdot \frac{1}{1 + 0.8z^{-1}} \cdot \frac{1}{1 - 1.2z^{-1}}$$

- Which are the zeros and poles of $H(z)$.
- What are the four different regions of convergence (ROC)?
- Determine the ROC and the impulse response $h[n]$ so that the filter is causal.
- Determine the ROC and the impulse response $h[n]$ so that the filter is stable.

Katso mm. lineaarivaiheinen suodin: [T42], $H(z)$:n suppenemialue (ROC): [T56], $H(z)$ napojen ja nollien avulla: [T54d], alijärjestelmien yhdistäminen: [T33], jaksollisuus [T20], järjestelmien ominaisuudet [T25], diskreetti Fourier-muunnos DFT [T50, T51], ympyräkonvoluutio: [T51, T52].

303. (0–2 p, DL 23.4.2012, [T1010]) Consider a flow diagram in Figure 20, which generates two sequences $y_1[n]$ and $y_2[n]$ with given constant ω_0 . Which functions (sequences) are generated, when the input is $x[n] = A\delta[n]$. Write down clear steps.

Hint: See z -transform tables!

Katso luentokalvot, luvun 8 loppupuoli oskillaattorit.

304. (0–2 p, DL 23.4.2012, [B4001*]) Determine the transfer function and the difference equation of each filter in Figure 21.

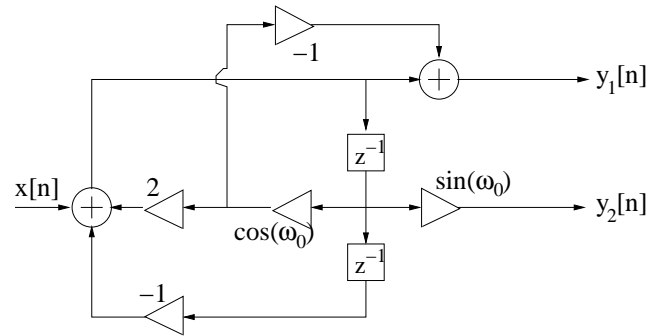


Figure 20: Problem 303: Flow diagram of the filter.

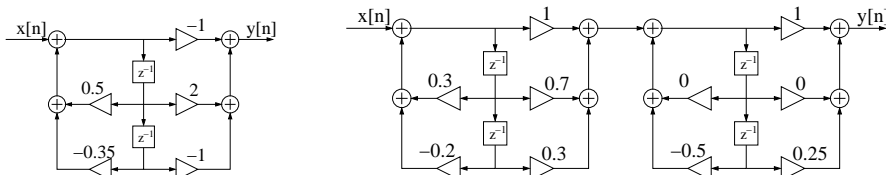


Figure 21: Filters in Problem 304: (a) 2nd order and (b) 4th order SOS.

Lisää suodinrakenteita, vaihtoehtoisia tehtäviä. Mm. toisen asteen lohkojen kaskadikytentä (SOS, Matlab-harjoitukset, luentokalvot luku 8); monivaiherakenne (polyphase, [T65]).

305. (0-2 p, DL 23.4.2012, [B9947]) Write a short essay with some mathematics on *bilinear transform*. Explain the difference of the stability area of analog and digital filters in pole-zero plot. Confirm the transform and its inverse (domains $s \leftrightarrow z$) by computing some points by hand and/or Matlab/Octave.

Joukko puolalaisia analogisen signaalinkäsittelyn tutkijoita lähti vierailulle Yhdysvaltoihin. Kun lentäjä ilmoitti aloittavansa laskeutumisen, koko ryhmä syöksyi toiselle puolelle konetta. Lentoemäntä sai vastauksen: "No poles on the right side of the plane."

306. (0-2 p, DL 5.2012, [B7160]) Fixed window functions are used for cutting a sequence into length of N . This is a typical case when, for instance, plotting a spectrum of a small time frame of an audio signal.

Some window functions (rectangular, Hamming, Blackman, etc) are discussed in (*Mitra 2Ed Sec. 7.6.4, p. 452 / 3Ed Sec. 10.2.4, p. 532*).

An example of Blackman window

$$w_B[n] = 0.42 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{2M}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{2M}\right)$$

with $M = 25$ ($N = 51$) is given in Figure 22(a).

In the magnitude response of a window function it can be seen a large *main lobe* around $\omega = 0$ and a series of *sidelobes* with decreasing amplitudes as seen in Figure 22(b). Window functions can therefore be characterized by main lobe width Δ_{ML} (rad), relative sidelobe level A_{sl} (dB), minimum stopband attenuation (dB), and transition bandwidth $\Delta\omega$ (rad), see (*Mitra 2Ed Table 7.2, p. 454 / 3Ed Table 10.2, p. 535*), or Table 2.

Window	$w[n], -M \leq n \leq M$	Length of main lobe Δ_{ML}	Relative side lobe A_{sl}	Minimum stopband attenuation	Length of transition band $\Delta\omega$
Rectangular	1	$4\pi/(2M+1)$	13.3 dB	20.9 dB	$0.92\pi/M$
Hann	$0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{2M}\right)$	$8\pi/(2M+1)$	31.5 dB	43.9 dB	$3.11\pi/M$
Hamming	$0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{2M}\right)$	$8\pi/(2M+1)$	42.7 dB	54.5 dB	$3.32\pi/M$
Blackman	$0.42 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{2M}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{2M}\right)$	$12\pi/(2M+1)$	58.1 dB	75.3 dB	$5.56\pi/M$

Table 2: Problem 306: Properties of window functions.

Signal $x[n]$ is modified by the window $w[n]$

$$x_m[n] = x[n] \cdot w[n]$$

Multiplication in time domain corresponds convolution in frequency domain

$$X_m(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega}) \otimes W(e^{j\omega})$$

Consider a case, when $x[n]$ consists of three cosine signals: two with equal amplitudes with similar frequencies and one with small amplitude with different frequency. See example in <http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3010/Laskarit/D11win.m>.

Explain why the statements are true or false:

- (A) Longer window length N enables more exact frequency resolution
- (B) Narrow main lobe width enables more exact frequency resolution
- (C) A FIR filter computed using window method has equal transition band length (band between passband and stopband) independent of the type of window function (rectangular, Hamming, etc)
- (D) Weak sinusoidals are observed better with Blackman than with rectangular window

`%% Additional code for plotting window functions`
`% if not having Mitra's book available`

`%% Window lengths`
`N1=50;`
`N2=512;`

`%% Window functions`
`wB1=blackman(N1);`
`wB2=blackman(N2);`
`wH1=hamming(N1);`
`wH2=hamming(N2);`


```
wR1=rectwin(N1);
wR2=rectwin(N2);
```

```
% Time and frequency domain plots of window functions
figure; stem(wB1); title('Blackman-window, N=50');
figure; freqz(wB1,1); title('Blackman-window, N=50');
% and similarly for the rest five cases
```

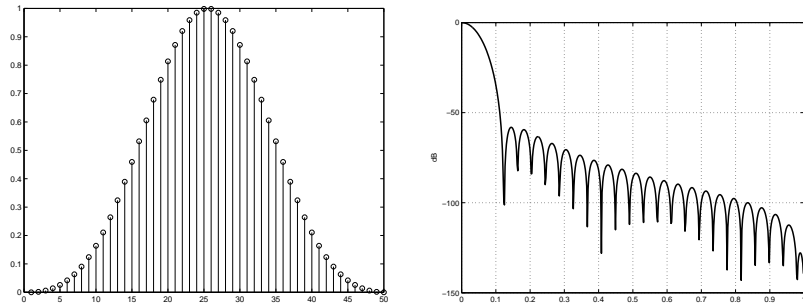


Figure 22: Problem 306: Blackman window, (a) $w[n]$, (b) $|W(e^{j\omega})|$.

307. (0-2 p, DL 5.2012, [B6019*]) There are several ways to make specifications for a digital filter (Mitra 2Ed Sec. 7.1.1, p. 423 / 3Ed Sec. 9.1.1, p. 489). Two typical cases are given in Figure 23 with corresponding decibel values and frequency normalizations

$$\begin{aligned} \alpha_p &= -20 \log_{10}(1 - \delta_p) \text{ dB, "peak passband ripple"} \\ \alpha_s &= -20 \log_{10}(\delta_s) \text{ dB, "minimum stopband attenuation"} \\ \alpha_{max} &= -20 \log_{10}(1/(\sqrt{1 + \epsilon^2})) \text{ dB} \\ &= 20 \log_{10}(\sqrt{1 + \epsilon^2}) \text{ dB, "maximum passband attenuation"} \\ \alpha_{max} &\cong -20 \log_{10}(1 - 2\delta_p) \cong 2\alpha_p, \text{ if } \delta_p \ll 1 \text{ as typically} \\ \omega_p &= 2\pi(f_p/f_T) \text{ "normalized angular cut-off frequency for passband"} \\ \omega_s &= 2\pi(f_s/f_T) \text{ "normalized angular cut-off frequency for stopband"} \end{aligned}$$

A digital lowpass filter is specified by $\alpha_{max} = 1 \text{ dB}$, $\alpha_s = 60 \text{ dB}$, $\omega_p = 0.4\pi$, and $\omega_s = 0.43\pi$ as in Figure 23(b). Define values δ_p and δ_s as shown in Figure 23(a).

Remark. In Matlab $\omega_p \leftrightarrow \omega_p/\pi$, $\omega_s \leftrightarrow \omega_s/\pi$, $R_p \leftrightarrow \alpha_{max}$, and $R_s \leftrightarrow \alpha_s$ for digital IIR filter functions `butter`, `cheby1`, `cheby2`, `ellip` as in Figure 23(b). Some FIR functions define ripples as in Figure 23(a).

Katso esim. [T66] ja Matlab-harjoitukset.
Tehtävään liittyvässä kuvassa vasemmalla on tyypillinen FIR-suotimen vaatimusmäärittely ja oikeassa kuvassa IIR-suotimen.
FIR-suotimet suunnitellaan usein lineaarisella y-akselilla, jossa δ_p ja δ_s , kun taas IIR-suotimet useimmiten desibeleissä α_{max} ja α_s .

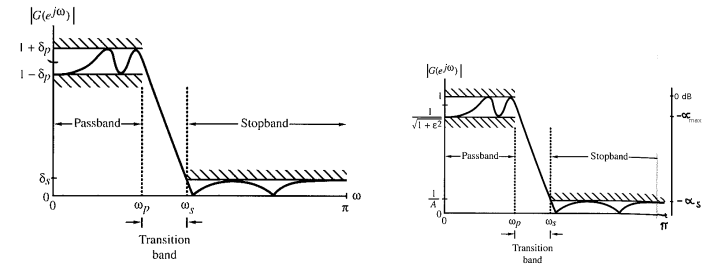


Figure 23: Problem 307: (a) Typical magnitude specifications for a digital FIR lowpass filter, and (b) normalized magnitude specifications for a digital IIR lowpass filter (Mitra 2Ed Fig. 7.1, 7.2, p. 424, 425 / 3Ed Fig. 9.1, p. 490). In passband $\alpha_{max} = -20 \log_{10}(1/\sqrt{1 + \epsilon^2}) \approx 2\alpha_p$ and maximum stopband magnitude is $\delta_s = 1/A$.

308. (0-3 p, DL 23.4.2012, [B7104*]) Write an essay about overlap-add method concerning linear convolution of finite-length sequences.

Let $x_1[n]$ be sequence of 5 digits in your student ID, e.g., 40389S $\rightarrow \{4, 0, 3, 8, 9\}$, $x_2[n]$ the same but flipped around, e.g., $\{9, 8, 3, 0, 4\}$, $x_3[n] = \{2, 0, 0, 7, 0, 3, 0, 1, 1, 6, 0, 0\}$, and $x_4[n] = \{0, 3, 0, 9, 1, 9, 0, 0\}$, and finally $x[n]$ concatenated as follows

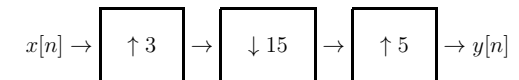
$$x[n] = [x_1[n] \ x_3[n] \ x_2[n] \ x_4[n] \ x_1[n]]$$

Compute convolution with impulse response $h[n] = \delta[n] + \delta[n - 1] + \delta[n - 2]$ with length parameter $L = 8$ using this method. Visualize the algorithm step by step.

Katso mm. MA-N suotimen rekursiivinen toteutus: keksi itse tai katso linkki tehtävästä [T21]. Alijärjestelmien yhdistäminen, esim [T33, T61], suotimen skaalaus ykköseksi [T57], lineaarivaiheiset suotimet [T42].

“Overlap-add method” Mitran kirjasta ja/tai luentokalvoista tai netistä. Menetelmä vastaa käytännön ongelmaan, jossa (äärettömän) pitkää syöte-sekvenssiä konvoloidaan pienissä paloissa (“buffer”) kerrallaan.

309. (0-1 p, DL 5.2012, [B6023*]) Develop an expression for the output $y[n]$ as a function of the input $x[n]$ for the multirate system



Check your result with a sequence $x[n] = n\mu[n] = \{0, 1, 2, 3, \dots\}$.

Monen näytteenottotaajuuden järjestelmät käydään jatkokurssissa. Katso esim. [T81].
Eräs tehtävä “UP3 - DOWN15 - UP5”: Suljetun muodon ratkaisu voi olla kimurantti. Kokeile syöttää sisään tuo annettu lukujono ja katso, miten lukuja poimitaan ja miten sinne lisätään nollia.

310. (0–1 p, DL 5.2012, [T1021]) Consider a causal lowpass filter $H(z)$, whose passband ends at 4 kHz, stopband starts from 5 kHz and the sampling frequency is 12 kHz. The amplitude response is in Figure 24(a) and the start of the impulse response $h[n]$ in Figure 24(b). Modify the filter so that it can handle DAT-recordings with the sampling frequency of 48 kHz.

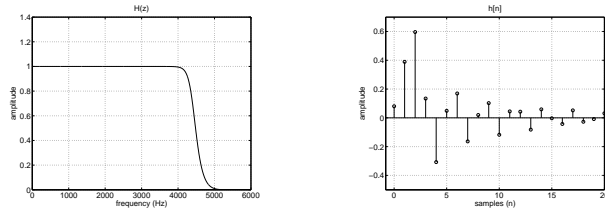


Figure 24: Problem 310: (a) $|H(e^{j\omega})|$, (b) $h[n]$.

- Increase the sampling frequency with the factor $L = 4$. Draw the amplitude spectrum of the upsampled filter $H(z^4)$ in range 0...24 kHz and the first ten values of the impulse response $h[n/4]$.
- What has to be done so that the filter $H(z^4)$ works as a lowpass filter with the original cut-off frequencies?

Monen näytteenottotaajuuden järjestelmät käydään jatkokurssissa. Katso esim. [T81] ja Matlab-harjoitukset.

(a) Taaajuusalueessa tulee siis $L-1 = 3$ kappaletta "imagea" ja aikatasossa $L-1 = 3$ kappaletta nollia.

311. (0–3 p, DL 5.2012, [B7505*]) Use radix-2 DIT FFT algorithm with modified butterfly computational module and sketch the flow-graph of the computation to show how discrete Fourier transform ($N = 8$) of the sequence $x[n] = \{0, 2, 0, -3, 0, -3, 1, 2\}$ is computed. Compute values $X[0], X[1], X[2], X[3], X[4]$, with which determine the rest values $X[5], X[6], X[7]$.

Katso esim. [T74, T73].

Tämä tietty FFT-algoritmi olkoon esimerkkinä diskreetin Fourier-muunnoksen symmetrian hyödyntämisestä. Huomaa siis, että kuvissa 154 ja 155 (esimerkkipaperissa) vasemmassa laidassa ovat syötteet bittikäänteisessä järjestyksessä. Koeta saada kiinni, miten rakenne kasvaa, kun $N = 16, 32, 64, \dots$ Huomaa myös $X[k]$ komponenttien kompleksikonjugaattisymmetrisyys $X[k] = X^*[N-k]$, $k = 1, \dots, N/2 - 1$, joka pätee reaalille syötteille $x[n] \in \mathbb{R}$.

312. (0–1 p, DL 5.2012, [G1700]) Lataa välikoepaperi "VK2B ti 15.5.2007" kurssin kotisivuilta (Vanhoja tenttejä) tai suoraan http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3010/VanhatTentit/t613010_vk2_B_20070515.pdf.

Valitse seuraavista väittämistä 1.3, 1.5, 1.7, 1.11, 1.12 vähintään kolme ja perustele, miksi kukin väittämä on oikein tai väärin. Voit verrata omia vastauksia annettuihin oikeisiin (ja

mahdollisiin selityksiin), katso tenttisivun ylälaita "joitakin vastauksia" tai suoraan http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3010/VanhatTentit/ratkaisuja__part3.txt.

Vanhat tentit Nopasta zip-pakettina tai vanhoilta sivuilta <http://www.cis.hut.fi/Opinnot/T-61.3010/VanhatTentit/>. Samasta hakemistosta vastauksia [ratkaisuja__part2.txt](#) (2006), [ratkaisuja__part3.txt](#) (2007), [ratkaisuja__part4.txt](#) (2008) ja [ratkaisuja__part5.txt](#) (2009).

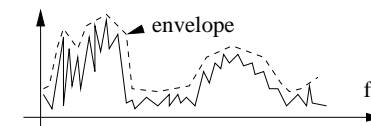
313. (0–3 p, DL 5.2012, [B9938]) Palindromi on sana tai lause, jonka kirjaimet ovat samassa järjestyksessä alusta loppuun tai lopusta alkuun luettaessa, kuten *Aamurekitioni vajaa ja vino. Itke reumaa.* (Alivaltiosihteri) tai *'Alle sakka paksu', Ritu anoo. Nasu sanoo: 'Nauti ruska pakkasella.'* (Alivaltiosihteri, 14.11.2001), jossa samalla siis mukana vielä peräti sananmuunnos.

Hae Internetistä valmis palindromilause tai äänitää sellainen (esim. [kvg.fi](http://www.kvg.fi): Alivaltiosihterin palindromeja), jolloin saat signaalin $x[n]$. Soita se takaperin $x[-n]$ Wavesurferissa, Audacityssä tai Matlabissa / Octavessa (`flipud`). Yritä löytää sellainen lause ja lausuntatapa, jolla $x[n]$ ja $x[-n]$ kuulostavat mahdollisimman samoilta. Lähetä äänitiedostosi t613015@ics.tkk.fi.

314. (0–1 p, DL 23.4.2012, [B9903]) This problem requires Matlab or Octave. See Matlab #2.

Analyze small segments (20 – 50 ms) of a demo word `kiisseli.wav`. Find two segments, (a) a period part of the signal, e.g., /i/, and (b) an aperiodic part of the signal, e.g. /s/, and clip them into vectors (`xpart1`, `xpart2`). Apply discrete Fourier transform and plot the amplitude spectrum both in linear scale (`abs()`) and in logarithmic scale, decibels (`20*log10(abs())`).

Reply also in (a) what is the "fundamental period and frequency" (quasi-periodic = "almost" periodic part of signal). In case of logarithmic spectrum determine (by looking) some 2 – 5 "hills" (formants) in the envelope (*verhokäyrä*).



Return four figures of spectra (e.g. /i/ and /s/ in two scales), values of T_0 and f_0 for the periodic signal part, and Matlab code.

You can directly apply Matlab code in Problem 2 [M2042] in Matlab round #2.

In Matlab, when the sampling frequency of the signal is 20000 Hz, `xpart = x(5000:5999)`; clips a part from 0.25 s to 0.30 s.

If you want to plot four figures into the same window:

```
clf;
subplot(2, 2, 1) % subplot(# cols, # rows, which subfigure)
plot(w, ...)
```

315. (0–3 p, DL 23.4.2012, [M3016]) Return back to Matlab #4, demo [M3014], where the energy of the signal is computed, see also code M3014.m. When the energy of a time frame is low, the signal part can be considered as silence. Remove silent parts of the signal in the beginning and end, but not remove them inside a word.

In practice, find (by testing) a suitable threshold `thr` value for the energy, run the signal in a `for` loop and ignore those frame with `E(ind) < thr`. If you want to ensure that you are removing only long silent parts (more than 0.5 seconds), you probably want to have a variable that controls how many consecutive low-energy frames there are.

An example of copying every other 64-length frame from vector `x` to vector `y`.

```
y = zeros(size(x)); % init a vector y as zeros
indy = 1;          % index value for y

for indx = (1 : 128 : length(x)-128)
    y(indy:indy+63) = x(indx:indx+63); % indx: 1-64, 129-192, ...
    indy            = indy+64;
end;
y = y(1:indy);    % cut all extra zeros away
```

Energian laskemista voi hyödyntää myös harjoitustyön DTMF-osuudessa. Tässä pistetehtävässä ehdon kopiointille asettaa energiakynnyksen ylittäminen. Kynnysarvo on Matlab #4:ssä piirretty skaalatusta muuttujasta `ScE` eikä varsinaisesta energiasta `E`.

316. (0–3 p, DL 5.2012, [B9943]) Konvoluutiiossa (suodatuksessa) ulostulevan signaalin pituus on konvoloitavien sekvenssien summa vähennettynä yhdellä. Yleisesti lausuttu totuus on myös se, että aikatason konvoluutiota (suodatusta) vastaa taajuustasossa spektrien kertolasku.

Pohdi tilannetta, jossa halutaan suodattaa “äärettömän pitkää” signaalia $x[n]$ suotimella $h[n]$ (tapaukset FIR ja IIR) “reaaliaikaisesti puskureissa” (buffer), siten että $x[n]$:stä luetaan vaikkapa 1024 merkkiä muistipuskuriin ja sieltä saadaan suodatettuna osa $y[n]$:ää.

Rakenna Matlabissa esimerkki, jossa suodatat valitsemaasi testisignaalia tekemälläsi suotimella tällaisissa paloissa sekä aika- että taajuustasossa. Eri vaihtoehtoja: overlap-add ja overlap-save-menetelmät, Matlabin `filter`-komennon rekisterien käyttäminen (`zf`, `zi`), ja taajuustason suodatus (`fft(x,N)`). Kirjoita pieni selvitys esimerkeistäsi ja havainnoitasi. Lisää mukaan Matlab-koodi.

Mitran kirjasta siis “overlap-add” ja “overlap-save”. Esimerkki “suodatus taajuustasossa” antaa mm. <http://cnx.org/content/m10257/latest/>.

317. (0–9 p, DL 5.2012, [B9948]) This problem requires Matlab and the following toolboxes and their documentation. Type `doc` and see the contents of Signal Processing Toolbox (SPT), Filter Design Toolbox (FDT), and (in the end of the course) Fixed-Point Toolbox (FPT).

Choose one topic below. Read the documentation, copy the code into your own `m`-file, run the code given step by step, and verify the results. In the end of code write comments on the demo / example. Include your experience and how it is connected to this DSP

course. “Publish” your code in the Matlab Editor by clicking `File - Publish...`, print it, and attach to your returning.

You can get for each topic 0 – 3 points, and at most three different topics, $3 \times (0 - 3)p = (0 - 9)p$. Suggestions for other useful topics are welcome (t613015@ics.tkk.fi).

Topics:

- a) SPT / Demos / Application .. / Single Sideband Modulation via Hilbert transform
- b) SPT / Demos / Data F.. / Generating Guitar Chords using the Karplus-Strong Algorithm
- c) SPT / Demos / Spectral .. / Measuring the Power of Deterministic Periodic Signals
- d) SPT / Demos / Spectral .. / Linear prediction and Autoregressive modeling
- e) SPT / Demos / Transforms .. / Discrete Walsh-Hadamard Transform
- f) SPT / Examples / Cepstrum and Transforms / Cepstrum Analysis
- g) FDT / Application d.. / Acoustic Echo Cancellation
- h) FDT / Application d.. / Equalization in Digital Communication
- i) FDT / Application d.. / Adaptive Noise Cancellation using RLS Adaptive Filtering
- j) FDT / Application d.. / Adaptive f.. / Linear Prediction using NLMS Adaptive Filter
- k) FPT / Demos / Number Circle
- l) FPT / Demos / Quantization Error

318. (0–10 p, DL 5.2012, [B9940]) Lainaa pääassarilta Teemu Jaakkolan rakentama ultraäänitutka ja siihen liittyvä dokumentaatio. Tutka voidaan yhdistää USB:llä tietokoneeseen (testattu Win7), jossa tutkan lukemat arvot visualisoidaan pythonilla kirjoitetuilla ohjelmilla. Älykkäänä komponenttina mikrokontrolleri. Sovi tarkempi tehtävänanto assistentin kanssa.



Figure 25: Problem 318: Teemu Jaakkolan rakentama ultraäänitutka

319. (0–10 p, DL 5.2012, [B9941]) Tutustu python-kieleen ja testaa Klaus Venesmaan kirjoittamat DSP-kurssin Matlab-tehtävien porttauksia pythonille. Pyydä pääassarilta Venesmaan erikoistyön raportointi.
320. (0–10 p, DL 5.2012, [B9939]) Kevään mittaan tulevia lisätehtäviä tai Mitran kirjan tehtäviä tai muita tehtäviä (sovi etukäteen pääassistentin kanssa).

321. (0-4 p, DL 6.5.2012, [B9942]) Kurssin pakollisen harjoitustyön oivallinen suoritus ja laadukas palautus 6.5.2012 mennessä. Hyvä pisteytys tässä kohdassa sisältää mm. dokumentin rakenteen (lyhyt johdanto, mitä on tehty, kaksi osiota, pohdinnat ja kommentit), luettavuuden ja ulkoasun (kansilehti, sivunumeroinnit, kuva- ja taulukkonumeroinnit ja tekstit).

Ennen palautuksia **MUISTA TÄYTTÄÄ ERILLINEN A4-KANSILEHTI**, jonka saat samalta WWW-sivulta kuin nämä tehtävät.

Taulukko 3: Kirjanpito. Katso pisteiden ja arvosanan riippuvuus ohjeista.

Nro	min – max pis- teet	DL	toteutunut ajankäyttö (h)	piste- määrä (27.2. 2012)	piste- määrä (23.4. 2012)	piste- määrä (5. 2012)
100-sarja Perustehtävät, pakolliset lähipäasyyn (as 1–2)						
101	0	joka palau- tus				
102	0	19.3.2012				
103	0	.5.2012				*
104	0	23.4.2012			*	
105	0	27.2.2012		*		
106	0	27.2.2012		*		
107	0	27.2.2012		*		
108	0	27.2.2012		*		
109	0	27.2.2012		*		
110	0	27.2.2012		*		
111	0	23.4.2012			*	
112	0	23.4.2012			*	
113	0	23.4.2012			*	
114	0	23.4.2012			*	
115	0	23.4.2012			*	
116	0	23.4.2012			*	
117	0	23.4.2012			*	
118	0	23.4.2012			*	
119	0	.5.2012				*
120	0	.5.2012				*
121	0	27.2.2012		*		
122	0	27.2.2012		*		
123	0	23.4.2012			*	
124	0	23.4.2012			*	
200-sarja Jatkohtävät (as 2–3)						
201	0–3	.5.2012				*
202	0–2	.5.2012				*
203	0–1	23.4.2012			*	
204	0–1	23.4.2012			*	
						jatkuu

jatkoa						
Nro	min – max pisteet	DL	toteutunut ajankäyttö (h)	piste- määrä (27.2. 2012)	piste- määrä (23.4. 2012)	piste- määrä (5. 2012)
205	0–1	23.4.2012			*	
206	0–2	23.4.2012			*	
207	0–1	23.4.2012			*	
208	0–1	23.4.2012			*	
209	0–1	23.4.2012			*	
210	0–1	23.4.2012			*	
211	0–1	23.4.2012			*	
212	0–1	23.4.2012			*	
213	0–2	.5.2012				*
214	0–1	.5.2012				*
215	0–3	27.2.2012		*		
216	0–3	27.2.2012		*		
217	0	27.2.2012		*		
218	0–1	23.4.2012			*	
219	0–2	23.4.2012			*	
220	0–3	23.4.2012			*	
Yht.						
300 Vaativat lisätehtävät (as 3–5)						
301	0–3	.5.2012				*
302	0–2	23.4.2012			*	
303	0–2	23.4.2012			*	
304	0–2	23.4.2012			*	
305	0–2	23.4.2012			*	
306	0–2	.5.2012				*
307	0–2	.5.2012				*
308	0–3	23.4.2012			*	
309	0–1	.5.2012				*
310	0–1	.5.2012				*
311	0–3	.5.2012				*
312	0–1	.5.2012				*
313	0–3	.5.2012				*
314	0–1	23.4.2012			*	
jatkuu						

jatkoa						
Nro	min – max pisteet	DL	toteutunut ajankäyttö (h)	piste- määrä (27.2. 2012)	piste- määrä (23.4. 2012)	piste- määrä (5. 2012)
315	0–3	23.4.2012			*	
316	0–5	.5.2012				*
317	0–9	.5.2012				*
318	0–10	.5.2012				*
319	0–10	.5.2012				*
319	0–10	.5.2012				*
320	0–10	.5.2012				*
321	0–4	6.5.2012				*
Yht.						
YHT.						