

Ulrika Ahnström

En introduktion till kanalutjämnning

TOTALFÖRSVARETS FORSKNING SINSTITUT

Ledningssystem
Box 1165
581 11 Linköping

FOI-R--1117--SE

December 2003

ISSN 1650-1942

Metodrapport

Ulrika Ahnström

En introduktion till kanalutjämnning

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Ledningssystem Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--1117--SE	Klassificering Metodrapport
	Forskningsområde 6. Telekrig	
	Månad, år December 2003	Projektnummer E7059
	Verksamhetsgren 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	Delområde 61 Telekrigföring med EM-vapen och skydd	
Författare/redaktör Ulrika Ahnström	Projektledare Rolf Gustavsson	
	Godkänd av Peter Nagy	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning FM	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig	
Rapportens titel En introduktion till kanalutjämning		
Sammanfattning (högst 200 ord) Under sin färd från sändare till mottagare utsätts radiosignalen för olika störningar som försvårar för både avsedda mottagare och signalspanare. Radiokommunikation på kortvågsbandet karaktäriseras av jonosfärsutbredning vilket bland annat medför flervägsutbredning som ger upphov till fädning. Kanalens förvrängning av signalen försvårar vid signalspaning, t ex modulationsklassificering och kan för en avsedd mottagare ge symbolfel vid avkodning. Många moderna modemstandarder, t ex STANAG 4285, bygger på att man använder en kanalutjämnare som kompenserar för de effekter som kanalen har på signalen. Ofta används en för mottagaren känd träningssekvens vid kanalutjämnningen, s k träningsbaserad utjämning. Som signalspanare har man inte alltid tillgång till en sådan träningssekvens. Utjämnaren måste då skattas enbart utifrån den mottagna signalen, blind kanalutjämning. Syftet med denna rapport är att ge en introduktion till kanalutjämning, både träningsbaserade och blinda metoder behandlas. En enkel modell av kortvågskanalen med flervägsutbredning och dopplerspridning har implementerats i MATLAB och använts för utvärdering av olika kanalutjämnare. Algoritmer för linjär träningsbaserad utjämning samt utjämning med hjälp av Viterbi-algoritmen har implementerats och utvärderats på en 8PSK-modulerad signal enligt standard STANAG 4285.		
Nyckelord kanalutjämning, linjär utjämning, Viterbi-algoritmen, blind utjämning, STANAG 4285, PSK-modulation		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 33 s.	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista	

Issuing organization FOI – Swedish Defence Research Agency Command and Control Systems P.O. Box 1165 SE-581 11 Linköping	Report number, ISRN FOI-R--1117--SE	Report type Methodology report
	Programme Areas 6. Electronic Warfare	
	Month year December 2003	Project no. E7059
	General Research Areas 5. Commissioned Research	
	Subcategories 61 Electronic Warfare including Electromagnetic Weapons and Protection	
Author/s (editor/s) Ulrika Ahnström	Project manager Rolf Gustavsson	
	Approved by Peter Nagy	
	Sponsoring agency The Swedish Armed Forces	
	Scientifically and technically responsible	
Report title (In translation) An introduction to channel equalization		
Abstract (not more than 200 words) <p>During its propagation path from transmitter to receiver the radio signal is distorted by the channel and affected by noise. HF-communication (1-30 MHz) is characterized by ionosphere propagation that leads to multipath and fading. The distortion of the signal complicates signal analysis e.g. modulation classification by an unintended receiver, such as an Electronic Warfare (EW) system. The channel distortion also increases the symbol error rate at the intended receiver. The commonly used modems standardized by e.g. STANAG 4285 include an equalizer that compensates for the distortion caused by the channel. The equalization often includes a training sequence known to the receiver. An unintended receiver, e.g. an EW-system, doesn't have access to the training sequence. In this case blind equalization techniques could be used.</p> <p>The purpose of this report is to give an introduction to channel equalization. A simple model of HF-propagation, including multipath and Doppler spread, is implemented in MATLAB and used in the simulation runs to evaluate different equalization techniques. Algorithms for linear equalization and equalization using the Viterbi-algorithm are implemented in MATLAB. These techniques includes a training sequence, known to the receiver. Simulations are run to evaluate these techniques on a 8PSK-signal defined by the standardization agreement STANAG 4285.</p>		
Keywords equalization, linear equalization, the Viterbi algorithm, blind equalization, STANAG 4285, PSK-modulation		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 33 p.	
	Price acc. to pricelist	

Innehållsförteckning

1	Inledning	9
2	Systemöversikt	11
2.1	Signalmodell	11
2.2	Kanalen	11
2.3	Simulering och utvärdering	12
3	Kanalutjämning	15
3.1	Direkta metoder	15
3.2	Indirekta metoder	16
4	Linjär utjämning	17
5	Utjämning med hjälp av Viterbi-algoritmen	23
5.1	Skattning av kanalen	23
5.2	Viterbi-algoritmen	24
6	Blind kanalutjämning	27
6.1	En blind metod för utjämning av MPSK-signaler	27
6.1.1	Egenskaper hos MPSK-modulerade signaler	27
6.1.2	Blind kanalutjämning	28
7	Slutsatser och diskussion kring fortsatt arbete	31

Kapitel 1

Inledning

Signalspaning är en central del av telekrigföring. Därigenom fås viktig information för hotindikering och hotanalys samt för att kunna genomföra störåtgärder eller vidta nödvändiga signalskyddsåtgärder. Okända signaler ska detekteras och klassificeras t ex med avseende på modulationstyp.

Under sin färd från sändare till mottagare utsätts radiosignalen för olika störningar. Radiokommunikation på kortvågsbandet (1-30 MHz) karaktäriseras t ex av jonosfärsutbredning vilket bland annat medför flervägsutbredning som ger upphov till fädning. Vid flervägsutbredning nås mottagaren av ett antal olika fördröjda versioner av den sända signalen. Om tidsspridningen mellan de olika utbredningsvägarna är större än symboltiden uppstår en sammanblandning mellan flera efter varandra följande symboler hos den mottagna signalen, s k intersymbol interferens [1]. Kanalsens förvrängning av signalen försvårar vid signalspaning, t ex modulationsklassificering och kan för en avsedd mottagare ge symbolfel vid avkodning. Det är nödvändigt för signalspanaren likväl som för den avsedde mottagaren att kompensera för förvrängningen genom kanalutjämning.

Syftet med denna rapport är att ge en introduktion till kanalutjämning, både träningsbaserade och blinda metoder behandlas. En enkel modell av kortvågskanalen med flervägsutbredning och dopplerspridning för implementering i MATLAB presenteras och används vid utvärdering av olika kanalutjämnare. Ett antal träningsbaserade kanalutjämnare presenteras och utvärderas på en signal enligt standard STANAG 4285 [2].

Kapitel två ger en systemöversikt med signal- och kanalmodell. De verktyg som använts för att utvärdera olika kanalutjämnare beskrivs. En introduktion till kanalutjämning ges i kapitel tre. I kapitel fyra och fem beskrivs två träningsbaserade metoder för kanalutjämning, linjär utjämning och utjämning med hjälp av Viterbi-algoritmen. Resultat från simuleringar i MATLAB redovisas. I kapitel sex presenteras en blind metod för utjämning av PSK-modulerade signaler.

Kapitel 2

Systemöversikt

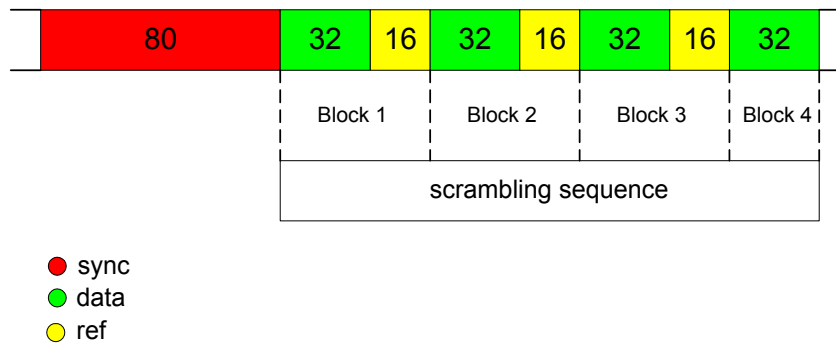
2.1 Signalmodell

Vid simulering och utvärdering av olika kanalutjämnare används en signal enligt standard STANAG 4285. Detta motiveras av att många av de snabba modem (>1200 baud) som finns idag är baserade på just den standarden. Den aktuella signalen är PSK-modulerad med bärvågsfrekvens 1800 Hz och symboltakt 2400 baud.

Datat som sänds är enligt STANAG 4285 indelat i block om 106.6 ms, eller 256 symboler. Blockstrukturen visas i figur 2.1. Varje block inleds med 80 symboler för synkronisering, dessa är 2PSK-modulerade. Därefter följer fyra delblock med omväxlande data- och referenssymboler, totalt 176 symboler. Samtliga Referenssymboler är 0 och datasymbolerna kan vara 2, 4 eller 8PSK-modulerade. De 176 referens- och datasymbolerna multipliceras med en 8PSK-modulerad "scrambling sequence".

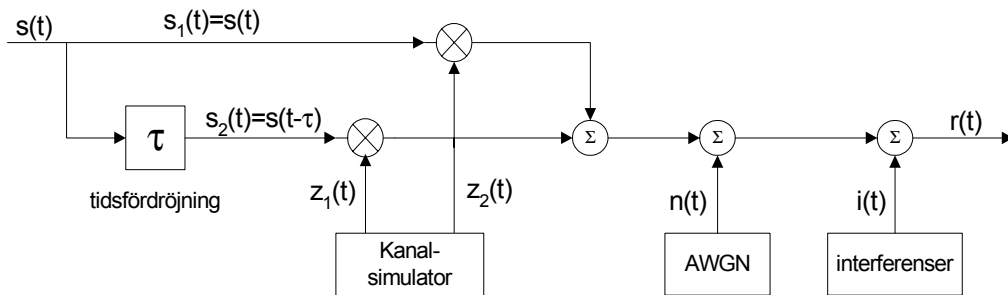
2.2 Kanalen

I standarden för STANAG 4285 beskrivs en modell av HF-kanalen för användning vid simuleringar med syfte att jämföra prestanda mellan olika modem, se blockschemat i figur 2.2. Modellen har implementerats i MATLAB och använts för utvärdering av kanalutjämnare. Kanalen påverkar signalen på fyra olika sätt. Flervägsutbredning skapas genom addition av ett antal versioner av signalen med olika fördröjning. I de tester som föreslås används endast två utbredningsvägar, dvs tidsspridningen är densamma som skillnaden i fördröjning mellan de två signalversionerna. Dopplerspridning skapas genom att signalversionerna som representerar de olika utbredningsvägarna multipliceras med en komplex signal som skapats enligt figur 2.3. Normalfördelat vitt brus filtreras med ett lågpasfilter vars bandbredd ges av halva den önskade dopplerspridningen. De övriga



Figur 2.1: Symbolerna som sänds är enligt STANAG 4285 indelade i block om 256 symboler, varav 80 symboler för synkronisering, 48 referenssymboler samt 128 datasymboler.

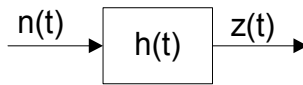
två störningarna är av additiv natur, additivt vitt Gaussiskt brus samt interferenser. De signalformer som föreslås för interferenserna är bärvåg (CW), impuls, svepande bärvåg samt FSK.



Figur 2.2: Modell av kortvägskanal med två utbredningsvägar och dopplerspridning. Störningar i form av additivt vitt gaussiskt brus och interferenser adderas till signalen.

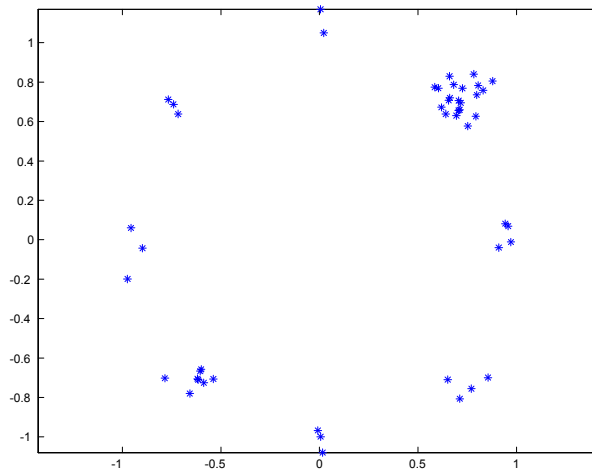
2.3 Simulering och utvärdering

Analys av signalkonstellationen är ett enkelt verktyg vid utvärdering av de effekter som kanalen och utjämnaren har på signalen. I figur 2.4 visas signalkonstellationen för en 8PSK-signal med SNR 20 dB. Signalsamplerna koncentreras till åtta olika faslägen vilka motsvarar de olika symbolerna. I figur 2.5 visas samma signal efter att den utsatts för flervägsutbredning och SNR minskat till 10 dB. Signal-



Figur 2.3: Vitt brus låpassfiltreras och multipliceras sedan med signalen för att ge dopplerspridning. Bandbredden på filtret väljs som halva den önskade spridningen.

samplen är nu utsmetade över det komplexa talplanet och andelen symbolfel efter avkodning kommer att öka.



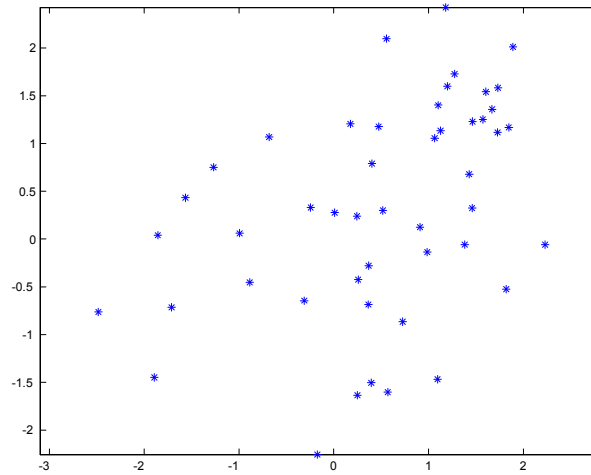
Figur 2.4: Signalkonstellationen för en 8PSK-signal med SNR 20 dB.

Ett vanligt mått vid utvärdering av kanalens respektive utjämnarens effekt är bitfelsannolikheten BER (eng Bit Error Rate) vilken anger andelen bitfel efter avkodning. I denna rapport används motsvarande mått på andelen symbolfel efter avkodning, symbolfelsannolikheten SER (eng Symbol Error Rate) vilken definieras som

$$SER = \frac{\text{antal nollskilda } (u_t - \hat{u}_t)}{N}$$

där u_t , \hat{u}_t anger korrekt samt skattad symbol vid tiden t och N anger totalt antal avkodade symboler.

Vid simulering av kortvågskanalen enligt blockschemat i figur 2.2 kan ett antal olika parametrar varieras. Flervägsutbredningen ges av tidsspridningen τ samt skillnaden i signalstyrka mellan de två olika utbredningsvägarna. Dopplerspridningen ges av frekvensspridningen för de två utbredningsvägarna och SNR (Signal



Figur 2.5: Signalkonstellationen för en 8PSK-signal som utsatts för flervägsutbredning, SNR 10 dB.

to Noise Ratio) samt SIR (Signal to Interference Ratio) definieras som

$$SNR = 10 \log\left(\frac{E_s}{E_b}\right)$$

$$SIR = 10 \log\left(\frac{E_s}{E_i}\right)$$

där E_s , E_b , E_i anger energin hos signalen, bruset samt interferenserna.

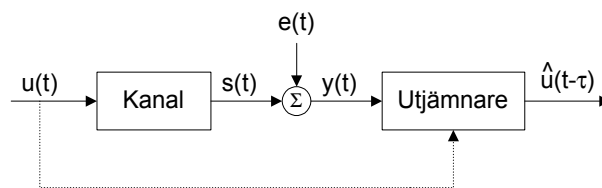
Kapitel 3

Kanalutjämning

En kanalutjämnare används för att kompensera för de effekter, bland annat flervägsutbredning och fädning, som kanalen har på signalen. I detta kapitel beskrivs huvuddragen för några olika principer för utjämning. I de kommande kapitlen görs en mer detaljerad beskrivning av några metoder som implementerats i MATLAB och utvärderats för en den signal enligt standard STANAG 4285 som beskrevs i kapitel 2.1.

3.1 Direkta metoder

I figur 3.1 illustreras principen för direkt kanalutjämning. Den sända signalen $u(t)$ passerar kanalen med additivt gaussiskt brus $e(t)$ och den förvrängda signalen $y(t)$ når mottagaren. Utjämnaren, vilken liksom kanalen kan ses som ett kausalt filter, skattar $u(t)$ ur den mottagna sekvensen. I princip kan man säga att utjämnaren inverterar kanaldynamiken. Ett kausalt filter kan inte inverteras av ett annat kausalt filter utan att en tidsfördröjning uppstår, därav skattningen $\hat{u}(t - \tau)$.



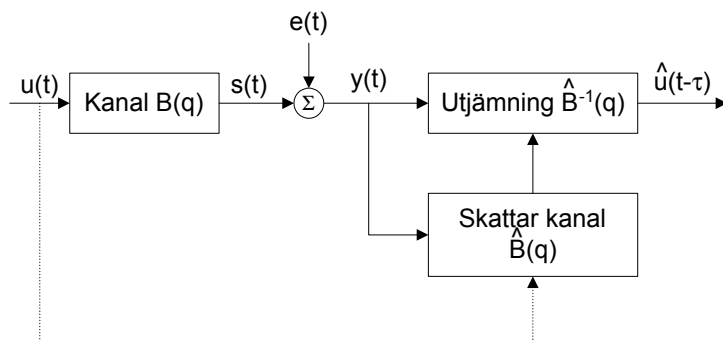
Figur 3.1: Vid direkt kanalutjämning inverteras kanaldynamiken med ett kausalt filter och insignalen $u(t)$ skattas ur den förvrängda signalen $y(t)$.

Det finns ett flertal olika metoder för direkt utjämning. Vid *träningsbaserad utjämning* har sändare och mottagare kommit överens om att en given sekvens $u(t)$ sänds vid en given tidpunkt. Olika modellskattningsalgoritmer kan då användas för att ta fram det filter som minimerar skattningsfelet $\varepsilon = u(t) -$

$\hat{u}(t)$. Exempel på träningsbaserade utjämnare är linjära och beslutsåterkopplande utjämnare. En optimal träningsbaserad utjämnare fås med hjälp av Viterbi-algoritmen. Vid *blind kanalutjämnning* skattas utjämnaren enbart med hjälp av den mottagna signalen $y(t)$. Ofta krävs dock information om någon egenskap hos signalen, t ex modulationsmetod.

3.2 Indirekta metoder

Indirekt kanalutjämnning innebär att utjämnningen sker i två steg. Först skattas kanalen som ett kausalt filter, därefter inverteras filtret och inversen används för att skatta insignalen $u(t)$ ur den mottagna distorderade signalen $y(t)$, se figur 3.2. Vid indirekt utjämnning finns ett flertal olika metoder för att skatta kanalen, träningsbaserade såväl som blinda metoder.

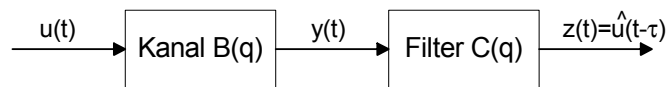


Figur 3.2: Vid indirekt kanalutjämnning skattas kanalen som ett kausalt filter vilket sedan inverteras och anv änds för estimering av signalen $u(t)$.

Kapitel 4

Linjär utjämning

En enkel och rättfram metod för kanaltjämning beskrivs av blockshemat i figur 4.1. Kanalen och utjämnaren modelleras som FIR-filter vilket är rimligt med tanke på att kanalen främst påverkar signalen genom flervägsutbredning. Flera olika starka och tidsfördröjda versioner av signalen når mottagaren samtidigt.



Figur 4.1: Vid linjär utjämning modelleras båda kanalen och utjämnaren som FIR-filter.

Antag att mottagaren har tillgång till en träningssekvens, dvs varje sändning innehåller ett antal för mottagaren kända symboler som kan användas vid kanaltjämning. Resterande bitar utgör informationen i signalen. Med hjälp av träningssekvensen kan utjämnaren skattas direkt med hjälp av minstakvadratmetoden [3]. Antag att träningssekvensen består av L symboler och att ett filter av ordning n ska designas för kanaltjämning. Träningssekvensen ges av $u(t - \tau)$, där $t = 1, 2, \dots, L$ och skattningen $\hat{u}(t - \tau)$ kan skrivas

$$z(t) = \hat{u}(t - \tau) = \sum_{i=1}^n c_i y(t - i) = C_n(q)y(t) \quad (4.1)$$

Inför förlustfunktionen som kvadraten på skattningsfelet

$$V_L(C_n, \tau) = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L (u(t - \tau) - \hat{u}(t - \tau))^2 = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L (u(t - \tau) - C_n(q)y(t))^2 \quad (4.2)$$

Utjämnaren skattas som det filter som minimerar förlustfunktionen

$$\hat{C}_n(\tau) = \operatorname{argmin}_{C_n} V_L(C_n, \tau) \quad (4.3)$$

Inför följande beteckningar

$$R_L = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L \varphi(t) \cdot \varphi^T(t) \quad (4.4)$$

$$f_L(t) = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L \varphi(t) \cdot u(t - \tau) \quad (4.5)$$

där $\varphi(t)$ och θ_n definieras

$$\varphi(t) = (y(t), y(t-1), \dots, y(t-n))^T \quad (4.6)$$

$$\theta_n = (c_0, c_1, \dots, c_n)^T \quad (4.7)$$

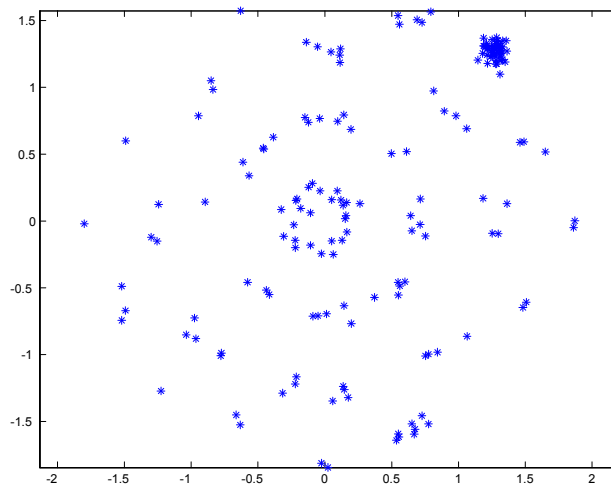
Med hjälp av (4.6)-(4.7) kan (4.2) skrivas

$$V_L(\theta_n, \tau) = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L (u(t - \tau) - \varphi^T(t)\theta_n)^2 \quad (4.8)$$

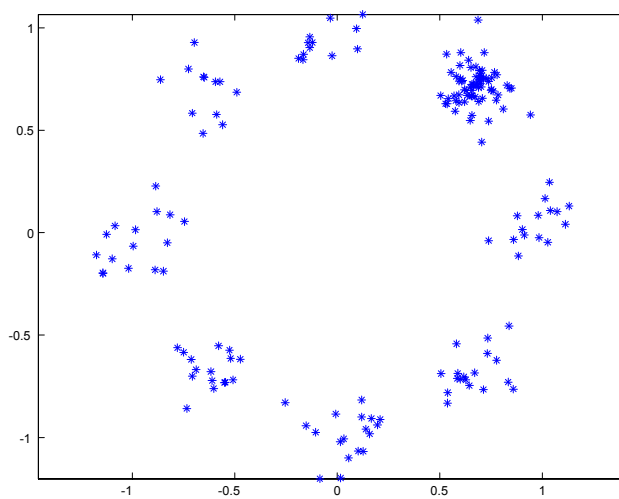
och skattningen av utjämnaren ges av

$$\hat{\theta}_n = R_L^{-1} f_L$$

I figurerna 4.2-4.3 visas signalkonstellationen för en signal som utsatts för flervägs-utbredning före och efter utjämning. Flervägsutbredning med två utbredningsvägar har simulerats. Tidsspridningen är 0.5 ms och skillnaden i effekt mellan utbredningsvägarna är 2 dB, SNR=25 dB.

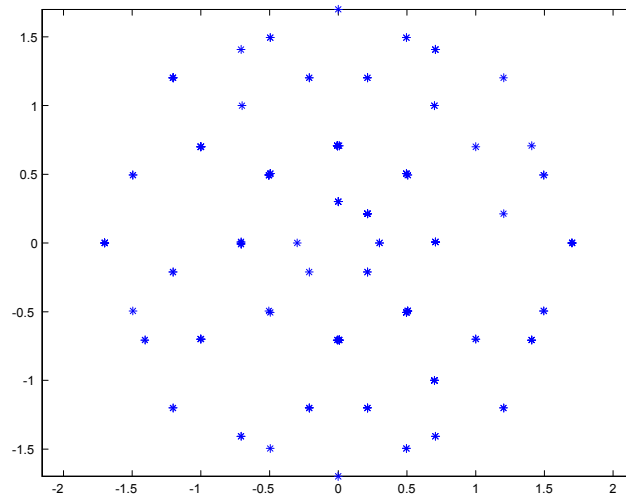


Figur 4.2: Mottagen signal efter simulerad kanal med flervägsutbredning, två utbredningsvägar med 0.5 ms tidsspridning och 2 dB skillnad i effekt.

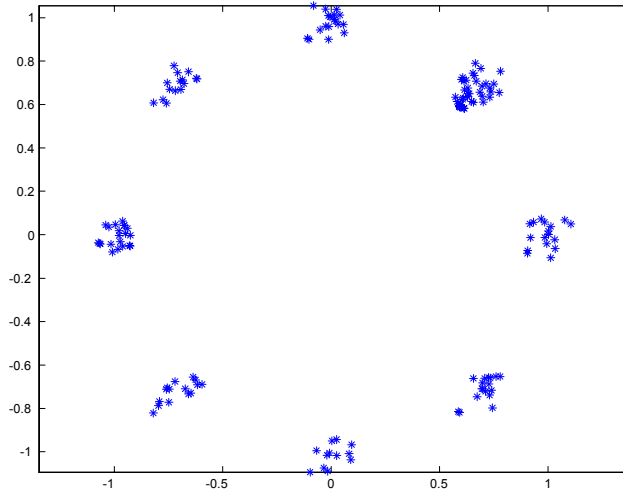


Figur 4.3: Signal efter utjämning med linjär utjämnare. Ett FIR-filter av ordning $n=10$, en träningssekvens med 80 symboler har använts.

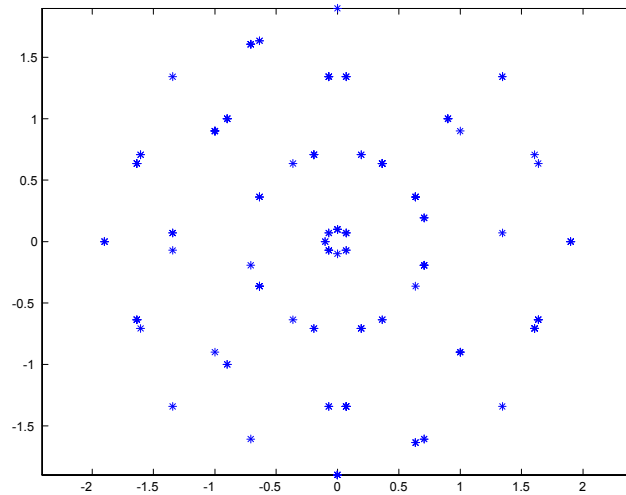
Som signalspanare har vi ingen möjlighet att påverka längden på träningssekvensen. Därmed återstår två frihetsgrader, dvs två parametrar att variera för att designa en så bra linjär kanalutjämnare som möjligt, val av tidsfördröjning τ och ordningstal n på FIR-filtret. En svaghet med linjära utjämnare är att det blir problem när kanalen har nollställen som ligger nära enhetscirkeln. Då krävs en utjämnare av stort ordningstal, dvs med många filtertappar. I figurerna 4.4-4.7 visas signalkonstellationen för och efter utjämning för två olika kanaler. För kanalen $B(q) = 1 - 0.7q$ (nollställe 0.7) ger en linjär utjämnare med $n = 8$ bra resultat, se figur 4.5. För kanalen $B(q) = 1 - 0.9q$, (nollställe 0.9) ger en linjär utjämnare med $n = 10$ ett sämre resultat, se figur 4.7. Genom att öka ordningstalet på FIR-filtret fås en fungerande linjär utjämnare även för kanalen med nollställe 0.9. I figur 4.8 visas signalkonstellationen efter linjär utjämning då $n = 16$.



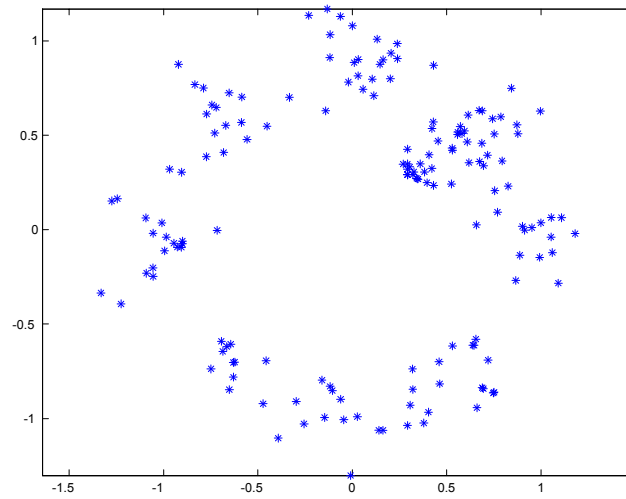
Figur 4.4: Mottagen signal efter kanal med nollställe 0.7, $B(q) = 1 - 0.7q$.



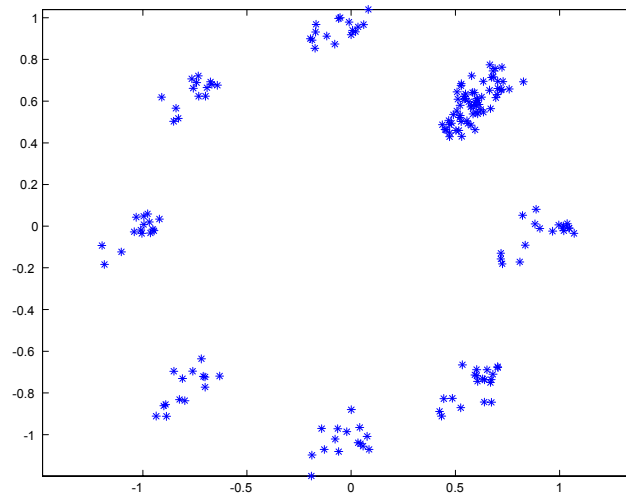
Figur 4.5: Signal med nollställe 0.7 efter kanalutjämning med linjär utjämnare, $n = 8$.



Figur 4.6: Mottagen signal efter kanal med nollställe 0.9, $B(q) = 1 - 0.9$.



Figur 4.7: Signal med nollställe 0.9 efter kanalutjämning med linjär utjämnare, $n = 10$.

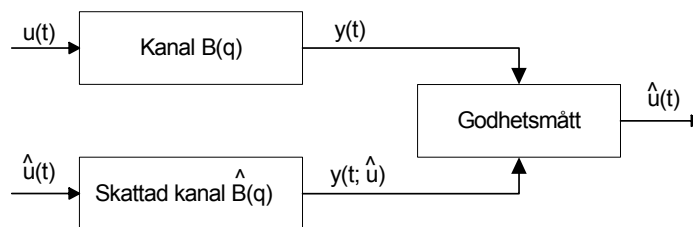


Figur 4.8: Signal med nollställe 0.9 efter kanalutjämning med linjär utjämnare, $n = 16$.

Kapitel 5

Utjämning med hjälp av Viterbi-algoritmen

En optimal träningsbaserad utjämnare fås med hjälp av Viterbi-algoritmen [3]. Principen visas i blockschemat i figur 5.1. Först skattas en kanalmodell $\hat{B}(q)$ ur de mottagna samplen med hjälp av den kända träningssekvensen. Kanalen skattas som ett FIR-filter med hjälp av minstakvadrat metoden. Därefter beräknas utsignalen från den skattade kanalen för alla möjliga insekvenser $u(t)$ och den insignal som ger en utsignal mest lik den observerade väljs. Godhetsmättet vid jämförelsen ges av maximum likelihood kriteriet.



Figur 5.1: Blockschemat ovan beskriver principen för en Viterbi-utjämnare.

5.1 Skattning av kanalen

Viterbi-algoritmen förutsätter en kanalmodell $\hat{B}(q)$ vilken kan skattas med hjälp av den kända träningssekvensen enligt följande. Kanalen modelleras som ett FIR-filter av ordning n och den mottagna sekvensen $y(t)$ kan därmed skrivas

$$y(t) = \sum_{k=0}^n b_k u(t-k) = \varphi^T(t) b \quad (5.1)$$

där b och $\varphi(t)$ definieras

$$b = (b_0, b_1, \dots, b_n)^T \quad (5.2)$$

$$\varphi(t) = (u(t), u(t-1), \dots, u(t-n))^T \quad (5.3)$$

Filterkoefficienterna skattas enligt minstakvadratmetoden som

$$\hat{b}_N = \arg \min_b \sum_{t=1}^N (\varphi^T(t) b - y(t))^2 = \sum_{t=1}^N \bar{\varphi}(t) y(t) \quad (5.4)$$

där

$$\bar{\varphi}(t) = \left(\sum_{t=1}^N \varphi(t) \varphi^T(t) \right)^{-1} \varphi(t) \quad (5.5)$$

5.2 Viterbi-algoritmen

Antalet möjliga insignaler ökar med b^N där b är antalet möjliga symboler i $u(t)$ och N är längden på sekvensen $y(t)$. Viterbi-algoritmen garanterar att hitta den bästa insignalsekvensen trots att ett mindre antal sekvenser undersöks. Om kanalen skattas med ett FIR-filter av ordning n räcker det att b^n möjliga insignaler undersöks. Viterbi-algoritmen ser ut som följer:

Antag ändligt alfabet för insignalen $u(t)$, den mottagna sekvensen modelleras som

$$y(t) = B(q) u(t) + e(t)$$

där $e(t)$ är vitt Gaussiskt brus. Kanalmodellen $\hat{B}(q)$ skattas enligt kapitel 5.1 som ett FIR-filter av ordning n . Följande rekursion ger Maximum likelihood skattningen av insignalen.

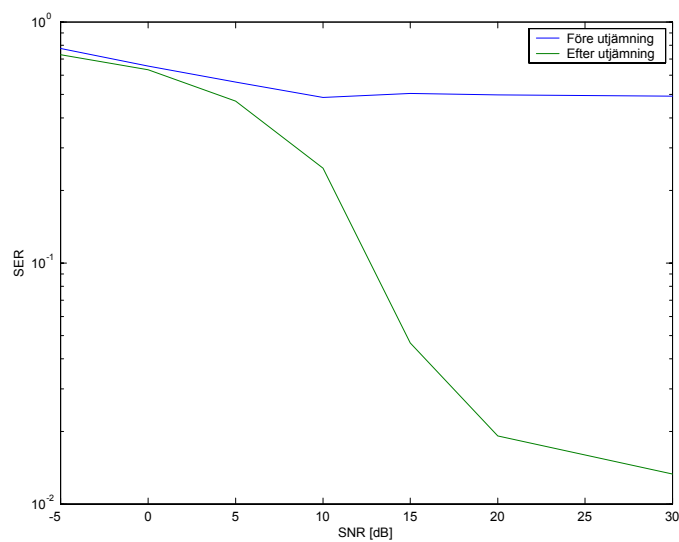
$t = N :$

1. Räkna upp alla möjliga insignalsekvenser under de n senaste tidpunkterna. Utöka sekvensen med den skattade insignalsekvensen $\hat{u}(1), \hat{u}(2), \dots, \hat{u}(N-n)$ vid tidpunkten $N-1$.
2. Filtrera samtliga möjliga insignalsekvenser med $\hat{B}(q)$.
3. Skatta \hat{u} enligt minstakvadrat metoden som den av de möjliga sekvenserna som minimerar kvadratfelssumman

$$\hat{u} = \arg \min_{u(N-n+1), \dots, u(N)} \sum_{t=1}^N (\hat{B}(q) u(t) - y(t))^2$$

4. Fixera $\hat{u}(N-n+1)$, sätt $N = N+1$ gå till 1.

I figur 5.2 visas hur symbolfelshalten förbättras då Viterbi-algoritmen används för kanalutjämning.



Figur 5.2: Symbolfelshalt (SER) som funktion av SNR för en mottagen signal före och efter kanalutjämning med Viterbi-algoritmen. Kanalen simuleras med flervägsutbredning, två lika starka utbredningsvägar med 0.5 ms tidsspridning.

Kapitel 6

Blind kanalutjämning

De metoder för kanalutjämning som beskrivits hittills bygger på att mottagaren har tillgång till en träningssekvens som kan användas för att skatta ett filter för utjämning. Som signalspanare kan vi inte utgå ifrån att vi har tillgång till någon träningssekvens. Utjämnaren måste då skattas enbart utifrån den mottagna signalen. 1975 presenterade Youchi Sato den första blinda algoritmen för kanalutjämning [4]. Algoritmen användes på en amplitudmodulerad signal med flera nivåer. En annan tidig algoritm för blind utjämning presenterades av Godard 1980 [5]. Gemensamt för de flesta blinda metoderna är att de utnyttjar någon egenskap hos den sända signalen. Det kan vara modulationsmetod eller någon statistisk egenskap. Bland de snabba modem som finns idag är PSK den absolut vanligaste modulationsformen. (Med snabba modem avses här 1200 baud eller mer.) Nedan följer en beskrivning av en metod för blind kanalutjämning av MPSK-signalerna, enligt [6].

6.1 En blind metod för utjämning av MPSK-signalerna

6.1.1 Egenskaper hos MPSK-modulerade signalerna

Generellt kan MPSK-modulerade signalerna skrivas

$$s_i(t) = \sum_n A g(t - nT) \cos(\omega_c t + \varphi_n) \quad (6.1)$$

där A är en konstant, T symboltiden, ω_c bärvågsfrekvensen och φ_n fasen inom respektive intervall av längd T . Symbolinformationen ges av fasen φ_n vilken kan anta M olika värden

$$\varphi_n = \frac{2k\pi}{M}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \quad (6.2)$$

Funktionen $g(t)$ är en puls i basband

$$g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{annars} \end{cases} \quad (6.3)$$

Signalen $s_i(t)$ från (6.1) kan skrivas om på formen

$$s_i(t) = \sum_n a_n \cos(\omega_c t) - b_n \sin(\omega_c t) \quad (6.4)$$

där

$$a_n = A g(t - nT) \cos \varphi_n \quad (6.5)$$

$$b_n = A g(t - nT) \sin \varphi_n \quad (6.6)$$

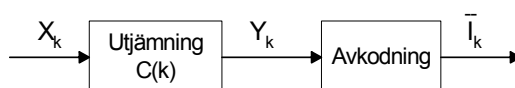
Faktorerna a_n och b_n motsvarar I- respektive Q-komponenterna vid kvadraturupdelning. Vid demodulering erhålls fasinformationen genom att återskapa a_n och b_n exakt. Den blinda metod för kanalutjämning som presenteras här använder följande två egenskaper hos MPSK-signaler:

$$a_n^2 + b_n^2 = \text{konstant} \quad (6.7)$$

$$M \varphi_n = 0 \pmod{2\pi} \quad (6.8)$$

Ekvation (6.7) indikerar att signalen $s_i(t)$ har konstant envelopp.

6.1.2 Blind kanalutjämning



Figur 6.1: Den mottagna signalen utjämnas före avkodning. Kanalutjämnaren modelleras som ett FIR-filter.

Den blinda kanalutjämnaren modelleras som ett FIR-filter med $N+1$ filtertappar (c_0, c_1, \dots, c_N) . I figuren ovan visas hur den mottagna signalen utjämnas före avkodning. Den mottagna signalen betecknas här med X_k , efter utjämning fås Y_k som avkodas till skattningen \bar{I}_k av det sända meddelandet I_k . För perfekta kanalvillkor gäller $\bar{I}_k = I_k$. Samtliga använda signalvektorer är komplexa och

$$I_k = a_n + j b_n \quad (6.9)$$

$$\bar{I}_k = \bar{a}_n + j \bar{b}_n \quad (6.10)$$

Låt

$$C^t(k) = (c_0, c_1, \dots, c_N) \quad (6.11)$$

$$X^t(k) = (X_k, X_{k+1}, \dots, X_{k+N}) \quad (6.12)$$

då kan vektorn Y_k skrivas som

$$Y_k = C^t(k)X(k) \quad (6.13)$$

Ping [6] använder följande förlustfunktion vid blind utjämning av MPSK-signaler

$$\epsilon(k) \triangleq \frac{1}{\sqrt{2M}}(\bar{I}_k^M - Y_k^M) \quad (6.14)$$

Efter förenklingar ger minsta kvadratskattning med den givna förlustfunktionen följande rekursion för skattning av $C(k)$

$$C(k+1) = C(k) - \mu \frac{\partial \epsilon^2(k)}{\partial C(k)} \quad (6.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \epsilon^2(k)}{\partial C(k)} &= Y_k^{M-1}(Y_k^{*M} - 1)X(k) \\ &+ Y_k^{*M-1}(Y_k^M - 1)X^*(k) \text{csgn}(C(k)) \end{aligned} \quad (6.16)$$

där '*' anger komplexkonjugat och

$$\text{csgn}(x + iy) \triangleq \begin{cases} 1 & x > 0 \\ -1 & x < 0 \\ 1 & x = 0, y > 0 \\ -1 & x = 0, y < 0 \\ 0 & x = y = 0 \end{cases}$$

Kapitel 7

Slutsatser och diskussion kring fortsatt arbete

Algoritmer för linjär utjämning samt för utjämning med hjälp av Viterbi-algoritmen har implementerats i MATLAB och utvärderats på en 8PSK-signal enligt standard STANAG 4285. En enkel kanalmodell med flervägsutbredning och dopplerspridning används för att simulera kortvägskanalen. Linjär utjämning är en enkel och rättfram metod för kanalutjämning. En svaghet med linjär utjämning är att det blir problem med kanaler som har nollställen nära enhetscirkeln. Då krävs ett filter med högt ordningstal. En optimal utjämnare fås med Viterbi-algoritmen.

Som signalspanare kan vi inte utgå ifrån att träningssekvensen är känd. Därför bör fortsatt arbete koncentreras på algoritmer för blind kanalutjämning. Eftersom PSK är den absolut vanligaste modulationsformen hos de snabba modem som finns idag bör vi koncentrera oss på algoritmer för blind utjämning av PSK-signaler i första hand. Nästa steg är blinda algoritmer för utjämning av QAM-signaler, vilka blir allt vanligare.

Referenser

- [1] L Ahlin, J Zander *Principles of Wireless Communications*, Studentlitteratur, Lund 1998.
- [2] North Atlantic Treaty Organization (NATO) Standardization Agreement 4285
- [3] F. Gustafsson, L. Ljung, M. Millnert, *Signalbehandling*; Studentlitteratur, Lund, 2001
- [4] Y Sato; "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation" *IEEE Transactions on Communications*, 23:697-682, 1975.
- [5] D. N. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems", *IEEE Transactions on Communications*, 28:1867-1875, 1980
- [6] Y. Sato, "The blind equalization technique for MPSK modulation" *TENCON '93 Proceedings. Computer, Communication, Control and Power Engineering*. 1993 Region 10 Conference on Issue:0, 19-21 Oct. 1993. Pages: 67-69, vol.3.