

PROJEKTKURS I ADAPTIV SIGNALBEHANDLING

Projekt 1: Akustisk digital kommunikation med TDMA

1 Inledning

Projektets syfte är att efterlikna och undersöka ett digitalt kommunikationssystem genom att bygga upp en akustisk ekvivalent. (Ljud uppvisar egenskaper liknande de för radiovågor, men de problem man som ingenjör ställs inför i ett mobilt kommunikationssystem uppkommer i det akustiska fallet vid mycket lägre hastigheter). Projektet förutsätter förkunskaper från kursen Digital kommunikation 1. Vi bygger upp ett kommunikationssystem som utnyttjar kanalkodning, modulation, synkronisering, detektion, kanalutjämning och kanalavkodning.

Det uppsatta målet är att *uppnå så hög bit-takt som möjligt, vid en låg bitfelshalt (exempelvis 0.005) efter avkodning. Systemet ska fungera för två mottagare (mikrofoner) som flyttas runt i rummet med en hastighet av upp till 0.1 m/s.*

Föregående år har vi studerat ett *fleranvändar-system* där två användare samutnyttjar en kanal. Detta år håller vi oss kvar vid samma system, och fokuserar på att förbättra ett antal detaljer (se nedan). Vi bygger upp en nedlänk (bas till mobiler), där basstationens sändare är en högtalare medan två mikrofoner får representera var sin mobil terminal. Sändningen utnyttjar *adaptiv modulation*, dvs modulationsggraden och data-takten anpassas kontinuerligt till kanalernas tidsvariabla kvalitet. I detta projekt utgör tidluckor de resurser som delas ut till de olika användarna. Principen kallas TDMA¹. I ett parallellt projekt undersöks motsvarande situation i ett OFDM-system², (CDMA³, som används i 3G-standarden är ytterligare ett känt alternativ.)

Som samplingsfrekvens används 44100 Hz. Vi använder *två datorer*. En, med en högtalare och en mikrofon, representerar basstationen. Den andra, med två högtalare och två mikrofoner utplacerade på olika ställen, representerar två mobila terminaler. Alternativt kan två olika datorer användas för de två terminalerna.

Arbetet kan lämpligen delas upp i fyra deluppgifter:

1. Upprepa laborationen från Digital kommunikation 1, men istället för att koppla in radioutrustning ansluter ni högtalare och mikrofon till datorns ljudkort. Använd rummen i källaren i hus 7. Använd en låg symboltakt, så

¹Time Division Multiple Access

²Orthogonal Frequency Division Multiplexing, där data-strömmen delas upp på många smalbändiga bärvågor. Principen används i digital audio, digital TV och nya WLAN-standarder. Metoden studeras i ett separat projekt.

³Code Division Multiple Access. Flera användare använder samma frekvensutrymme samtidigt, men kan särskiljas då deras symbol-sekvenser faltats med olika kodsekvenser. Denna princip används i UMTS, den tredje generationens mobiltelefoni.

låg att intersymbolinterferens p.g.a högtalardynamik och flervägsutbredning blir försumbar. Det rör sig uppskattningsvis om < 10 symboler/s, vilket motsvarar en symboltid på $T_s > 100$ ms. (Tidsskillnaden mellan symboler skulle då motsvara en vägskillnad på 17 m vid en ljudhastighet av 345 m/s.) Kompensera lämpligen den låga symboltakten med ett kortare meddelande. Pröva sedan att pressa upp bit-takten, vid bibehållen symboltakt, genom att utnyttja ett rikt modulationsalfabete, och dessutom eventuellt införa kodning. Studera föregående års grupprapporter får att komma igång snabbt.

2. Höj bit-takten ytterligare genom att höja symboltakten. Nu blir intersymbolinterferensen som orsakas av ekon ej längre försumbar. Adaptiv utjämning (eller för-utjämning på sändarsidan) måste därför tillgripas. Låt upp till 20% av symbolströmmen utgöras av kända träningssekvenser, vilket underlättar utjämning och synkronisering.
3. Inför adaptiv modulation, dvs modulationsgraden i varje tidlucka väljs baserad på den uppmätta kvaliteten (signal-till störförhållandet) hos kanalen. Returkanalerna (upplänken) som används för att skicka kontrollinformationen är liksom nerlänken akustiska.
4. Inför TDMA, där två användare får samutnyttja kanalen genom att de tilldelas olika tidluckor. Pröva olika principer för schemaläggning (scheduling) och prioritering av de olika användarnas dataflöden. Undersök valens konsekvenser dels för den totala datatakten och dels för "rättvisan" i tilldelningen till de olika användarna.

Vi skissar nu lösningsmetoder som kan utnyttjas i delprojekten.

2 System med låg symboltakt (AWGN-kanal)

Denna typ av system undersöks i laborationsdelen i Digital kommunikation 1. Här följer en kort repetition. Modulation av en bitström sker i tre steg: avbildning av ett antal bitar på en symbol, pulsformning och multiplikation med bärvågen. Vi studerar en av de båda förbindelserna, t.ex nedlänken från basstation till mobil.

Låt oss anta att en okodad bit-ström $b(l)$ ska sändas, där l är tidsdiskret index i okodade bit-takt. För att minska brusets inverkan på överföringen kanalkodas signalen. Resultatet blir en kodad bitström $c(i)$, där i är index i kodad bit-takt. För kanalkodning kan ni pröva faltningskoder eller blockkoder, med olika kodtakt.

Ofta väljer man en tvådimensionell modulationsform där den ena basfunktionen är modulerad med en kosinussignal och den andra med en sinussignal. Vi delar då upp bitströmmen $c(i)$ i två komponenter, I och Q-kanalen. Dessa delar låter sig hanteras matematiskt som real- och imaginärdelen av en tidsdiskret komplex sekvens, med symboltid (tidsintervall mellan två symboler) T_s . Genom att avbilda en eller flera kodade bitar på I- respektive Q-komponenten så erhåller vi en symbolsekvens

$$d(k) = I(k) + jQ(k) \quad ,$$

där k är ett tidsdiskret index i symboltakt. Det finns många tänkbara modulationsalfabeten som kan utnyttjas, t.ex BPSK, QPSK, 8PSK, 16-QAM och 64-QAM. Ju högre signal-till brusförhållande per bit (E_b/N_0), desto högre modulationsgrad kan ni använda (fler bitar per symbol, med mindre avstånd mellan punkterna i symbolalfabetet vid en given medel-symbolenergi).

Symbolsekvensen omvandlas sedan till en "tidskontinuerlig" basbands-signal

$$I_c(t) + jQ_c(t) \quad ,$$

som i vårt fall är en signal samplad med 44.1 kHz.⁴ Beteckna tidsindex för denna snabba samplingstakt för t och låt $T_c = 22.65\mu s$ vara samplingstiden. I labkoden används en pulsform som kallas *Square Root Raised Cosine* (SRRC). Detta är ett lämpligt val eftersom det möjliggör en begränsning av bandbredden samtidigt som pulsformen inte orsakar intersymbol-interferens (ISI).

Sedan skapas den modulerade reellvärda passbandssignalen

$$s_p(t) = I_c(t) \cos(\omega_c t) - Q_c(t) \sin(\omega_c t) \quad , \quad (2.1)$$

där bärvågsfrekvensen sätts till ett lämpligt värde. I labkoden väljs

$$\omega_c/2\pi = 2000\text{Hz} \quad .$$

Denna signal skickas sedan till ljudkortet.

Vid mottagning erhåller man en reellvärd mottagen passbandssignal $y_p(t)$ som blandas ned till en komplexvärd basbands-signal $y_b(t)$

$$y_b(t) = y_p(t)2 \cos(\omega_c t) - jy_p(t)2 \sin(\omega_c t) \quad . \quad (2.2)$$

Denna signal filtreras sedan med ett filter som är signalanpassat (matched) till det pulsformande filtret.

$$y(t) = F(q^{-1})y_b(t) \quad (2.3)$$

F har här samma impulssvar som det pulsformande filtret och utgör därför också ett SRRC-filter. Ett signalanpassat filter garanterar att E_b/N_0 maximeras under de givna förhållandena. Om kanalen beskriver en flervägsutbredning av den utsända signalen, vilket vi kommer att se senare, så ska mottagarfiltret egentligen

⁴Vårt system är extremt digitalt, då bärvågen kommer att samplas direkt. Radiosignaler, vars frekvenser är betydligt högre än hörbara akustiska signaler, samplas idag normalt först efter nedblandning till en lägre frekvens (mellanfrekvens eller basband).

signalanpassas till både pulsformen och kanalen, men det bryr vi oss inte om här.

Den mottagna ‘tidskontinuerliga’ basbands-signalen som erhålls vid mottagarfiltrets utgång (sub)samplas sedan, genom att man plockar ut vart n 'te sampel, där $T_s = nT_c$ och n är antalet sampel per symbol. Valet av sampel bör ske så att E_b/N_0 maximeras i samplingsögonblicket. En metod för att åstadkomma detta beskrivs i avsnitt 3.3 om synkronisering.

Vi har nu en mottagen sekvens $y(k)$, som bör kunna beskrivas som

$$y(k) = hd(k) + v(k) \quad , \quad (2.4)$$

där h är ett skalärt komplext tal som representerar kommunikationskanalens signal-dämpning och eventuella fasvridning. Bruset $v(k)$ utgör den komponent av den mottagna signalen $y(k)$ som ej är korrelerad med symbolen $d(k)$. Observera att denna modell ej innefattar intersymbolinterferens: Tidigare symboler $d(k-m)$ antas ge ett försumbart bidrag till den mottagna signalen. (Små bidrag från långväga reflexer får inkluderas i $v(k)$). Det är nu rättframt att demodulera signalen genom att de-rotera den mottagna signalen och projicera det ‘mjuka’ beslutet $\tilde{d}(k)$ på den närmaste punkten i symbolalfabetet

$$\tilde{d} = \frac{1}{h}y(k) \quad , \quad \hat{d}(k) = f[\tilde{d}(k)] \quad . \quad (2.5)$$

Det erhållna symbolestimatet omvandlas sedan till en (kodad) bitström $\hat{c}(i)$ som avkodas, vilket ger den mottagna skattade bitströmen $\hat{b}(l)$.

Deluppgift: Kör labkoden från Digital kommunikation 1. Variera signal-brusförhållandet och mät den kodade och okodade bitfelshalten som funktion av uppmätt E_b/N_0 .

3 System med hög symboltakt

3.1 Rumsdynamikens inverkan

Antag att kommunikationskanalen består av en akustisk direktväg och en dominerande reflex, dvs ett starkt eko. Om ekot tillryggalägger en väg som är Δs (meter) längre än direktvägen, så kommer flervägsutbredningen att ge en basbandskanal med en utsträckning på

$$\Delta T(\text{symboler}) = \frac{\text{sträcka (m)}}{\text{ljudhastighet (m/ms)}} \times \text{antal symboler per ms} = \frac{\Delta s}{0.34T_s} \quad , \quad (3.1)$$

om symboltiden T_s mäts i millisekunder. En vägskillnad på 3 meter ger alltså en ca 9 symboler lång kanal om $T_s = 1$ ms. Detta impulssvar faltas med högtalarens impulssvar, som är 3-10ms långt, beroende på val av högtalare. Vi kan alltså räkna med ett totalt impulssvar av 10-20 symbolers längd vid en symboltakt på 1000 symboler/s. Kanalernas överföringsfunktion kan skattas genom att utnyttja kända symbolsekvenser (träningsekvenser). Se avsnitt 3.2 och 3.4 nedan.

3.2 Kanalmodell och utjämnare

För enkelhets skull antar vi här, liksom i förra avsnittet, att vi samplar den mottagna signalen i *symboltakt*.

Hur signalbandbredden W beror av symboltakten R_s beskrivs av sambandet

$$W = (1 + \alpha)/R_s,$$

där α är SRRC-filtrens rolloff-faktor. En mottagare som är mindre känslig för att samplingsfasen valts rätt, d.v.s att synkroniseringen lyckats kan konstrueras genom att nyquist-sampla signalen, dvs att sampla med signalbandbredden (vilket motsvarar *dubbla* signalbandbredden i basbandet) istället för i symboltakt.

Baserat på en träningssekvens

$$\{d(k) = I(k) + jQ(k)\}_{k=1}^{N_{tr}}$$

av längd N_{tr} och en mottagen demodulerad och samplad basbandssignal $y(k)$ så kan en FIR (eller ARX) basbands-kanalmodell med komplexa koefficienter⁵ skattas:

$$y(k) = B(q^{-1})d(k) + \varepsilon(k) = b_0d(k) + b_1d(k-1) + \dots + b_{nb}d(k-nb) + \varepsilon(k) \quad (3.2)$$

Ur residualerna $\varepsilon(k)$ kan sedan brusets effekt och färg skattas. Detta bör göras, då det kan öka mottagarens prestanda betydligt. Baserat på kanalmodellen (3.2) så kan en utjämnare konstrueras, som skattar den mottagna symbolsekvensen, trots att det förekommer intersymbolinterferens. Detta kan utföras med en linjär utjämnare, en beslutsåterkopplad utjämnare (DFE, Decision, Feedback Equalizer) eller med en betydligt mera komplicerad optimal sekvens-estimator (MLSE, Maximum Likelihood Sequence Estimator).

En MLSE baseras på en skattad kanalmodell och brusmodell. DFE eller linjära utjämnare kan antingen trimmas *direkt*, baserat på träningssekvensen, eller beräknas *indirekt*, genom att man först skattar kanalmodellen och sedan beräknar mottagarfiltren genom en Wienerlösning. Utjämnardesign och adaption kommer att behandlas på senare föreläsningar.

3.3 Synkronisering

Ett huvudsyfte med synkronisering är att hitta de mottagna signaler som är korrelerade med träningssekvensen, trots okända och variabla tidsfördröjningar i överföringen. Dessa mottagna symboler utnyttjas sedan till att skatta kanalen.

⁵Observera att kanalkoefficienterna alltid blir komplexa. Detta gäller även om symbolalfabetet är reelt, dvs då $Q(k) = 0$. Orsaken är att kanalens överföringsfunktion troligen inte blir symmetrisk kring bärvågsfrekvensen. När denna överföringsfunktion via demodulationen transformeras ned till basbandet så blir den ej symmetrisk kring frekvensen noll. System vars frekvensgång ej är symmetriska m.a.p origo måste beskrivas som överföringsfunktioner med komplexa koefficienter.

Ett andra syfte är att finjustera samplingsfasen, dvs tidsögonblicket för samplingen i symboltakt, så att den samplade mottagna signalen får maximal energi och därmed maximal E_b/N_0 .

I labkoden beräknas kanalens (inkl. ljudsystemet) tidsfördröjning genom att beräkna korrelationen mellan en känd träningssekvens, vilken lagt till i början av det utsända datapaketet, och den mottagna signalen. Specifikt används positionen för toppvärdet av autokorrelationen för att beräkna fördröjningen. (Det komplexa värdet hos denna topp används även för att korrigera fas och dämpning hos kanalen i det fall då ingen flervägsutbredning av signalen föreligger. När vi höjer symboltaket blir flervägsutbredningen markant och vi måste då använda en utjämnare såsom tidigare beskrivits.)

Fördröjningen skattas bäst genom att utföra korreleringen i full systemsamplingtakt. Ett alternativ är att subsampla signalerna för att minska beräkningsbördan. Detta kommer dock att ge en lägre precision på tidsskattningen. Beräkningskomplexitet vägs här mot prestanda.

3.4 Skattning av basbands-kanalmodell

Vi antar nu att en lämplig samplingsfas har valts. I basbandet (med symboltakts-sampling) kan den akustiska transmissionskanalen delas upp på följande sätt:

$$y(k) = B(q^{-1})d(k) + \varepsilon(k) \approx H(q^{-1})P(q^{-1})d(k) + \varepsilon(k) \quad (3.3)$$

Här är $P(q^{-1})$ en symboltakts-samplad modell av högtalardynamik och mikrofonens dynamik (pulsformen bör ej bidra till impulssvaret om det valts rätt), medan $H(q^{-1})$ representerar rumsdynamiken samplad i symboltakt. Approximationen är rimlig om systemet är linjärt och tidsinvariant, eller endast långsamt tidsvariabelt.

Vi skulle nu naturligtvis kunna skatta hela systemet baserat på träningsdata. Impulssvaret $B(q^{-1})$ skulle dock bli ganska långt (> 20 symboltider vid $T_s \leq 1\text{ms}$) och antalet träningsdata kommer att vara begränsat. Blocket $P(q^{-1})$ kan dock skattas separat och den okända rumsdynamiken $H(q^{-1})$ har ett betydligt kortare impulssvar (5-10 symboltider) än det totala impulssvaret $B(q^{-1})$. Det är därför klokare att först separat skatta en bra modell av systemet $P(q^{-1})$ baserat på ett stort antal data och sedan bilda den "systempåverkade träningssekvensen"

$$u_{tr}(k) = P(q^{-1})d_{tr}(k) \quad . \quad (3.4)$$

Därefter skattas en FIR-modell av rumsdynamiken

$$y(k) = \hat{H}(q^{-1})u_{tr}(k) \quad , \quad k = 1, \dots, N_{tr} \quad (3.5)$$

med t.ex. minsta kvadratmetoden. Den totala kanalmodellen ges slutligen av

$$\hat{B}(q^{-1}) = \hat{H}(q^{-1})P(q^{-1}) \quad . \quad (3.6)$$

En autoregressiv modell av brusets egenskaper

$$\hat{D}(q^{-1})\varepsilon(k) = e(k) \quad (3.7)$$

kan även skattas, och utnyttjas i utjämnardesignen.

3.5 Indirekt adaption av utjämnare

Vi studerar två fall: ett som liknar GSM-systemet och ett som har vissa likheter med de kanaler som förekommer i den amerikanska IS-136-standard.

3.5.1 Ett system med långsamma tidsvariationer

Vi delar här upp symbolströmmen i tidsluckor om 300 symboler, varav 50 symboler utgör kända träningssekvenser. Vi antar att kanalen varierar så långsamt att en kanalmodell skattad baserad på träningssekvensen kommer att vara giltig under hela den resterande tidsluckan. Med $T_s = 0.5$ ms är tidsluckans längd 0.15 sekunder, så denna approximation verkar rimlig.

Designkvationer för en MSE-optimal design av beslutsåterkopplade utjämnare kommer att presenteras i en senare föreläsning. Använd en indirekt trimmad DFE i mottagaren baserad på dessa resultat. Flytta runt mikrofonen (mobil mottagare) och reflektorer i rummet (tidsvariabel spridarmiljö) och undersök hur väl utjämnaren fungerar.

Skattningen av det akustiska impulssvaret $H(q^{-1})$ kommer att ha ganska dålig noggrannhet, om det enbart baseras på korta träningssekvenser. Inför och utvärdera därför gärna en *iterativ beslutsstyrd kanalidentifiering* för att förbättra kanal-och brusmodellerna:

1. Skatta en preliminär modell (3.5) baserad på den filtrerade träningssekvensen (3.4) och $y(k)$.
2. Bygg en utjämnare och erhåll en skattad symbolsekvens för hela tidsluckan.
3. Upprepa kanalskattningen (3.5)-(3.7) och utnyttja denna längre tidsserie.
4. Bygg en ny utjämnare baserad på den nya modellen och skatta symbolsekvensen på nytt.

Iterationen kan upprepas. Vår forskning på området har visat att iterativ beslutsstyrd kanalskattning ger stora prestandaförbättringar i GSM-lik system om symbolfelhalten i det första passet är högst 10%.

3.5.2 Ett system med snabba tidsvariationer

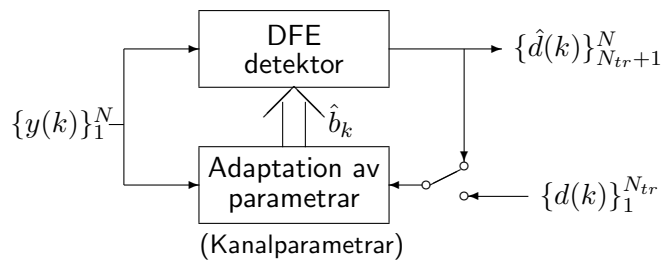


Figure 3.1: Adaptiv utjämnning baserad på beslutsåterkopplad kanalestimering.

Vi studerar nu ett fall där kanalen varierar kraftigt *inom* tidsluckan. Öka tidsluckans längd till över 2000 symboler, men behåll träningssekvenser som är 50 symboler långa.

Vi kan nu skatta en kanalmodell baserad på träningssekvensen, och sedan uppdatera denna modell med hjälp av en adaptiv algoritm (Kalman, LMS eller WLMS, varom mera i senare föreläsningar), som arbetar i *adaptiv beslutsåterkopplad mod.* I denna konstruktion uppdateras modellens parametrar rekursivt. Uppdaterade modellparametrar används för att kontinuerligt trimma en utjämnare, lämpligen en DFE. Utjämnaren levererar skattade symboler $\hat{d}(k)$ som vi kan använda för att generera regressorer $\hat{u}(k) = P(q^{-1})\hat{d}(k)$ i vår linjär-regressionsmodell av rum-sakustiken.

Testa systemet då mikrofonen förflyttas i hastigheter upp till 0.1 m/s

4 Adaptiv modulation

Ni kan nu välja att antingen utgå från systemet ovan som anpassats så att kanalen är långsamt tidsvariabel under en tidlucka, eller utgå från systemet i avsnitt 3.5.2 som har en kraftigt tidsvariabel kanal inom tidluckorna.

Om ni dimensionerar systemet så att kanalen varierar väsentligt inom en tidlucka så kommer ni inte att kunna adaptera modulationen till denna snabba fädning: Baserat på mätningen under en tidlucka så kommer vi inte att veta tillräckligt om kanalens egenskaper under nästa tidlucka. Däremot bör det gå att adaptera modulationsgraden till kanalens medel-SNR, uppmätt över en längre period. Det betyder att vi kan använda en hög modulationsgrad för en mikrofon som befinner sig nära högtalaren, medan en lägre modulationsgrad används längre bort.

Om ni istället dimensionerar systemet så att tidsvariationerna inom en tidlucka är obetydliga upp till en hastighet av 0.1 m/s så kommer ni att kunna bygga ett system som anpassas till den snabba fädningen.

I båda fallen utnyttjar vi modulationerna BPSK, 4-QAM 16-QAM och eventuellt 64-QAM. Bestäm gränser för medel-SNR då dessa modulationer ska användas (baserat på vald mål-bitfelshalt). Testa sedan systemet i experiment då ni flyttar mikrofonen långa avstånd.

5 Adaptiv TDMA

Slutligen är det dags att låta två användare samutnyttja kanalen. Modulationsgraden som används i olika tidluckor måste då naturligtvis anpassas till avståndet till den användare som tidluckan är avsedd för.

Om man har valt att dessutom anpassa sig till den snabba fädningen, så bör systemet vara utformat på följande sätt

- Varje terminal lyssnar på träningssekvensen i varje tidlucka (alltså även tidluckor som innehåller nyttoinformation till den andra användaren), för att skatta och prediktera E_b/N_0 i nästa tidlucka.
- Baserad på predikterad E_b/N_0 i nästa tidlucka så meddelar de båda användarna via returkanalen vilken modulationsgrad som de skulle kunna använda, om de fick tillgång till tidluckan.
- En schemalägnings-algoritm i basstationen avgör sedan vilken användare som tilldelas nästa tidlucka.
- De båda dataflödena lagras i var sin databuffert. Den tilldelade användarens buffert töms på motsvarande antal bitar, som sedan kodas och moduleras på tidluckans nyttolast-symboler. (Användarens nummer indikeras av ett kontroll-ord i nedlänken.)

Studera effekten av att använda några olika principer för tilldelning av tidluckor:

- Fast tilldelning (round robin-schemaläggning).
- Tilldelning proportionell mot behov, uppmätt som nivån i respektive databuffert.
- Tilldelning till den användare som kan använda högst modulationsgrad (max spektral effektivitet).

Beroende på hur väl man väljer modulationsformat, brytpunkter, schemalägningsalgoritmer osv kommer nyttobitstakten till de bägge användarna att variera. Detta år ska de uppnådda bittakterna jämföras med teoretiska resultat.

6 Vad begränsar systemets prestanda?

Signal-till-brusförhållandet, som har den största betydelsen för systemets prestanda, avgörs främst av rummets efterklangstid. Ju större efterklangstid, desto mera ljudenergi kommer att bidra till störningsnivån. De mycket långväga och multipla reflexer som ej fångas upp av modellen $\hat{H}(q^{-1})$ pga dess impulssvars begränsade längd kommer istället att bidra till residualen $\varepsilon(k)$. Antag att

$$y(k) = H(q^{-1})u(k) + \varepsilon(k) =$$

$$h_0u(k) + h_1u(k-1) + \dots + h_{nh}u(k-nh) + h_{nh+1}u(k-nh-1) + \dots + w(k) \quad (6.1)$$

där $w(k)$ representerar brus, datorljud med mera, med varians σ_w^2 . Om modellen $\hat{H}(q^{-1})$ har grad nh , så kommer vårt system då att arbeta vid ett SNR som ges av

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{\sum_1^{nh} |h_i|^2}{\sum_{i=nh+1}^{\infty} |h_i|^2 + \sigma_w^2} \quad (6.2)$$

Kommentarer:

- Med en högre högtalareffekt så kan inverkan från bruset $w(k)$ minskas. Efterklangens effekt (impulssvars-koefficienterna i nämnaren i (6.2)) kvarstår dock.

- Genom att öka modellens gradtal nh så blir en större andel av signalenergin “signal”, snarare än brus. Träningssekvensens längd måste dock anpassas så att kanalskattningen får en rimlig noggrannhet. Använd helst en träningssekvens av längd $N_{tr} > 4nh$ och utnyttja beslutsåterkopplad kanalskattning i någon form.
- Det bästa sättet att öka SNR är att minska efterklangstiden genom att öka rummets akustiska dämpning. Era bästa resultat kommer därför förmodligen att erhållas då ni gör era mätningar i audiolabbet.

6.1 Diagnostik

Följande saker kan vara lämpliga att plotta i Matlab för att få grepp om hur ert kommunikationssystem fungerar:

- Passbandssignalens spektrum.
- Modellen $P(z^{-1})$ av högtalare+filter.
- Utvecklingen i tiden av modellen H av rumsdynamiken i form av ett tidsvariabelt impulssvar.
- Plotta ett antal skattningar av den mottagna signalen före beslutskretsen.
- Visa skattade kanalkoefficienters utveckling i en tidsplott, vid följning av snabbt tidsvariabla kanaler.
- Beräkna statistik på bitfelshalten, före och efter avkodaren, vid olika E_b/N_0 , för olika val av symboltider T_s .