



Smalbandiga radiosystem med snabbt frekvenshopp och hög dataakt

ANDERS HANSSON, JAN NILSSON,
GUNNAR ERIKSSON



Anders Hansson, Jan Nilsson, Gunnar Eriksson

Smalbandiga radiosystem med snabbt frekvenshopp och hög dataakt

Titel	Smalbandiga radiosystem med snabbt frekvenshopp och hög dataakt
Title	Narrowband radio systems with fast frequency hopping and high data rate
Rapportnr / Report No.	FOI-R--5459--SE
Månad / Month	Mars / Mars
Utgivningsår / Year	2023
Antal sidor / Pages	60
ISSN	1650-1942
Kund / Customer	FMV
Forskningsområde	Ledningsteknologi
FoT område	Ledning och MSI
Projektnr / Project No.	E7162341
Godkänd av / Approved by	Christian Jönsson
Ansvarig avdelning	Telekrig

Detta verk är skyddat enligt lagen (1960:729) om upphovsrätt till litterära och konstnärliga verk, vilket bl.a. innebär att citering är tillåten i enlighet med vad som anges i 22 § i nämnd lag. För att använda verket på ett sätt som inte medges direkt av svensk lag krävs särskild överenskommelse.

This work is protected by the Swedish Act on Copyright in Literary and Artistic Works (1960:729). Citation is permitted in accordance with article 22 in said act. Any form of use that goes beyond what is permitted by Swedish copyright law, requires the written permission of FOI.

Sammanfattning

Frekvenshopp är en klassisk form av störskydd hos militära taktiska radiosystem. För ett bra skydd mot en följestörare behövs också en hög hopptakt. I detta arbete undersöks förutsättningarna för frekvenshoppande radiosystem med 50 kHz bandbredd och en hopptakt på 5 hopp/ms på VHF bandet. En sådan frekvenshoppstakt innebär en betydande kostnad jämfört med ett icke hoppande system i form av en reducerad datatakt eller räckvidd hos radiosystemet. Frågeställningen för arbetet har varit att undersöka vilka datatakt som är möjliga samt relationen mellan datatakt och räckvidd.

Spektrumkravet och kriteriet för hur bandbredden beräknas får betydelse och i arbetet definieras bandbredden utgående från 99% av energin i effektspektrum. Modulationsformerna som undersökts är CPM (continuous phase modulation) och QAM (quadrature amplitude modulation). Resultaten visar att CPM är flexibelt och möjliggör många olika datatakt och räckvidder. QAM implementerad som ett enbärvågssystem (single-carrier) fungerar mindre bra. Spektrumkraven gör att bara enstaka informationssymboler ryms inom hopptiden.

Nyckelord: frekvenshopp, följestörning, hopptakt, QAM, CPM

Abstract

Frequency hopping is a classic form of jamming protection in military tactical radio systems. The frequency-hopping rate needs to be high to obtain a good protection against a follower jammer. This work investigates the conditions for frequency hopping radio systems with 50 kHz bandwidth and a hopping rate of 5 hops/ms on the VHF band. Such a frequency-hopping rate entails a significant cost compared to a non-hopping system in the form of a reduced data rate or range of the radio system. The research question of the work has been to investigate the data rates that are possible to achieve and the relationship between data rate and range.

The spectrum requirement and the criterion for how the bandwidth is calculated become important and in the investigations, a 99%-bandwidth criterion has been used. Modulation types investigated are CPM (Continuous Phase Modulation) and QAM (Quadrature Amplitude Modulation). CPM is flexible and allows for many different data rates and ranges. QAM implemented as a single-carrier system does not work so well. The spectrum requirements imply that, in the best case, only a few information symbols can be accommodated within the hop time.

Keywords: frequency hopping, follower jamming, hop rate, QAM, CPM

Innehållsförteckning

1	Inledning	7
2	Bakgrund	9
3	Smalbandiga system med hög modulationsordning	11
4	CPM	15
5	QAM	21
6	Slutsatser	27
A	Bitfelshalt för CPM	31
B	Effektspektrum för CPM	37
C	Prestandaparametrar för CPM	45
D	Bitfelshalt för QAM	49
E	Effektspektrum för QAM	55
F	Prestandaparametrar för QAM	59

1 Inledning

Frekvenshopp är en vanlig form av störskydd hos militära taktiska radiosystem. Följestörning är dock ett allvarligt hot mot sådana system. Därför eftersträvas en hög hopptakt, som kan ge ett bra skydd mot följestörning. Ett snabbt frekvenshopp innebär en kostnad i form av reducerad datatakt eller räckvidd hos radiosystemet. En tidigare studie [1] var inriktad på system med en datatakt på minst 20 kbit/s samtidigt som en relativt bra räckvidd eftersträvades. I denna rapport eftersträvas högre datatakt och analysen utökas genom att undersöka hur högre ordningens modulation påverkar räckvidden. Anledningen till att en kortare räckvidd kan fungera är att tillämpningar för flerhoppsnät (där paket kan vidareändas mellan noderna i radionätet) ofta har betydande vinster i nätdiversitet som kan kompensera för en minskad räckvidd. Med nätdiversitet avses här den stora mängd vägar som är tillgängliga för vidareändning av paketen, vilket kan kompensera för länkar som försvinner på grund av störning eller terränghinder [2, stycke 5.2]. Jämfört med enhoppsnät tillkommer dock en prestandaförlust på grund av att ett paket måste sändas flera gånger för att nå mottagarna, vilket motiverar behovet av högre datatakt. Samma grundantaganden som i den tidigare studien används, det vill säga en hopptakt på minst 5 hopp/ms för ett 50 kHz bredbandigt radiosystem på VHF-bandet. En ökning av hopptakten från 1 hopp/ms till 5 hopp/ms tvingar en följestörare att placera sig avsevärt närmare för att lyckas med störningen [1].

Kapitel 2 ger en bakgrund och summerar de viktigaste slutsatserna från det tidigare arbetet. I kapitel 3 beskrivs i mer detalj modulationsformerna med hög ordning vi valt att inkludera i undersökningen. Kapitlet beskriver också de grundläggande parametrarna hos det frekvenshoppande systemet samt hur systemets räckvidd beräknas. Kapitel 4 undersöker ett system baserat på CPM (continuous phase modulation) och kapitel 5 ett system baserat på QAM (quadrature amplitude modulation). Slutligen innehåller kapitel 6 slutsatserna från undersökningarna och förslag på fortsatt arbete.

2 Bakgrund

Vid ökande frekvenshoppstakt finns ett antal faktorer som blir gränssättande och gör att informationsdataakten, alternativt räckvidden succesivt försämras. För att störskyddet ska bli bra är det önskvärt att hoppa över en stor bandbredd och ett stort antal frekvenser. Det gör att kanalen varierar så mycket mellan frekvenshoppet att varje frekvenshopp behöver införa pilotsymboler och kunna göra en separat kanalestimering. Vid en hopptakt på 5 hopp/ms blir hopptiden 200 μs . I kombination med den begränsade bandbredden 50 kHz får bara ett begränsat antal symboler plats i ett frekvenshopp.

En skyddstid behövs för att säkerställa att distinkta sändningar inte stör varandra på grund av utbredningsfördröjningar, pulsformning, ekon och reflektioner. Utbredningsfördröjningen blir gränssättande i vårt fall och bestäms av kommunikationsavståndet. För kommunikationsavstånd på upp till 6 km blir fördröjningen 20 μs , vilket innebär en skyddstid på minst 20 μs . För kommunikationsavstånden på 15 km eller mer behövs en skyddstid på minst 50 μs . Skyddstider i storleksordningen 50 μs är ett problem vid hopptakten 5 hopp/ms eftersom skyddstiden reducerar tiden som kan användas för kommunikation till bara 75 procent av hopptiden.

Signalens spektrum påverkas av frekvenshoppstakten. Generellt påverkar en ökad hopptakt den frekvenshoppande signalens spektrum framförallt på två sätt: den datamodulerade signalens bandbredd ökar och utombandsegenskaperna påverkas. Hur utombandsegenskaperna påverkas av hopptakten beror på ett komplext samband mellan hopp-pulsens form och vilka utombandsegenskaper den aktuella modulationsformen har. För att uppfylla spektrumkraven kan därför pulsformning av hopp-pulsen behövas. Pulsformning medför att inte hela hoppintervallet kan användas för att sända information och olika varianter på pulsformning undersöktes i [1]. I vårt fortsatta arbete har vi vid beräkning av bandbredder dock inte inkluderat den spektrumbreddning som orsakas av pulsformningen.

Vilken dataakt som går att uppnå för en given modulationsform påverkas av det använda spektrumkravet som definierar bandbredden. I [1] definierades bandbredden av den del av effektspektrum som ligger högst 20 dB under effektspektrumets topp. Ibland används en spektrummask som inte bara definierar dämpningskrav för grannkanalen utan också för kanaler längre bort, till exempel. STANAG 4204 spectral emissions mask, som används i [3]. I denna rapport används en definition av bandbredd som innebär att integralen av effektspektrum över bandbredden B_o utgör 99 % av signalens totala effekt. Bandbreddsmåttet kallas på engelska *occupied bandwidth* [4].

3 Smalbandiga system med hög modulationsordning

Att öka modulationsordningen innebär att låta varje symbol innehålla fler databitar och är ett vanligt sätt att öka datahastigheten. I [1] undersöktes MFSK (*multiple frequency-shift keying*), CPM (*continuous phase modulation*) samt OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) med differentiell QPSK modulation på bärvågorna. I denna rapport undersöks QAM som ett en-bärvågssystem (*single-carrier*). De symbolstorlekar som undersöks är 4, 16, 64, och 256. QAM är en vanlig modulationsform och används i flertalet system (ofta för att modulera bärvågorna i OFDM), t.ex. i cellulära system såsom LTE, 4G och 5G. Det andra alternativet som undersöks i rapporten är högre ordnings CPM (också som ett en-bärvågssystem), det vill säga CPM-varianter med höga datahastigheter och som inte undersöktes i [1].

Som nämnts tidigare antas radiosystemets bandbredd vara 50 kHz för att inte avvika från de bandbredder som normalt används. Smalbandiga radiosystem använder ofta 25 kHz eller 50 kHz, till exempel NBWF [3]. Det smalbandiga radiosystemet kan tänkas använda synkroniserad kooperativ broadcast (SKB) [5], vilket normalt kräver fyra omsändningar av ett paket för att nå hela nätet. Därför är en datahastighetsökning med en faktor fyra önskvärd för att kompensera för omsändningarna. För SKB måste en relativ lång tidsspridning på grund av flervägsutbredning kunna hanteras. Det beror på att de kooperativa sändningarna uppfattas som flervägsutbredning i mottagaren. Vi antar att en tidsspridning på minst 40 μs ska kunna hanteras.

För en kommunikationslänk där sändaren har en konstant topp-uteffekt P , ges den mottagna signalens effekt P_m av sambandet

$$P_m = \frac{P G_s G_m}{L}, \quad (3.1)$$

där G_s och G_m är sändarens respektive mottagarens antennvinster i riktning mot varandra och L är utbredningsdämpningen mellan sändare och mottagare. Vi antar att utbredningsdämpningen ökar med exponenten n av avståndet enligt

$$L = a \left(\frac{d}{d_{\text{ref}}} \right)^n, \quad (3.2)$$

där d_{ref} är ett referensavstånd, a är en konstant faktor och d är utbredningsavståndet.

Utan avsiktlig eller oavsiktlig störning kan mottagarbruset spektraltäthet, med hjälp av mottagarens systembrusfaktor F , uttryckas som

$$N_0 = K T_0 F, \quad (3.3)$$

där $K \approx 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K är Boltzmanns konstant och $T_0 = 290$ K är referenstemperaturen för brusfaktorn F .

Låt R_b vara radiosystemets momentana bittakt i luftgränssnittet. Den mottagna energin per sänd databit blir då

$$E_b = \frac{P_m}{R_b}. \quad (3.4)$$

För att den mottagna signalens bitfelshalt inte ska överstiga ett givet krav måste signal- till brusförhållandet (SNR) E_b/N_0 minst ligga på en tröskelnivå γ :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{PG_s G_m}{LR_b K T_0 F} \geq \gamma. \quad (3.5)$$

Detta samband kallas länkbudget och bestämmer relationen mellan radiosystemets parametrar. Tröskelnivån γ beror av den använda modulationsmetoden och av den bitfelshalt som radiosystemets felrättning kan hantera. Räckvidden kan nu lösas ut ur sambanden (3.2) och (3.5)

$$d \leq d_{\text{ref}} \cdot \left(\frac{PG_s G_m}{a\gamma R_b K T_0 F} \right)^{\frac{1}{n}} \quad (3.6)$$

och som grund för för modulationsformernas räckviddsexempel har vi från [6] hämtat parametervärden för ett tänkt fordonsburet radiosystem på frekvensbandet 49 MHz i östgötsk terräng, se tabell 3.1. SNR-tröskeln γ och vilken slutgiltig informationsdatatakt som erhålls beror också på den felrättande kodningen. Det finns många möjliga sätt att utforma kodningen och vi använder här ett förenklat angreppssätt, på samma sätt som i [1]. Vi antar att en felrättande kod med kodtakten $R_{\text{kod}} = 1/2$ används, och att ett kodord kan rättas om bitfelhalten på kanalen inte överstiger 10^{-2} , vilket ger olika värden på γ beroende på vilken modulationsform som avses.

Låt R_{info} vara informationsdatatakten för den information som kan överföras med det frekvenshoppande radiosystemet. Av de databitar som sänds momentant i luftgränssnittet måste en andel användas till felrättning. En viss del av hopptiden, T_{oh} , utgör overhead för till exempel spektrumfiltrering samt referenssymboler till att hantera flervägsutbredning. Hopptiden T_h kan delas in i

P	G_{sm}	G_{ms}	F	a	n	d_{ref}
50 W	0 dB	0 dB	20 dB	97.8 dB	4.0	1 km

Tabell 3.1: Valda parametervärden för räckviddsexempel.

en aktiv tid T_a när modulationspulser sänds och en icke aktiv tid T' för skydd mot reflektioner och för att rampa upp och ner effekten för en hoppuls,

$$T_h = T_a + T'. \quad (3.7)$$

Även förhållandet mellan T_a och T_h påverkar mängden information som kan överföras per frekvenshopp. Informationsdatatakten, antalet informationsbitar som överförs per sekund kan uttryckas enligt

$$R_{\text{info}} = R_b R_{\text{kod}} \frac{T_a - T_{\text{oh}}}{T_h} = R_b R_{\text{kod}} \left(1 - \frac{T_{\text{oh}}}{T_a}\right) \frac{T_a}{T_h}. \quad (3.8)$$

De olika exempelsystemen i följande kapitel jämförs med avseende på informationsdatatakt, räckvidd och SNR-tröskeln skalad med kodtakten:

$$\frac{\gamma}{R_{\text{kod}}}, \quad (3.9)$$

så att tröskeln gäller för energi per informationsbit, $E_{\text{b,info}}/N_0$ där $E_{\text{b,info}}$ definieras enligt

$$E_{\text{b,info}} = \frac{P_m}{R_b R_{\text{kod}}}. \quad (3.10)$$

4 CPM

Smalbandiga radiosystem använder ofta någon typ av CPM (continuous phase modulation) [7]. En fördel är att CPM kan göras spektraleffektiv och att signalenveloppen kan hållas i stort sett konstant. En nackdel är att en utjämnare behövs vid flervägsutbredning på kanalen, vilket kräver pilotsymboler. En CPM-signal ges enligt

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \Theta(t)), \quad (4.1)$$

där E_b är energin per bit, f_c är centerfrekvensen och T_s är symboltiden. Fasen $\Theta(t)$ innehåller den överförda informationen,

$$\Theta(t) = 2\pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_i q(t - iT_s), \quad (4.2)$$

där h är CPM:s modulationsindex. Indata α_i är M -ära datasymboler (M är ett jämnt heltal), som tas från alfabetet $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$. Funktionen $q(t)$ kallas fasfunktion och definieras av sin derivata $g(t)$ som benämns frekvensfunktion:

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \int_0^t g(\tau) d\tau, & 0 \leq t \leq LT_s \\ 1/2, & t > LT_s, \end{cases} \quad (4.3)$$

där L är ett positivt heltal. Modulationen kallas *full response* om L är ett, och *partial response* om L är större än ett. I det senare fallet införs en kontrollerad symbolinterferens för att förbättra systemets prestanda. Slutligen kan CPM-signalen behöva filtreras för att uppfylla spektrumkraven, vilket påverkar prestandan.

Parametrarna M , L , h och T_s bestämmer systemets prestanda och antalet möjliga CPM-signaler som kan användas inom en given bandbredd är väldigt omfattande. Följande undersökningar begränsas till fallet $M = 2^k$, där k anges i figurerna. Till exempel defineras i [3] sju CPM-moder med olika parametersättningar. Man kan notera att dessa moder inte använder frekvenshopp vilket påverkar datatakten. Vi utvärderar först prestanda för olika icke frekvenshoppande CPM-system. Figur A.1–A.4 i appendix visar bitfelshalt och figur B.1–B.6 i appendix visar effektspektrum, för simulerade CPM-system för olika kombinationer av parametrarna k , L och h . Effektspektrum är beräknat för okodad CPM med en avrundad pulsformning, där $g(t)$ är en *raised-cosine*-puls:

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT_s} \left(1 - \cos \frac{2\pi t}{LT_s}\right), & 0 \leq t \leq LT_s, \\ 0, & \text{f.ö.} \end{cases}, \quad (4.4)$$

Denna pulsformning ger ett effektspektrum med en smal huvudloob och bra utombandegenskaper, vilket innebär att en högre datatakt kan användas inom en given bandbredd.

Figureernas effektspektrum har ritats för en normerad frekvens fT_b , där T_b är den tid som krävs för att sända en bit. Låt B_o (engelska *occupied bandwidth*) vara bredden på frekvensintervallet mellan frekvenserna där integralen av effektspektrat passerar 0.5% och 99.5% av totala effekten. Vi har valt denna 99%-bandbredd för att jämföra modulationsformerna och $B_o/2$ har markerats i figurerna B.1–B.6 i Appendix (endast positiva frekvenser visas i figurerna). Genom att låta bandbredden B_o vara 50 kHz kan T_b bestämmas för systemen.

Låt n_s vara totala antalet symboler per frekvenshopp. För att få en hopptakt på minst 5 hopp/ms måste n_s väljas så att hela hopplängden är under 200 μs :

$$T_h = n_s k T_b + T' < 200 \mu s. \quad (4.5)$$

Notera att villkoret (4.5) inte kan uppfyllas för höga värden på k och T_b , till exempel för CPM med parametrarna $k = 4$, $L = 1$ och $h = 1/2$. Bittiden T_b är i detta fall 73.5 μs (figur B.1).

Några av de n_s symbolerna måste användas som pilot för att hantera flervägsutbredning. Vi antar att systemet ska hantera en flervägsutbredning motsvarande 40 μs och antalet pilotsymboler n_p bör då väljas så att följande är uppfyllt:

$$n_p T_s > 40 \mu s. \quad (4.6)$$

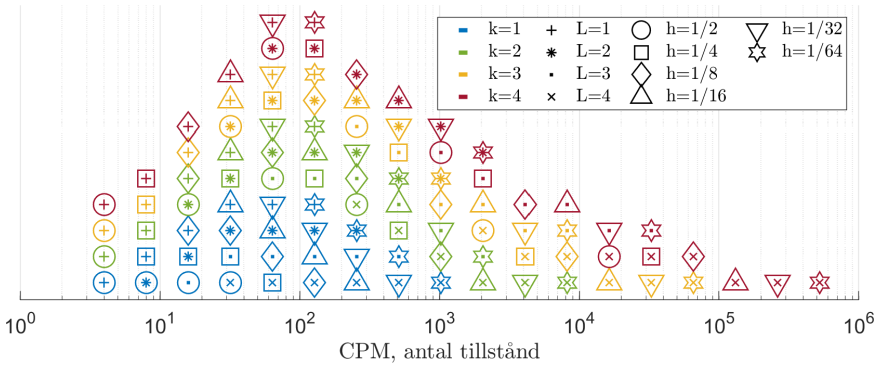
Dessutom, för att kunna hantera den symbolinterferens som införts, så antas att frekvenshoppets sista $L - 1$ CPM-symboler inte bär information. Informationsdatatakten kan därmed beräknas enligt

$$R_{\text{info}} = \frac{(n_s - n_p - L + 1)k}{T_h} R_{\text{kod}}. \quad (4.7)$$

Notera att inte heller (4.7) alltid kan uppfyllas eftersom täljaren blir negativ för stora värden på L , k och n_p i förhållande till antalet symboler n_s . Detta gäller till exempel för $T' = 50 \mu s$ och CPM-parametrarna $k = 4$, $L = 4$ och $h = 1/8$, vilket ger $T_b = 8.3 \mu s$ (figur B.3), $n_s = 4$ (ekvation (4.5)) och $n_p = 5$ (ekvation (4.6)).

Även vad gäller beräkningskomplexitet måste några CPM-varianter väljas bort, åtminstone för handburna radiosystem, eftersom beräkningskomplexiteten påverkar batteriförbrukningen. Ett mått på komplexiteten är antalet möjliga tillstånd n_t i CPM-demoduleringen. För CPM-parametrar där $1/h$ är ett heltal ges n_t av uttrycket

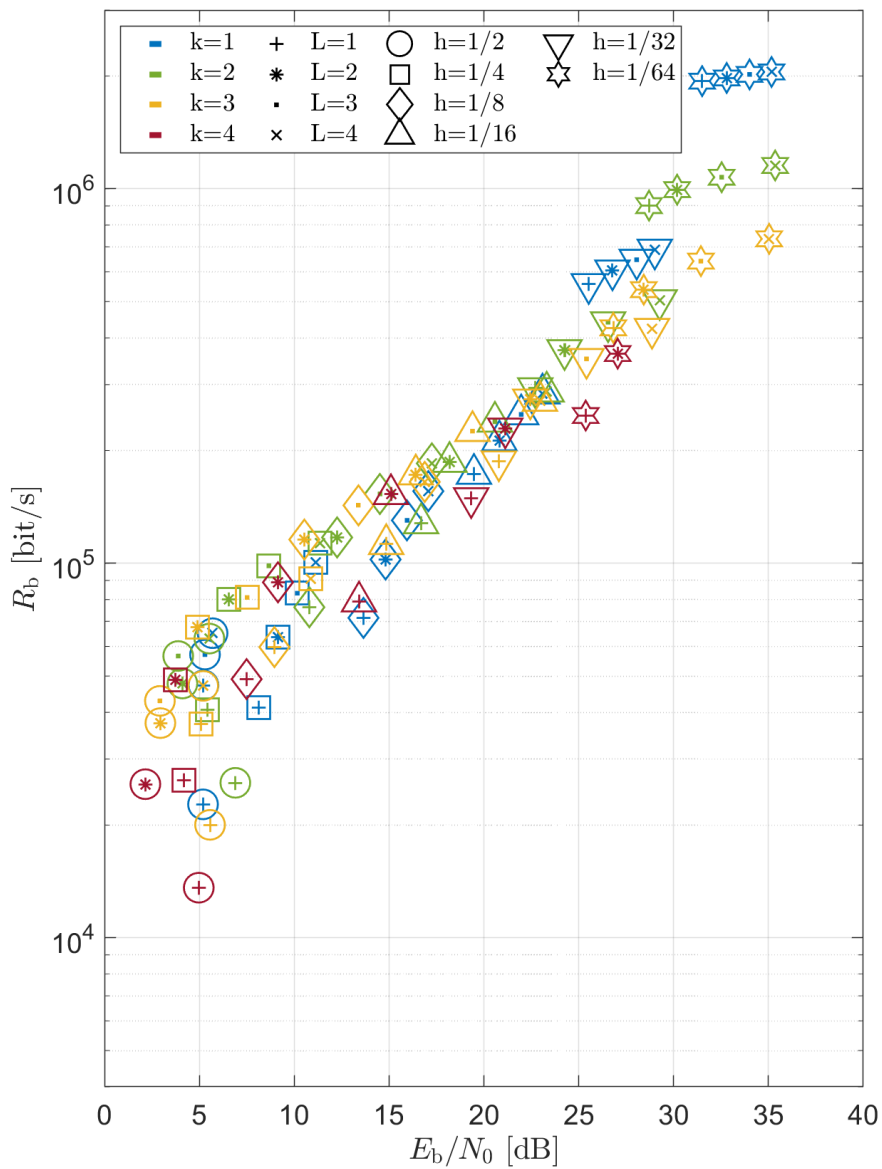
$$n_t = \frac{1}{h} 2^{1+k(L-1)}, \quad (4.8)$$



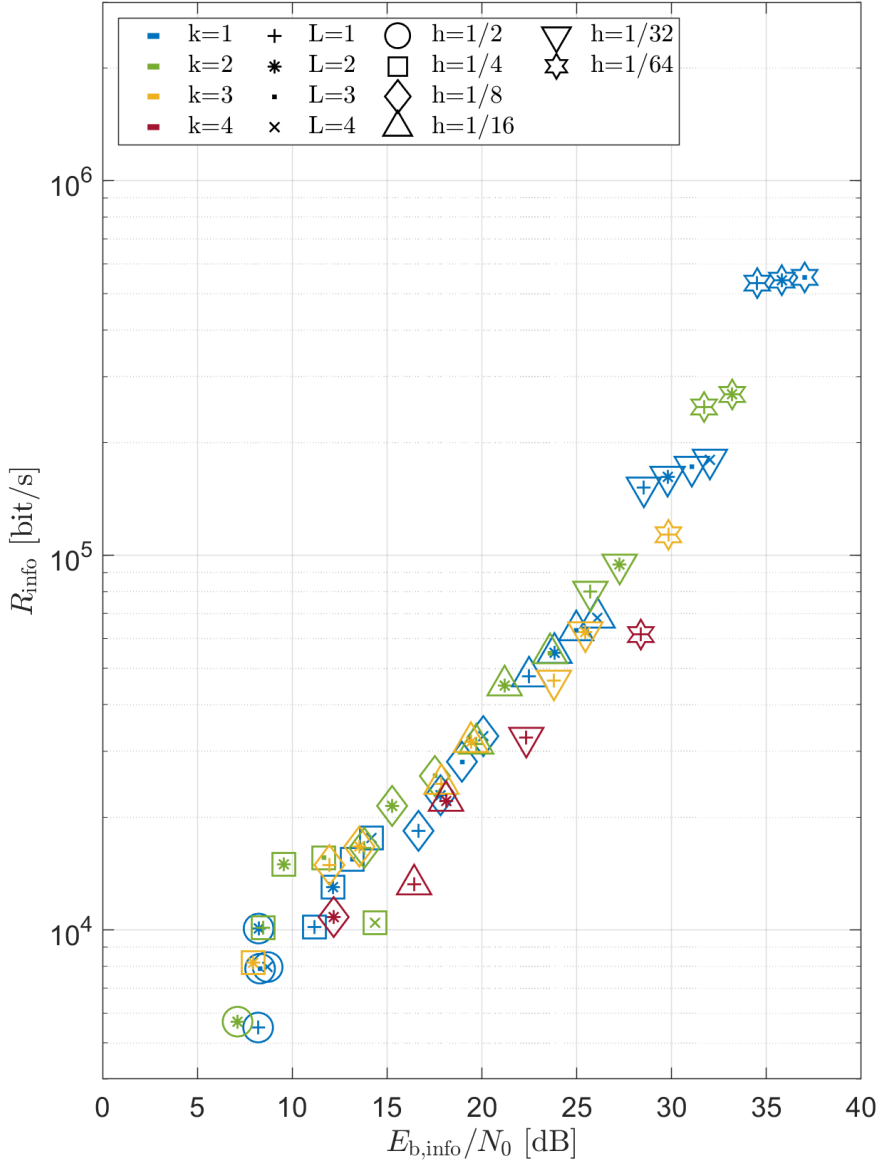
Figur 4.1: Antal tillstånd för olika CPM-system.

se (4.3-63) i [8] och illustreras i figur 4.1. I figur 4.2 visas den momentana bit-takten i luftgränssnittet som funktion av SNR tröskeln för olika CPM-system. Ett antal av dessa system får en väldigt hög beräkningskomplexitet. I figur 4.3 har vi valt bort de modulationsformer där antal tillstånd n_t är större än tusen och visar R_{info} gentemot tröskeln $\gamma/R_{\text{kod}} = E_{b,\text{info}}/N_0$ (för SNR per informationsbit), för de modulationsformer som även uppfyller (4.5) och (4.7). SNR-tröskeln γ hämtas ur simuleringsresultaten för de olika systemen vid bitfelhalten 10^{-2} . Tröskeln är markerad för varje bitfelskurva i figur A.1–A.4.

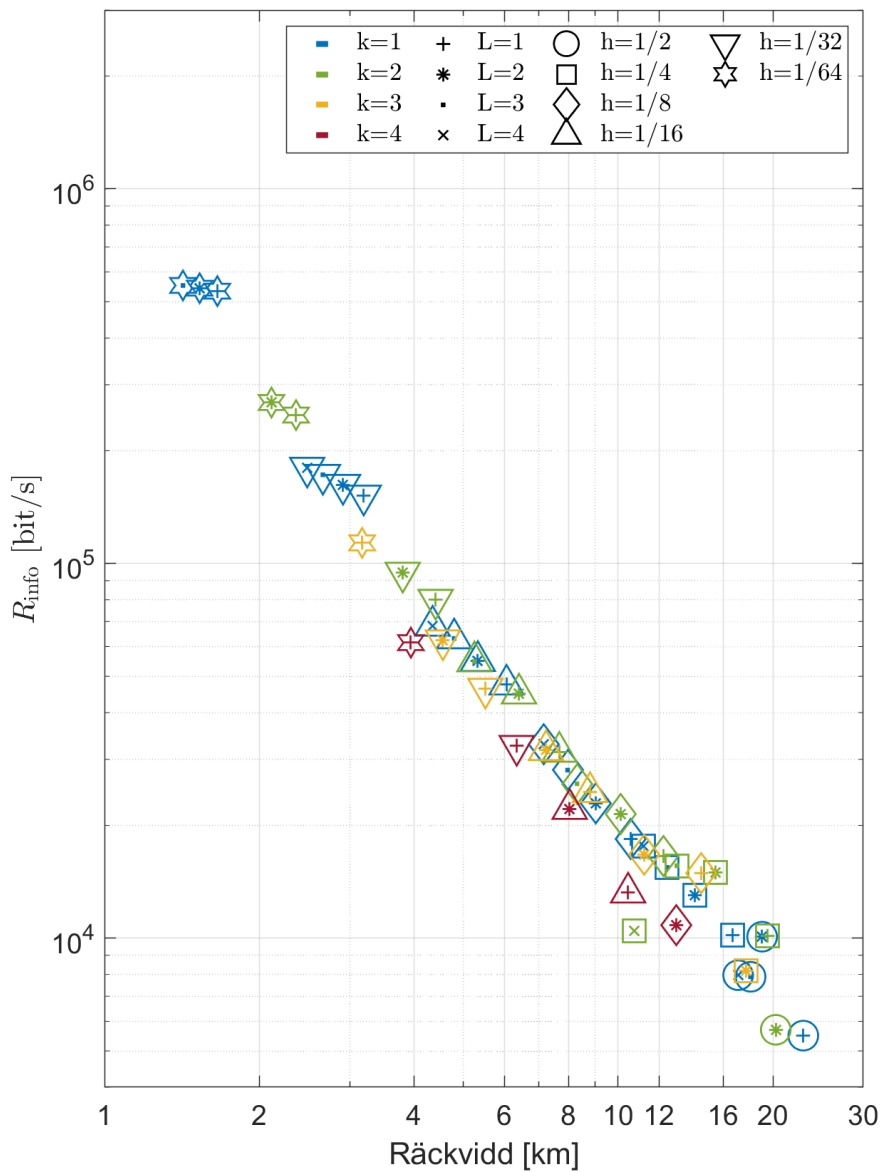
Figureorna visar på flexibiliteten hos CPM; det vill säga ett stort antal olika CPM-system med olika informationsdataakt, SNR-tröskel och räckvidd. I figur 4.4 visas den beräknade räckvidden för dessa system för de system- och vågutbredningsparametrar som är angivna i tabell 3.1 på sidan 12. I den tidigare studien [1] undersöktes CPM-system med parametrar; $k = 1$, $L = 2$, $h = 1/4$ samt $k = 2$, $L = 2$, $h = 1/4$. För $T' = 50$ får det andra systemet en informationsdataakt på ca 15 kbit/s. Våra nya resultat visar att det går att kraftigt höja den informationsdataakten, ungefär 35 gånger upp till 550 kbit/s. Att välja ett CPM-system med en sådan informationsdataakt, till exempel med parametrarna $k = 1$, $L = 3$, $h = 1/64$ medför dock en väsentlig kortare räckvidd på 1.5 km istället för 16 km. Alternativt, om CPM-systemet med parametrar $k = 2$, $L = 2$, $h = 1/32$ väljs är informationsdataakten 94 kbit/s och räckvidden 3.8 km, vilket medför en ungefär sex gånger högre informationsdataakt medan räckvidden minskar drygt 4 gånger. Approximativt, vid jämförelse mellan CPM-systemen kan dataakten höjas nästan 3 gånger vid en halverad räckvidd.



Figur 4.2: Momentan bittakt i luftgränssnittet och SNR för de olika CPM-system med *raised-cosine*-pulsformning.



Figur 4.3: Informationsdatatakt och SNR för de utvalda CPM-systemen med $T' = 50 \mu\text{s}$.



Figur 4.4: Informationsdataakt och räckviddsexempel för de utvalda CPM-systemen med $T' = 50 \mu\text{s}$.

5 QAM

I kvadraturmodulering (QAM, Quadrature Amplitude Modulation) används diskreta lägen i både fas och amplitud, vilket innebär att en stor mängd information kan överföras i varje symbol på ett relativt enkelt sätt. QAM används i WiFi-tillämpningar, mobiltelefonisystem och för kommunikation över optisk fiber. Den utsända signalen $s(t)$ definieras enligt

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T_s}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_0}{T_s}} b_i \sin(2\pi f_c t), \quad (5.1)$$

där E_0 är energin hos signalen med lägst amplitud och a_i och b_i har oberoende heltalsvärden som bär informationen. Varje unik kombination av talparet (a_i, b_i) ger en symbol och beroende på vilka möjliga värden a_i och b_i kan ha så erhålls QAM-system med olika symbolstorlekar M (se tabell 5.1). I den fortsatta analysen används QAM med symbolstorlekarna $M = 2^k$, $k = 2, 4, 6, 8$.

k	M	Möjliga värden på a_i och b_i
2	4	± 1
4	16	$\pm 1, \pm 3$
6	64	$\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$
8	256	$\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \pm 9, \pm 11, \pm 13, \pm 15$

Tabell 5.1: Analyserade modulationsformer med QAM.

För att förbättra spektralegenskaperna för QAM-signalen appliceras normalt någon form av sändarfilter på symbolpulsens. Utan filter (det vill säga en rektangulär puls) erhålls ett sinc-format spektra, med relativt långsamt avtagande sidlobber. En komplikation som kan uppkomma med ett sändarfilter är att det kan introducera intersymbolinterferens. Problemet med intersymbolinterferens kan dock undvikas om sändarfiltrets impulssvar har nollställena vid heltalsmultipler (skilt från noll) av symboltiden T_s . Ett populärt filter med dessa egenskaper är det så kallade raised-cosine (RC) filtret. Filtrets namn kommer från att dess frekvensöverföringsfunktion beskrivs med ett cosinusuttryck enligt [8, stycke 9.2.1] och [9, stycke 5.5.2]:

$$\begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T_s} \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T_s}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T_s} \right) \right] \right\}, & \frac{1-\beta}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T_s} \\ 0, & |f| > \frac{1+\beta}{2T_s} \end{cases} \quad (5.2)$$

Jämför med (4.4), som har samma form, fast i tidsplanet, för $\beta = 1$. Parametern β bestämmer bredden på överföringsfunktionen och kallas filtrets rolloff-faktor. Det ideala filtrets överföringsfunktion är strikt bandbredds begränsat och noll utanför bandbredden $(1 + \beta)/T_s$. Filtrets impulssvar är dock inte begränsat, men avklingar snabbare ju större parametern β är. I en praktisk implementering behöver filtrets impulssvar trunkeras till ett heltal l antal symboler och kan då enkelt implementeras som ett FIR-filter (finite impulse response) [10]. Trunkeringen leder till att det ideala filtrets egenskaper i viss mån degenererar med avseende på dess frihet från intersymbolinterferens och spektrala egenskaper. FIR-filtreringen kräver också att en fördröjning måste införas, vilket sammantaget medför att en extra overhead motsvarande $2l$ symboler tillkommer i frekvenshoppet. Dessa symboler bär dock ingen information och kan därför tillåtas ingå i den icke-aktiva delen av frekvenshoppet, T' .

Vi har hittills bara betraktat filterproblematiken ur ett sändarperspektiv. Mottagaren behöver ett signalanpassat filter före detektorn för att ge goda prestanda. Mottagarfiltret skall idealt inte introducera intersymbolinterferens. Ett vanligt sätt att lösa detta är att dela upp RC-filtrets överföringsfunktion i två delar, så att produkten av filtrens överföringsfunktioner motsvarar RC-filtrets. Detta uppfylls av det s.k. root-raised-cosine (RRC) filtret. Genom detta förfarande har vi tappat en del beträffande sändarens spektralegenskaper genom att RRC-filtret inte faller av lika snabbt som RC-filtret.

Prestanda för olika icke frekvenshoppande QAM-system pulsformade med RRC har beräknats med simuleringar och visas i appendix för parametervärdena $k = 2, 4, 6, 8$, $l = 2, 3, 4$ och $\beta = 0, 0.5, 1$. Bitfelshalt ges i figur D.1–D.4 och effektspektrum i figur E.1. Även här är SNR-tröskeln γ för felhalten 10^{-2} samt halva 99%-bandbredden $B_o/2$ markerad i respektive figur. Dessa värden ges också i numeriskt tabell F.1 i appendix. Ofiltrerad QAM och filtrerad QAM med filterlängd $l = 1$ har valts bort på grund av att 99%-bandbredden B_o inte hamnar på huvudloben för dessa modulationsformer. Notera att för ett flertal parameterkombinationer uppstår ett felgolv, på grund av intersymbolinterferens, som är för högt för att bitfelshalten ska understiga kravet 10^{-2} . Momentan bittakt i luftgränssnittet för samma QAM-system visas i figur 5.1, för de utvalda parametervärdena.

Om delar av den overhead om $2l$ symboler som uppstår på grund av filtreringen tillåts ingå i T' , så måste följande två olikheter vara uppfyllda vid val av systemparametrar :

$$(2l + n_i + n_p) T_s < T_h, \quad (5.3)$$

$$(n_i + n_p) T_s < T_h - T', \quad (5.4)$$

där n_i och n_p är antalet informations- respektive referenssymboler som sänds

under ett frekvenshopp med varaktigheten T_h . Möjliga värden på symboltiden beror både på de krav som ställs på QAM-signalens utombandsegenskaper och på det pulsformande RRC-filtrets spektrala egenskaper via parametrarna β och l . Olikheten (5.3) innehåller därigenom både ett explicit beroende av l och ett implicit beroende via T_s .

På samma sätt som för CPM antas att några av symbolerna måste användas som pilot för att hantera flervägsutbredning motsvarande $40 \mu\text{s}$. Antalet pilot-symboler n_p bör då väljas så att följande är uppfyllt (samma krav som (4.6)):

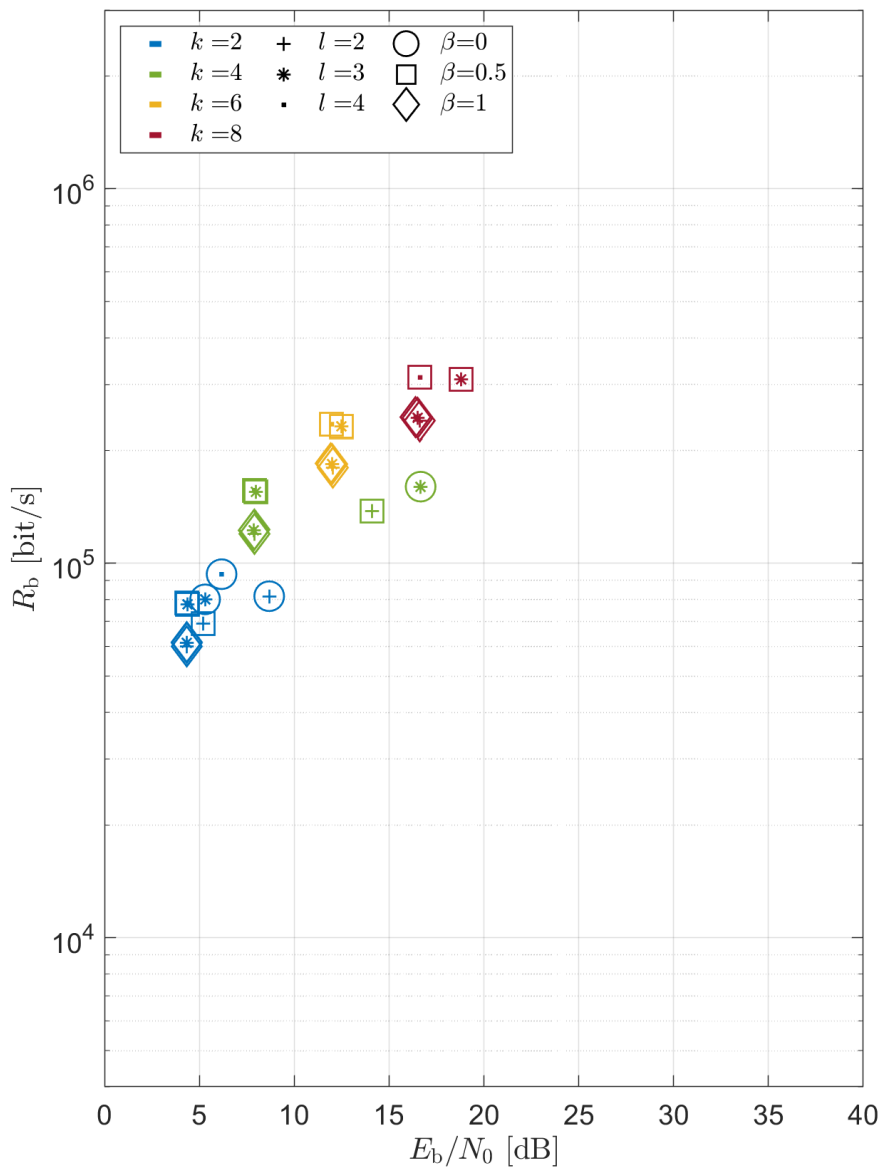
$$n_p T_s > 40 \mu\text{s}. \quad (5.5)$$

Detta krav medför att $n_p = 2$ symboler är tillräckligt för de modulationsparametrar som undersöks, eftersom symboltiden T_s hamnar mellan 20 och $40 \mu\text{s}$ (tabell F.1). Symboltiderna beräknas ur kravet $B_o = 50 \text{ kHz}$ och de värden på $B_o T_s$ som ges av modulationsformernas effektspektra. Med dessa symboltider och $n_p = 2$ referenssymboler blir utfallet att endast en av filterlängderna, $l = 2$, uppfyller olikheten (5.3). Detta i kombination med bortfallet av parameterkombinationer där för korta filterlängder ger hög intersymbolinterferens (orsakad av trunkeringen av impulssvaret), medför tyvärr att endast en parameteruppsättning återstår: $k = 2$, $\beta = 0$ och $l = 2$. För denna modulationsform blir symboltiden $T_s = 24.5 \mu\text{s}$ och SNR-tröskeln $\gamma = 8.7 \text{ dB}$. Olikheterna (5.3) och (5.4) uppfylls då för $n_i = 2$ och $T_h = (2l + n_i + n_p) T_s = 8T_s \approx 196 \mu\text{s}$. Informationsdatatakten (3.8) kan här beräknas enligt

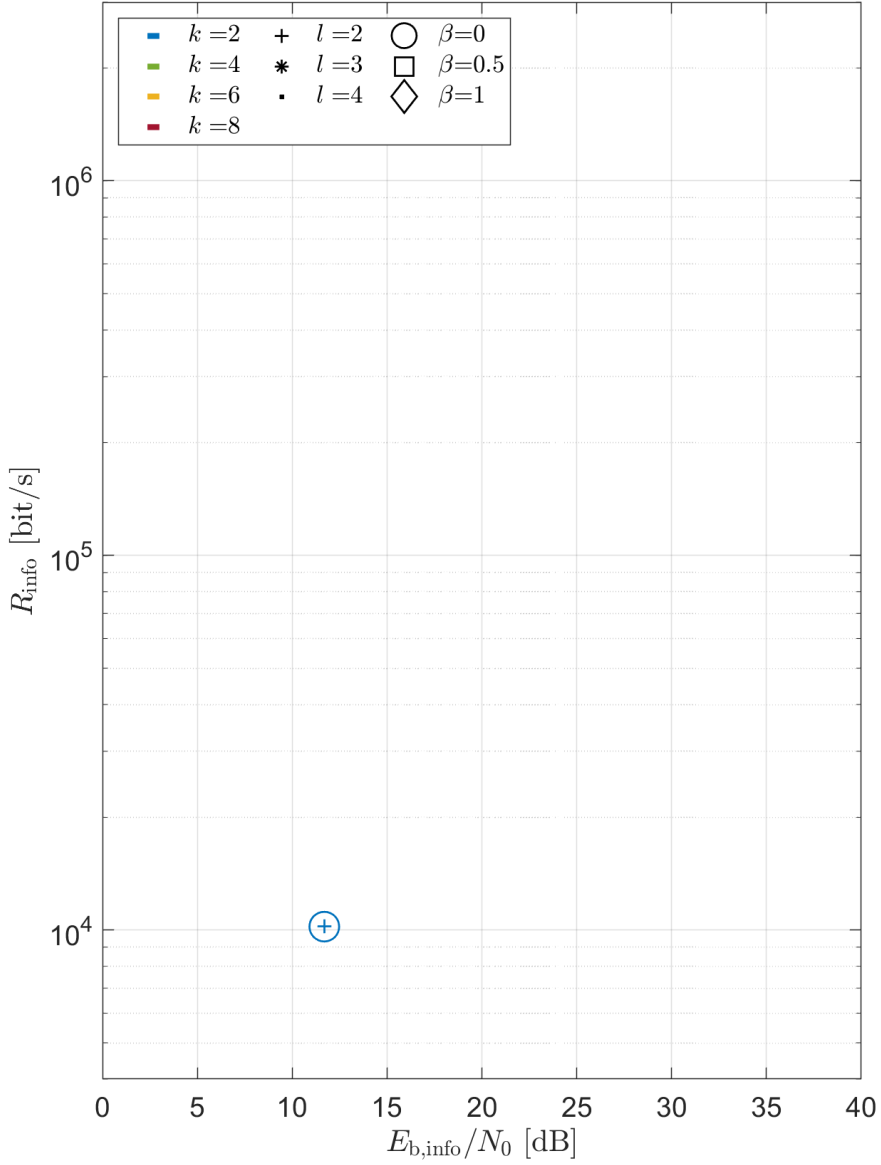
$$R_{\text{info}} = R_{\text{kod}} \frac{kn_i}{T_h} \approx 1.02 \cdot 10^4 \text{ bit/s}. \quad (5.6)$$

Figur 5.2 visar R_{info} mot tröskeln för SNR per informationsbit, $E_{b,\text{info}}/N_0$ och figur 5.3 visar räckvidden för exempelsystemet enligt antaganden i kapitel 3.

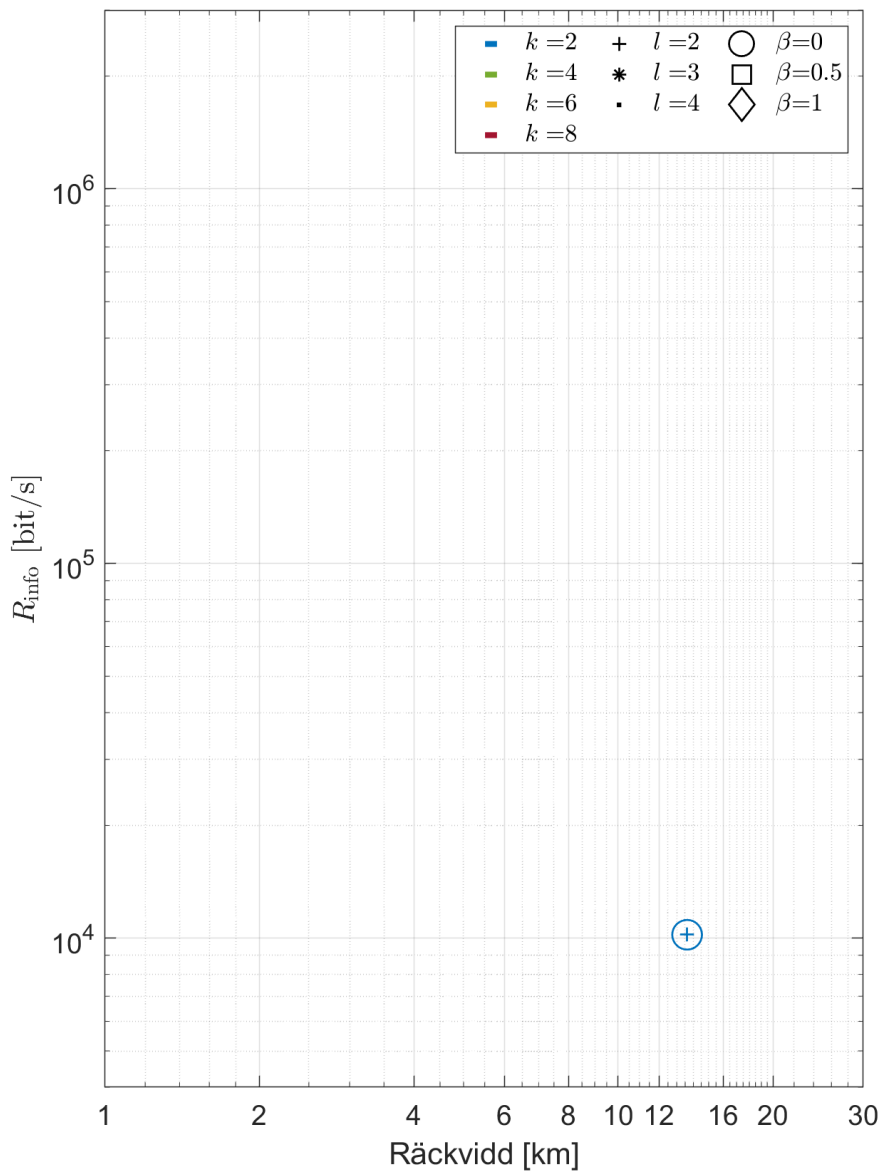
Sammanfattningsvis kan sägas att den spektrumfiltrering som krävs för QAM medför en overhead i frekvenshoppet och måste trunkeras hårt på grund av den korta hopplängden (under 10 symboler), vilket ibland ger hög felhalt orsakad av intersymbolinterferens. Detta sammantaget medför att inget av alternativen med högre modulationsordningar kan användas. Endast en av parameterkombinationerna återstår: en av varianterna med symbolstorlek $M = 4$.



Figur 5.1: Momentan bittakt i luftgränssnittet och SNR för olika QAM-system med *raised-cosine*-pulsformning.



Figur 5.2: Informationsdatatakt och SNR för de utvalda QAM-systemen med $T' = 50 \mu\text{s}$.



Figur 5.3: Informationsdatatakt och räckviddsexempel för de utvalda QAM-systemen med $T' = 50 \mu\text{s}$.

6 Slutsatser

Vi har studerat möjligheten att använda modulationsmetoder med hög spektraleffektivitet för att öka datatakten i ett snabbt frekvenshoppande smalbandigt radiosystem samt kvantifierat kostnaden i form av försämrad räckvidd. Bakgrunden är att i radiosystem som utnyttjar flerhopp kan ett större avstånd överbryggas genom att datapaket vidarelämnas mellan noderna i radionätet. Vidare kan nyttjande av flerhopp ge betydande vinster i form av nätdiversitet, det vill säga att olika vägar är tillgängliga i nätet, vilket är fördelaktigt i svår terräng och under störning. Den kostnad det innebär att vidarelämna paketet kan potentiellt uppvägas av den högre datatakt som ett kortare hopp medger. Om vinsten av en högre datatakt överstiger kapacitetsförlusten på grund av vidarelämnningarna, kommer en nettovinst att göras.

Två olika typer av spektraleffektiva modulationsmetoder har undersökts: CPM och QAM, båda implementerade som enbärvågssystem (single-carrier). För var och en av de två metoderna har olika kombinationer av möjliga parametrar som uppfyller bivillkoren på bandbredd och hopptakt undersökts med avseende på datatakt, nödvändigt signal-till-brusförhållande och räckvidd. Räckviddsexempel har beräknats med hjälp av en avståndsberoende kanalmodell med parametrar beräknade för Östgötaslätten och systemparametrar typiska för ett fordonsmonterat taktiskt radiosystem.

Resultaten visar att QAM fungerade mindre bra. Spektrumkraven gör att bara enstaka informationssymboler ryms inom hopptiden och kvarvarande intersymbolinterferens från det pulsformande filtret förhindrade möjligheten att använda QAM med en hög modulationsordning. För CPM är resultaten positivare eftersom de visar på goda möjligheter till en avvägning mellan datatakt och räckvidd inom ett stort dynamiskt område. Approximativt ökade datatakten för CPM-systemen nästan tre gånger vid en halverad räckvidd, vilket är gynnsamt för användning i ett radionät med flerhopp.

Fortsatt arbete

Det finns ett antal osäkerheter som motiverar fortsatta undersökningar.

- Prestanda vid flervägsutbredning med olika grad av tidspridning behöver utredas närmare. Det gäller framförallt för de högre högre symboltakterna och modulationsordningarna av CPM. Vidare behöver metoder för kanalestimering lämpade för CPM och snabbt frekvenshopp undersökas. Brown och Vigneron har i [11–14] behandlat en del av dessa aspekter, men inte för så höga frekvenshoppstakter som vi har haft som krav.
- QAM implementerat på bärvågorna i ett flertonssystem (OFDM). Den

längre symboltiden för OFDM kan medge att fler symboler kan överföras per hopp. Problemet med intersymbolinterferens från pulsformande filter bör också vara betydligt mindre.

- För QAM kan en optimering av det pulsformande filtret, med avseende på roll-off-faktor och filterlängd, troligen minska intersymbolinterferensen så att högre modulationsordningar blir möjliga.
- Metoder att förbättra spektralegenskaperna hos QAM, till exempel offset-varianter av QAM som eventuellt skulle kunna ha bättre spektrumegenskaper och därför medge en högre datatakt för en given bandbredd. Enkelt uttryckt innebär offset-QAM att tidpunkterna när signalens real- och imaginärdel ändras är förskjutet ett halvt symbolintervall i förhållande till varandra.
- Undersök hur kraven på synkronisering påverkas av storleken på symbolalfabetet (och eventuellt filterlängden). Resultat presenterade i [15] indikerar att åtminstone den initiala synkroniseringen blir svårare för större värden på dessa parametrar.

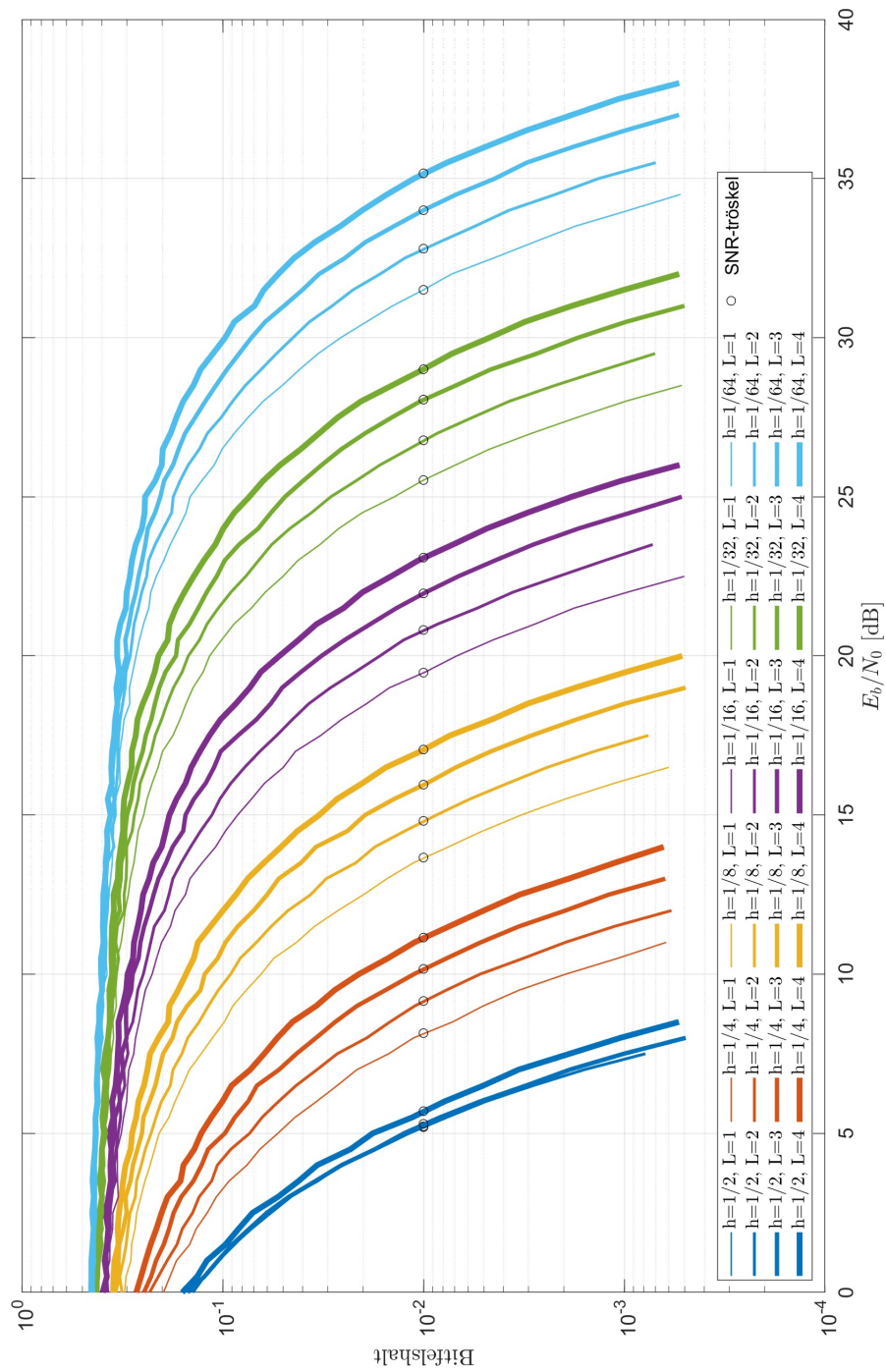
Referenser

- [1] G. Eriksson, A. Hansson och J. Nilsson, "Realisering av höga hopptakter för smalbandiga radiosystem," FOI, Totalförsvarets forskningsinstitut, Linköping, rapport FOI-R--5071--SE, nov. 2020.
- [2] A. Hansson och J. Grönkvist, "Radionätsarkitekturer," FOI, Totalförsvarets forskningsinstitut, Linköping, rapport FOI-R--3697--SE, juni 2013.
- [3] NATO, "Narrowband waveform for VHF/UHF radio—HEAD STANAG," Edition 1.0 Ratification Draft, STANAG 5630/AComp-5630, dec. 2016.
- [4] ITU-R, "Bandwidth measurement at monitoring stations," International Telecommunication Union, Recommendation ITU-R SM.443-4, febr. 2007.
- [5] J. Nilsson, J. Grönkvist, A. Hansson och S. Linder, "Koopertativ reläteknik i taktiska nät," FOI, Totalförsvarets forskningsinstitut, Linköping, rapport FOI-R--3725--SE, sept. 2013.
- [6] J. Nilsson, K. Fors, P. Holm, G. Eriksson och Åsa Waern, "Underlag för kravställning av radiosystem på plattformar," FOI, Totalförsvarets forskningsinstitut, Linköping, rapport FOI-R--3699--SE, juni 2013.
- [7] J. B. Anderson, T. Aulin och C. Sundberg, *Digital Phase Modulation*. Plenum Press, 1986.
- [8] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4:e uppl. McGraw Hill, Boston, 2000.
- [9] W. H. Tranter, K. S. Shanmugan, T. S. Rappaport och K. L. Kosbar, *Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004.
- [10] S. Daumont, B. Rihawi och Y. Lout, "Root-raised cosine filter influences on PAPR distribution of single carrier signals," *2008 3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, 2008, s. 841–845.
- [11] C. Brown och P. J. Vigneron, "Spectrally efficient CPM waveforms for narrowband tactical communications in frequency hopped networks," *IEEE Military Communications conference (MILCOM)*, Washington, DC, USA, 2006, s. 1–6.

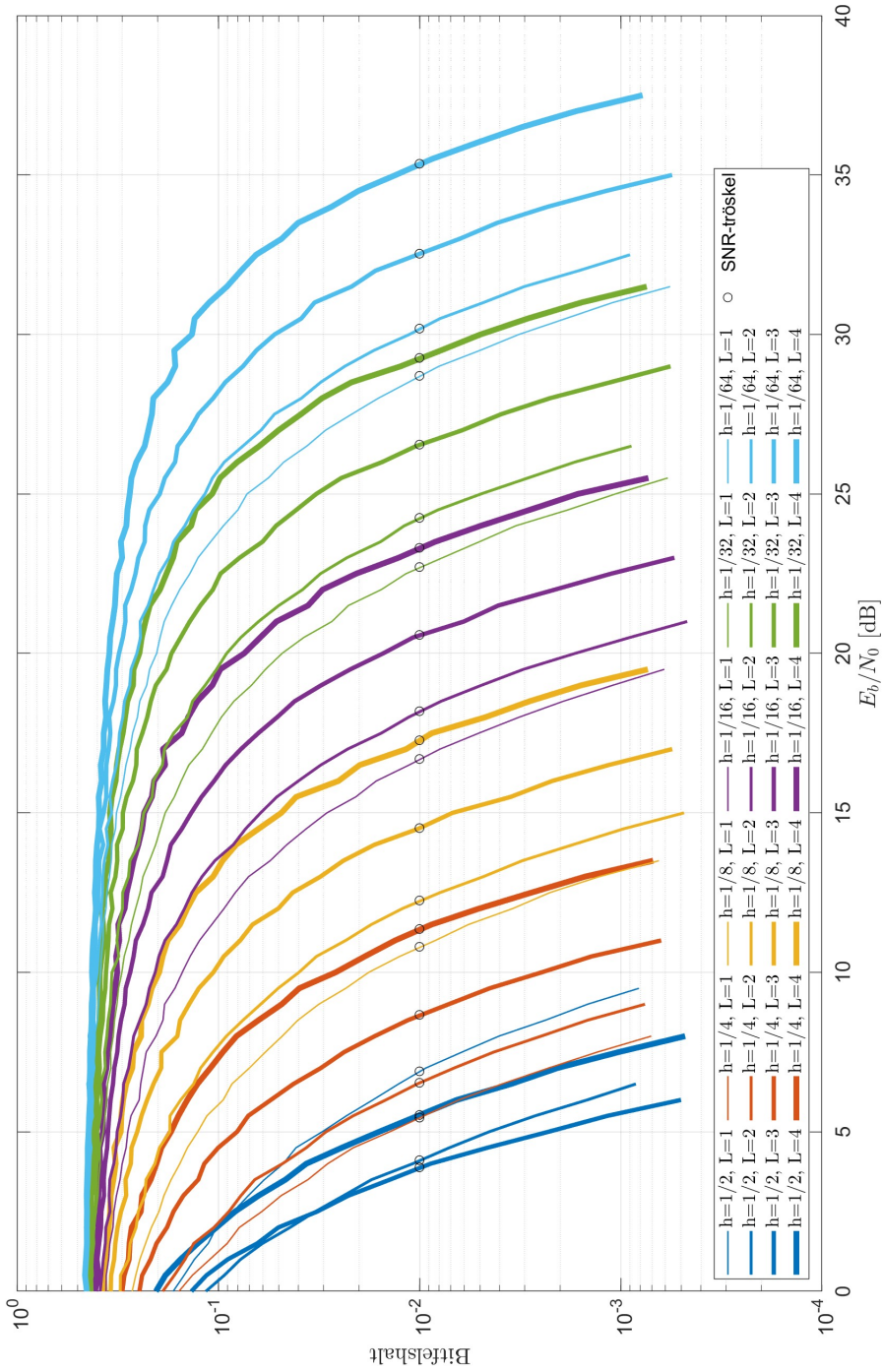
- [12] —, “Equalisation and iterative reception for spectrally efficient CPM in multipath environments,” *IEEE Military Communications conference (MILCOM)*, San Jose, CA, USA, okt.-nov. 2010, s. 500–505.
- [13] —, “Channel estimation and equalisation for single carrier continuous phase modulation,” *Military Communications Conference, (MILCOM)*, Baltimore, MD, USA, 2011, s. 334–340.
- [14] —, “Signal recovery for CPM in frequency flat fast fading channels,” *IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, Orlando, FL, USA, 2012, s. 1–6.
- [15] —, “Coarse and fine timing synchronisation for partial response CPM in a frequency hopped tactical network,” *IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, Orlando, FL, USA, 2007, s. 1–7.

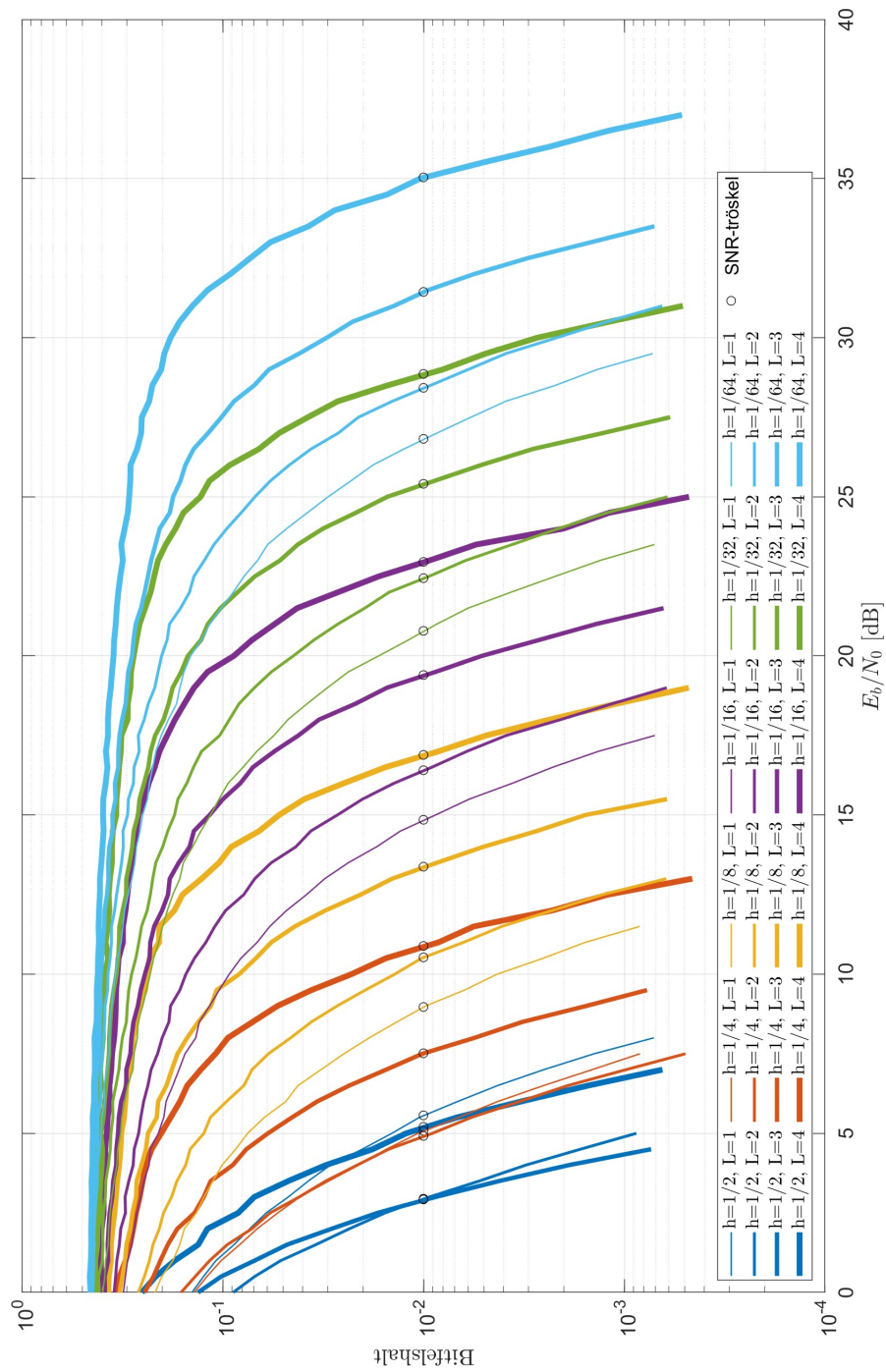
A Bitfelshalt för CPM

Figur A.1 till A.4 visar bitfelshalten för de utvärderade CPM-systemen. Bitfelshalten är beräknad med en Monte Carlo-metod i Matlab Communications Toolbox.

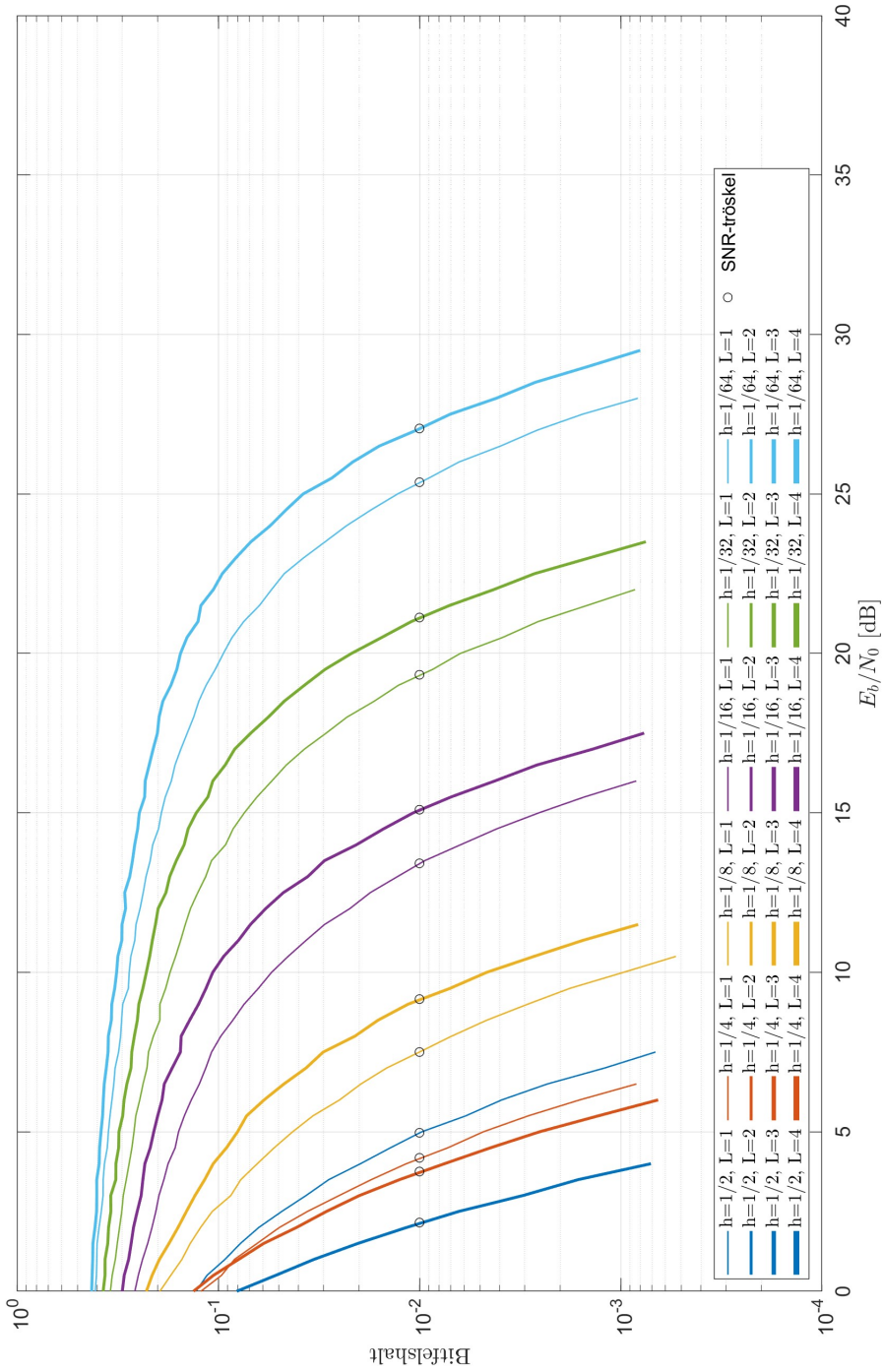


Figur A.1: Bitfelslshalt för CPM med $k = 1$

Figur A.2: Bittfelshalt för CPM med $k = 2$

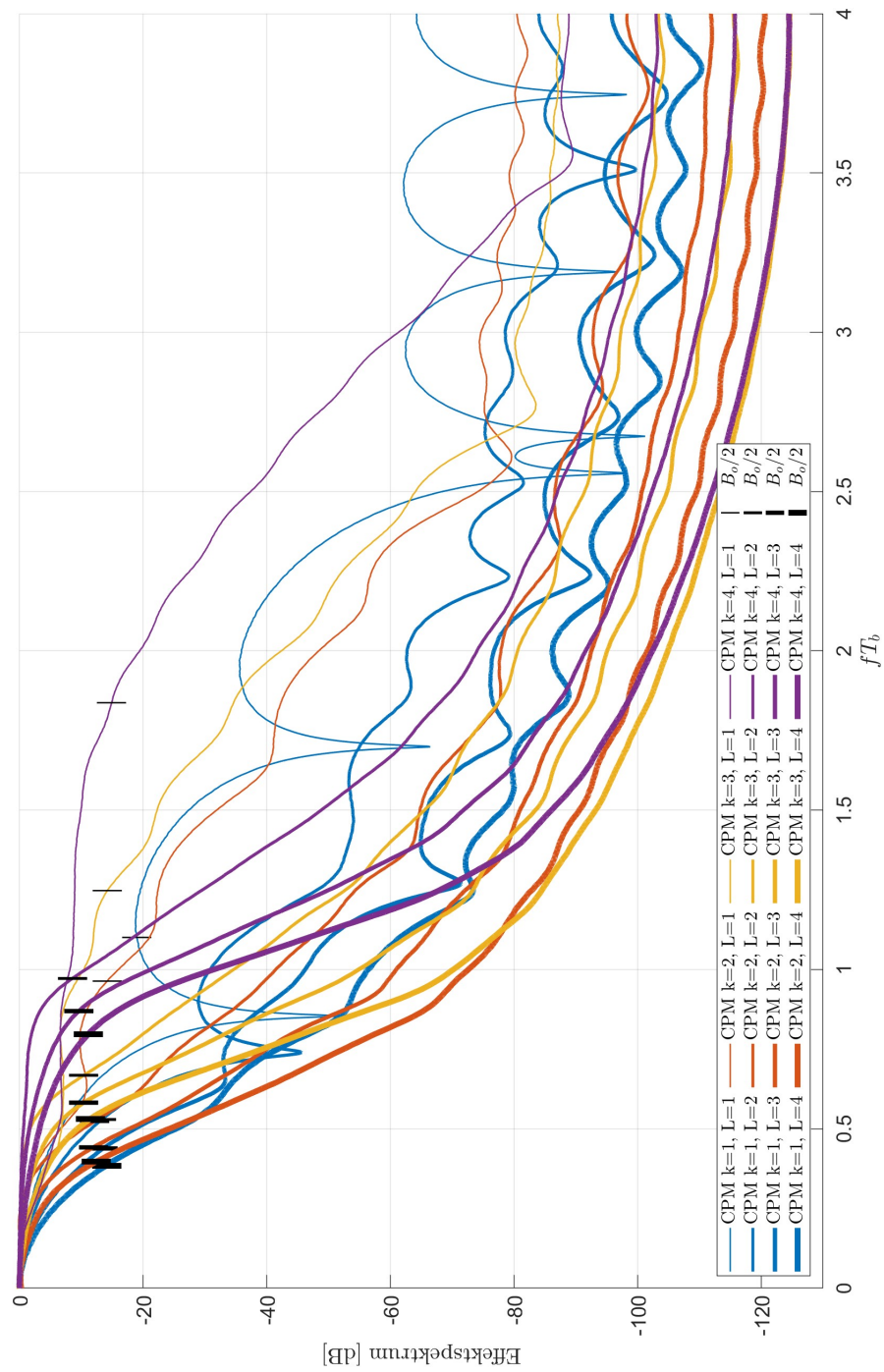


Figur A.3: Bitleshalt för CPM med $k = 3$

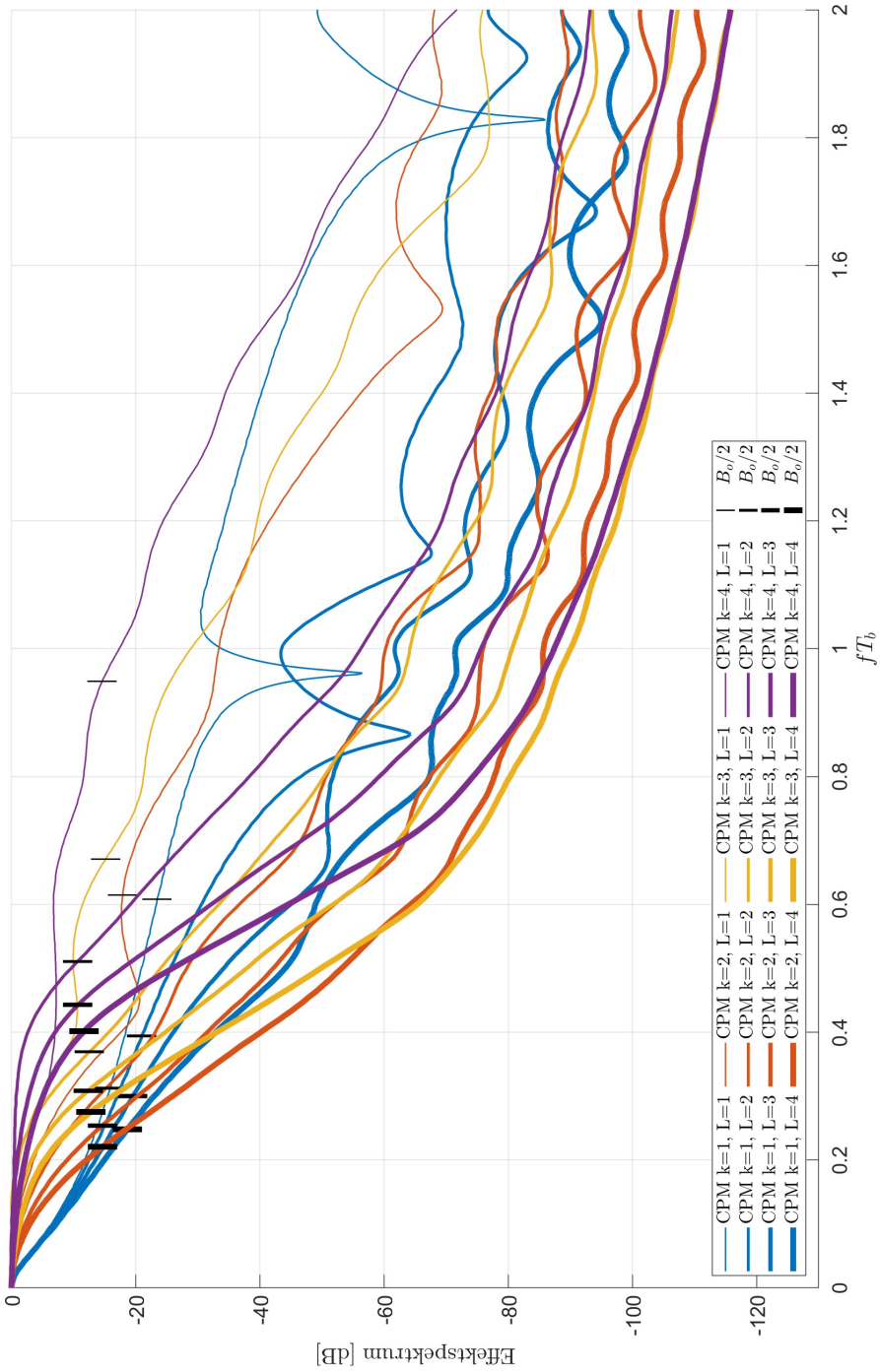
Figur A.4: Bitfelshalt för CPM med $k = 4$

B Effektspektrum för CPM

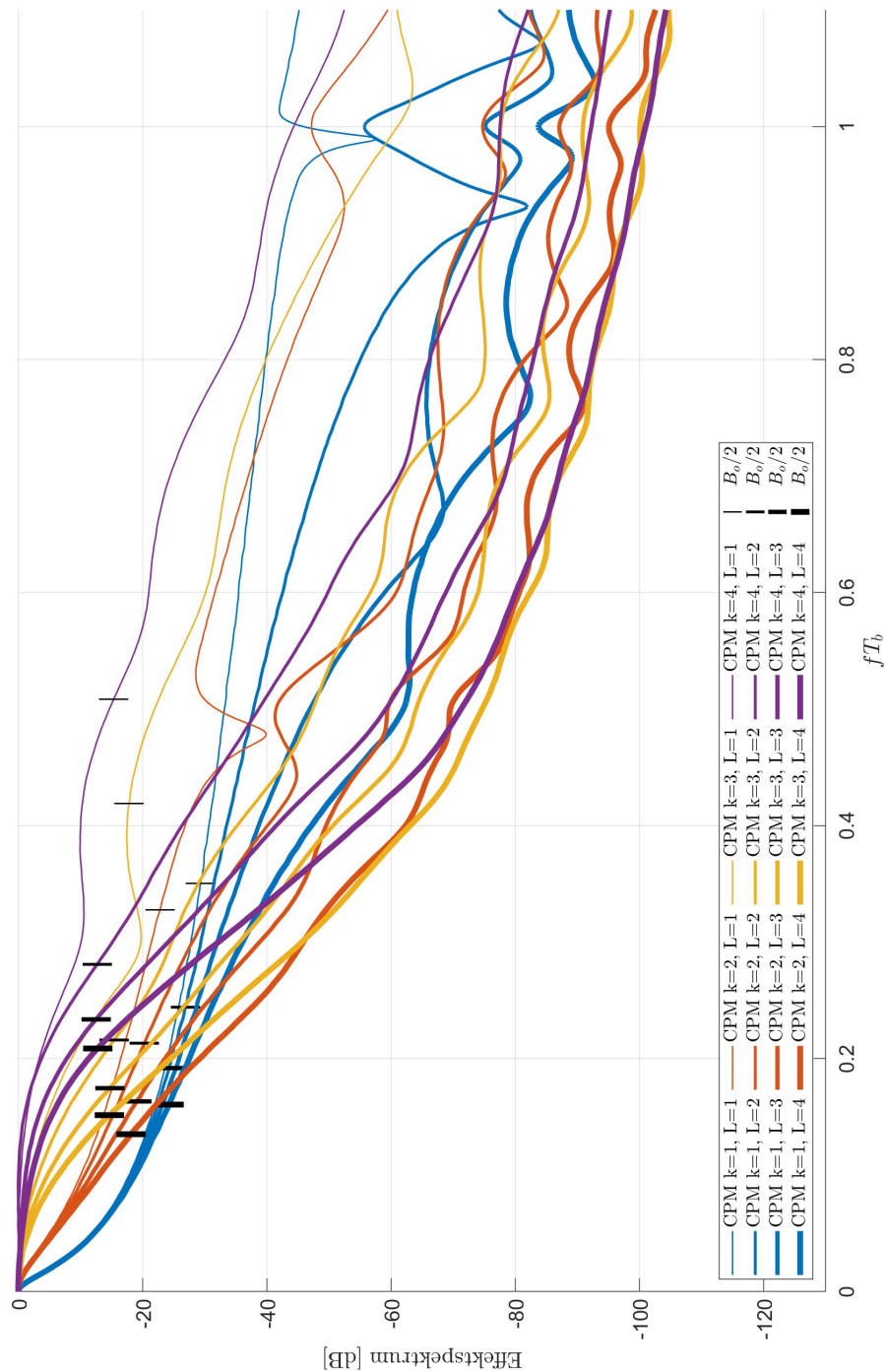
Figur B.1 till B.6 visar effektspektrum för de utvärderade CPM-systemen. Normaleringen är gjord så att huvudlobens topp ligger på 0 dB. Även bandbredden B_o (engelska *occupied bandwidth*) är markerad. Bandbredden B_o definieras som bredden på frekvensintervallet mellan de frekvenser där integralen av effektspektrat passerar 0.5% och 99.5% av totala effekten. Värdet $B_o/2$ har markerats i figurerna.



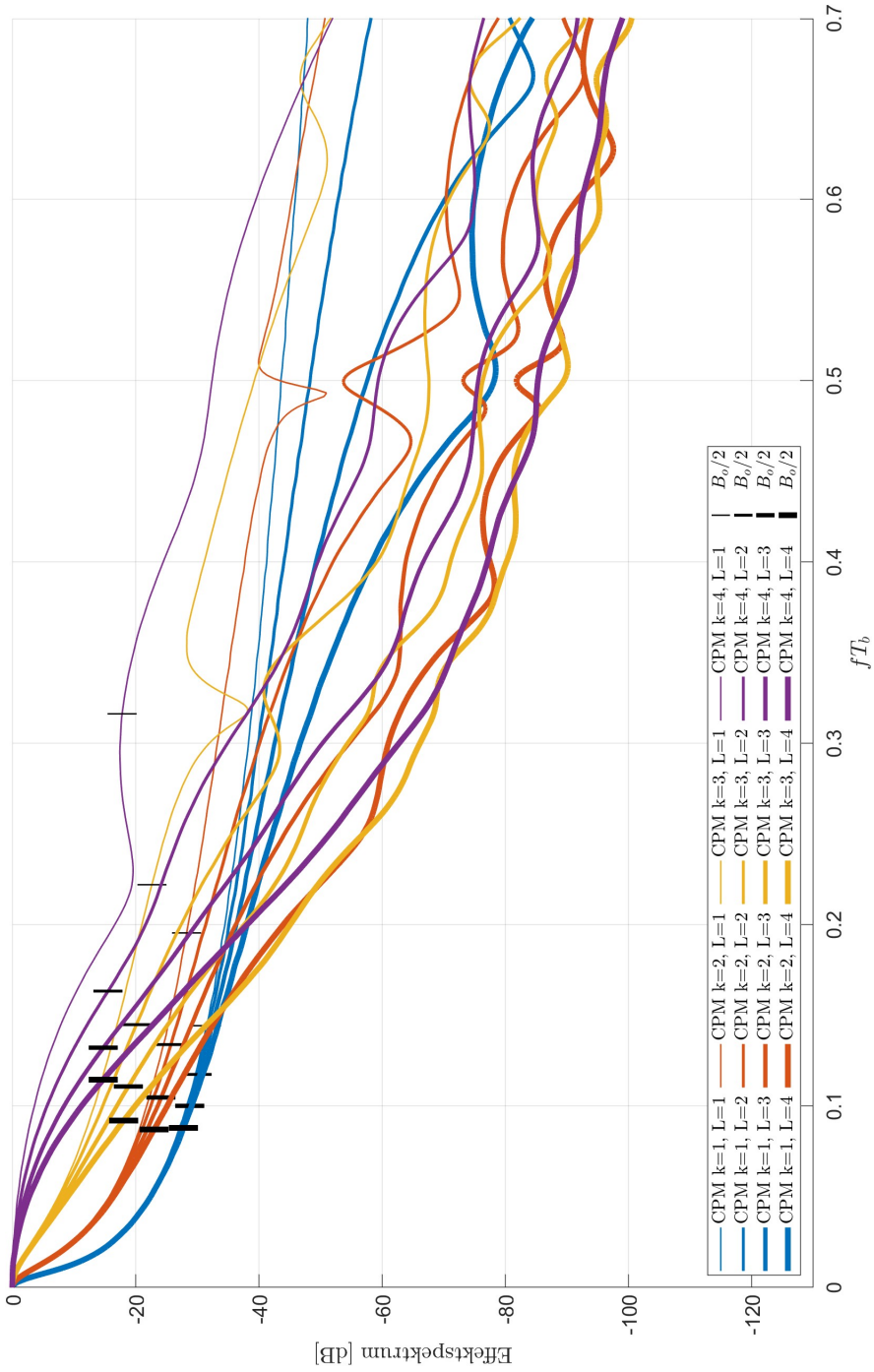
Figur B.1: Effektspektrum för CPM med $h = 1/2$

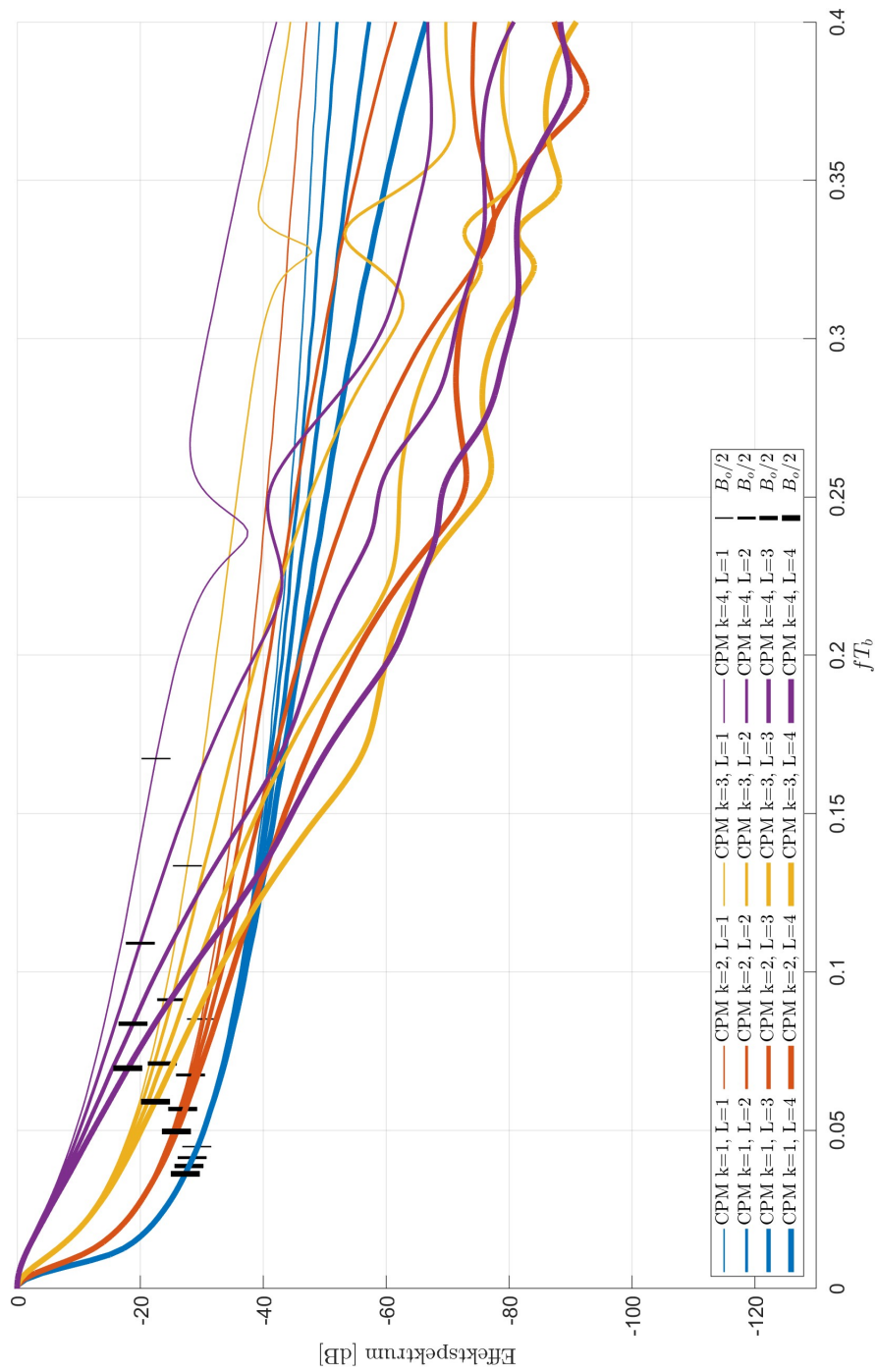


Figur B.2: Effektspektrum för CPM med $h = 1/4$

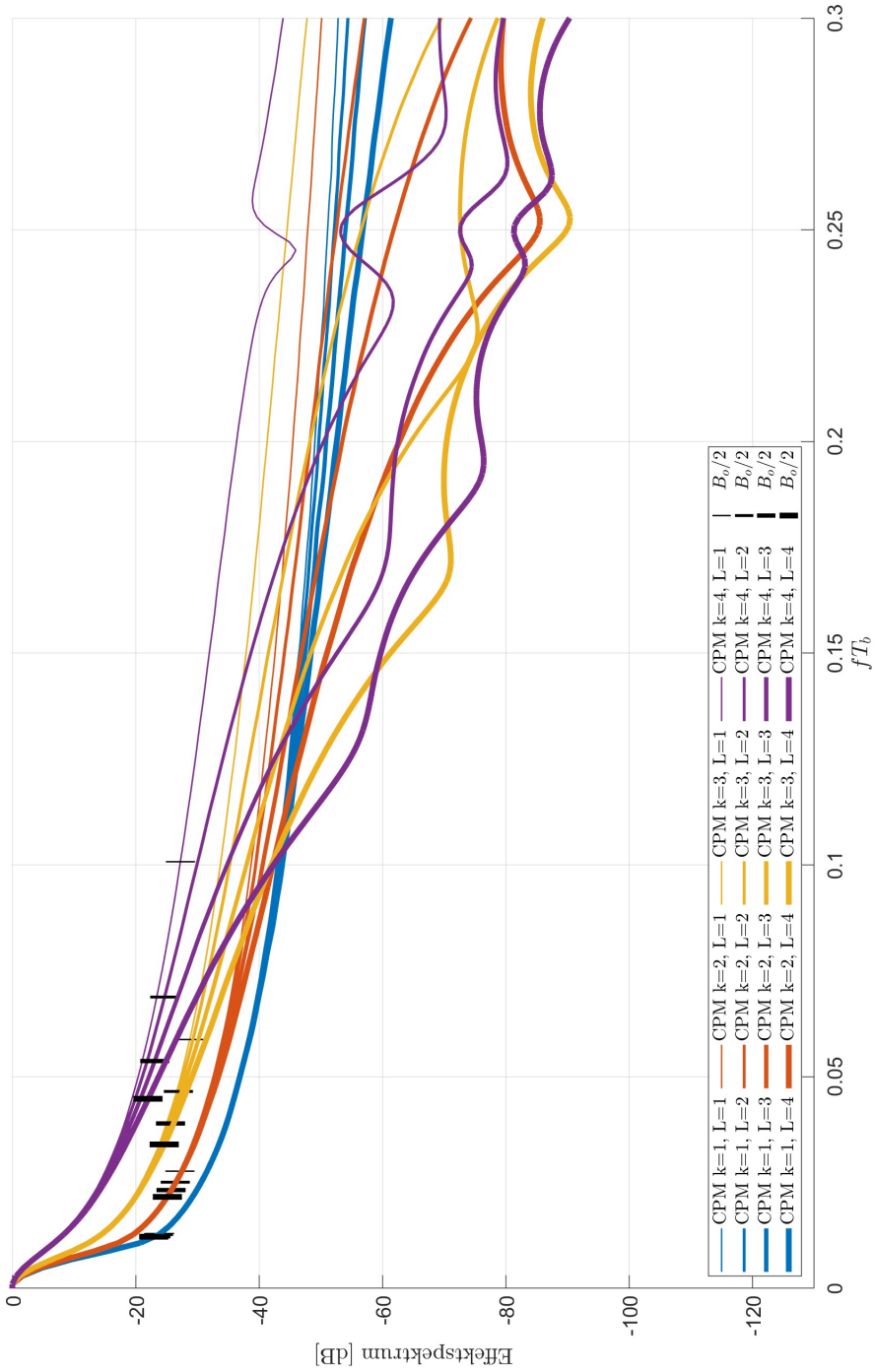


Figur B.3: Effektspektrum för CPM med $h = 1/8$

Figur B.4: Effektspektrum för CPM med $h = 1/16$



Figur B.5: Effektspektrum för CPM med $h = 1/32$



Figur B.6: Effektspektrum för CPM med $h = 1/64$

C Prestandaparametrar för CPM

De markerade värdena för SNR-tröskel γ och normerad 99%-bandbredd B_oT_s i figurerna för CPM ges i tabellerna C.1–C.4, tillsammans med resulterande symboltid T_s .

h	L	B_oT_b	$T_s [\mu s]$	$\gamma [\text{dB}]$
1/2	1	2.20	44.0	5.2
1/2	2	1.06	21.2	5.2
1/2	3	0.88	17.5	5.3
1/2	4	0.77	15.4	5.7
1/4	1	1.22	24.3	8.1
1/4	2	0.79	15.8	9.2
1/4	3	0.60	12.0	10.2
1/4	4	0.50	9.9	11.1
1/8	1	0.70	14.0	13.7
1/8	2	0.49	9.8	14.8
1/8	3	0.38	7.7	16.0
1/8	4	0.32	6.4	17.1
1/16	1	0.29	5.8	19.5
1/16	2	0.23	4.7	20.8
1/16	3	0.20	4.0	22.0
1/16	4	0.18	3.5	23.1
1/32	1	0.09	1.8	25.5
1/32	2	0.08	1.7	26.8
1/32	3	0.08	1.5	28.1
1/32	4	0.07	1.5	29.0
1/64	1	0.03	0.5	31.5
1/64	2	0.03	0.5	32.8
1/64	3	0.02	0.5	34.0
1/64	4	0.02	0.5	35.2

Tabell C.1: Prestandaparametrar för CPM med symbolstorlek $k = 1$.

h	L	$B_o T_b$	$T_s [\mu s]$	γ [dB]
1/2	1	1.93	77.1	6.9
1/2	2	1.05	41.9	4.1
1/2	3	0.88	35.4	3.9
1/2	4	0.79	31.8	5.5
1/4	1	1.23	49.2	5.4
1/4	2	0.63	25.0	6.5
1/4	3	0.51	20.3	8.7
1/4	4	0.44	17.7	11.4
1/8	1	0.66	26.2	10.8
1/8	2	0.43	17.1	12.3
1/8	3	0.33	13.1	14.5
1/8	4	0.27	10.8	17.3
1/16	1	0.39	15.6	16.7
1/16	2	0.27	10.7	18.2
1/16	3	0.21	8.4	20.6
1/16	4	0.17	7.0	23.3
1/32	1	0.17	6.8	22.7
1/32	2	0.13	5.4	24.2
1/32	3	0.11	4.5	26.5
1/32	4	0.10	4.0	29.3
1/64	1	0.06	2.2	28.7
1/64	2	0.05	2.0	30.2
1/64	3	0.05	1.9	32.5
1/64	4	0.04	1.7	35.4

Tabell C.2: Prestandaparametrar för CPM med symbolstorlek $k = 2$.

h	L	$B_o T_b$	$T_s [\mu s]$	γ [dB]
1/2	1	2.50	149.8	5.6
1/2	2	1.34	80.1	2.9
1/2	3	1.16	69.9	2.9
1/2	4	1.06	63.7	5.2
1/4	1	1.34	80.5	5.1
1/4	2	0.74	44.4	4.9
1/4	3	0.62	37.0	7.5
1/4	4	0.55	33.0	10.9
1/8	1	0.84	50.3	9.0
1/8	2	0.43	25.9	10.5
1/8	3	0.35	21.0	13.4
1/8	4	0.30	18.2	16.9
1/16	1	0.44	26.7	14.9
1/16	2	0.29	17.4	16.4
1/16	3	0.22	13.3	19.4
1/16	4	0.18	11.1	23.0
1/32	1	0.27	16.0	20.8
1/32	2	0.18	11.0	22.4
1/32	3	0.14	8.5	25.4
1/32	4	0.12	7.1	28.9
1/64	1	0.12	7.1	26.8
1/64	2	0.09	5.6	28.4
1/64	3	0.08	4.7	31.4
1/64	4	0.07	4.1	35.0

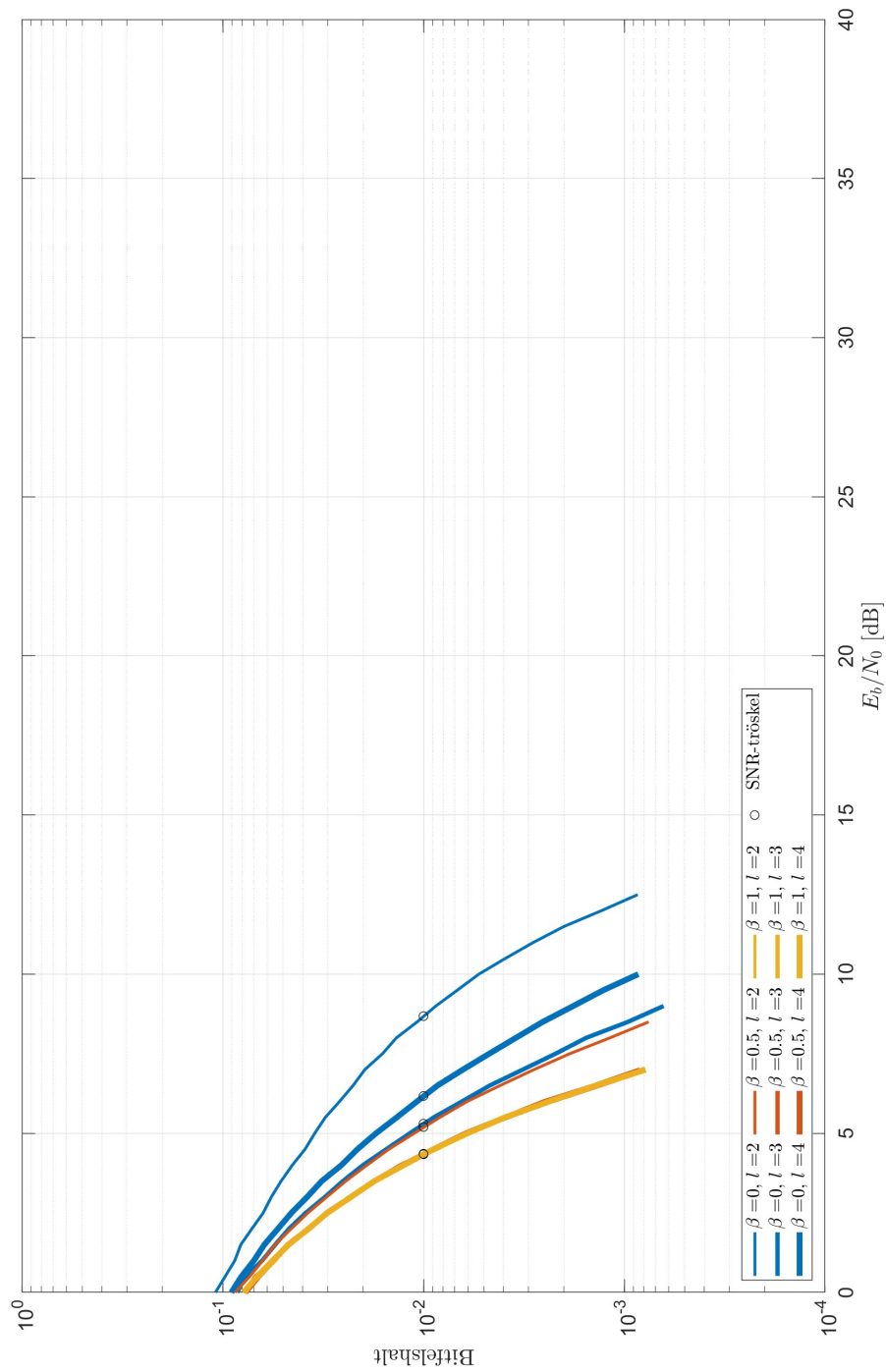
Tabell C.3: Prestandaparametrar för CPM med symbolstorlek $k = 3$.

h	L	$B_o T_b$	$T_s [\mu s]$	γ [dB]
1/2	1	3.67	294.0	5.0
1/2	2	1.94	155.6	2.2
1/2	3	1.74	139.1	-
1/2	4	1.60	127.6	-
1/4	1	1.90	151.9	4.2
1/4	2	1.02	81.7	3.8
1/4	3	0.89	70.8	-
1/4	4	0.80	64.3	-
1/8	1	1.02	81.4	7.5
1/8	2	0.56	44.9	9.2
1/8	3	0.47	37.4	-
1/8	4	0.42	33.4	-
1/16	1	0.63	50.6	13.4
1/16	2	0.33	26.2	15.1
1/16	3	0.26	21.1	-
1/16	4	0.23	18.3	-
1/32	1	0.33	26.8	19.3
1/32	2	0.22	17.5	21.1
1/32	3	0.17	13.4	-
1/32	4	0.14	11.1	-
1/64	1	0.20	16.1	25.4
1/64	2	0.14	11.0	27.1
1/64	3	0.11	8.6	-
1/64	4	0.09	7.2	-

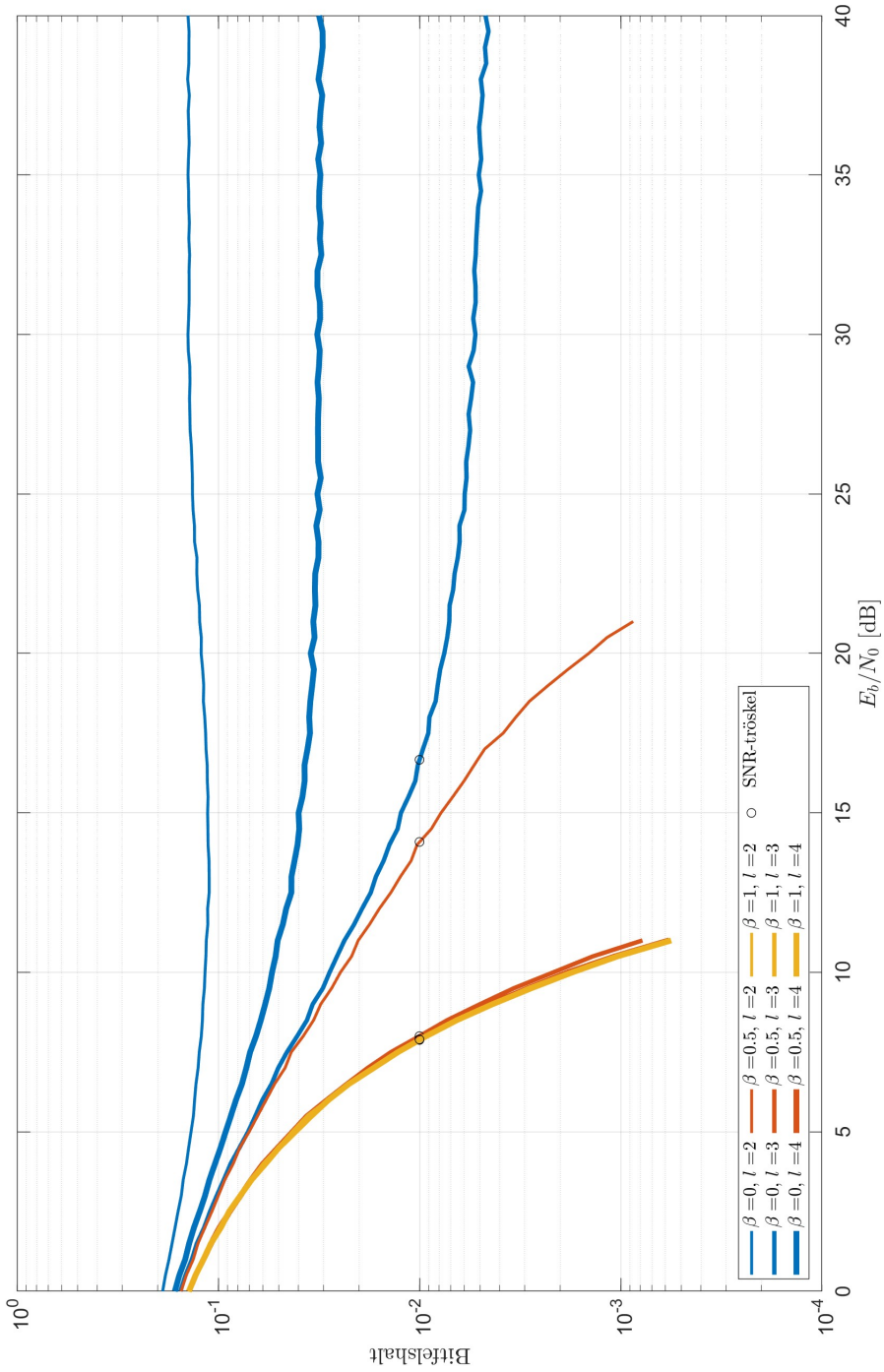
Tabell C.4: Prestandaparametrar för CPM med symbolstorlek $k = 4$.

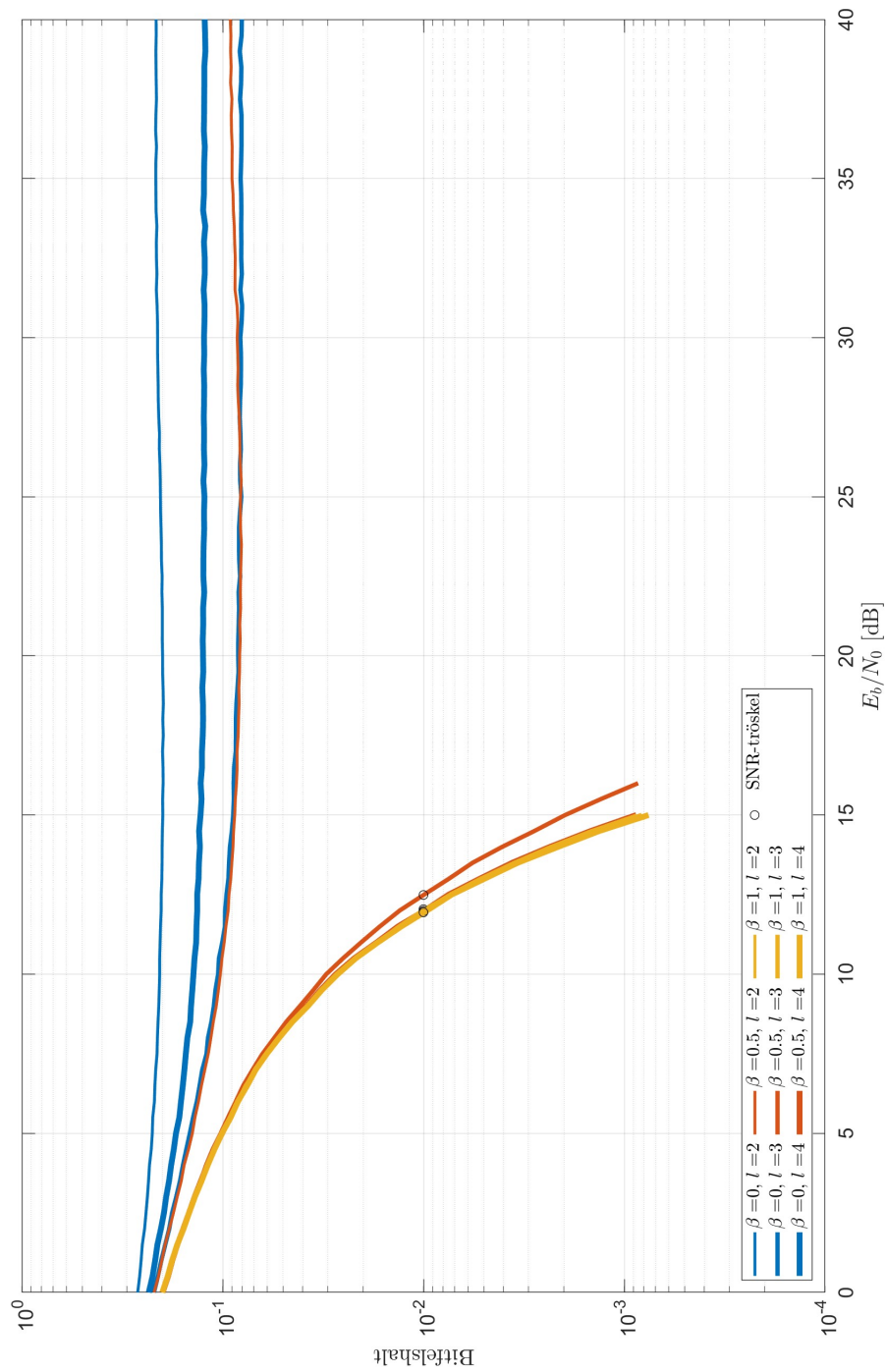
D Bitfelshalt för QAM

Figur D.1 till D.4 visar bitfelshalten för de utvärderade QAM-systemen. Bitfelshalten är beräknad med en Monte Carlo-metod i Matlab Communications Toolbox.

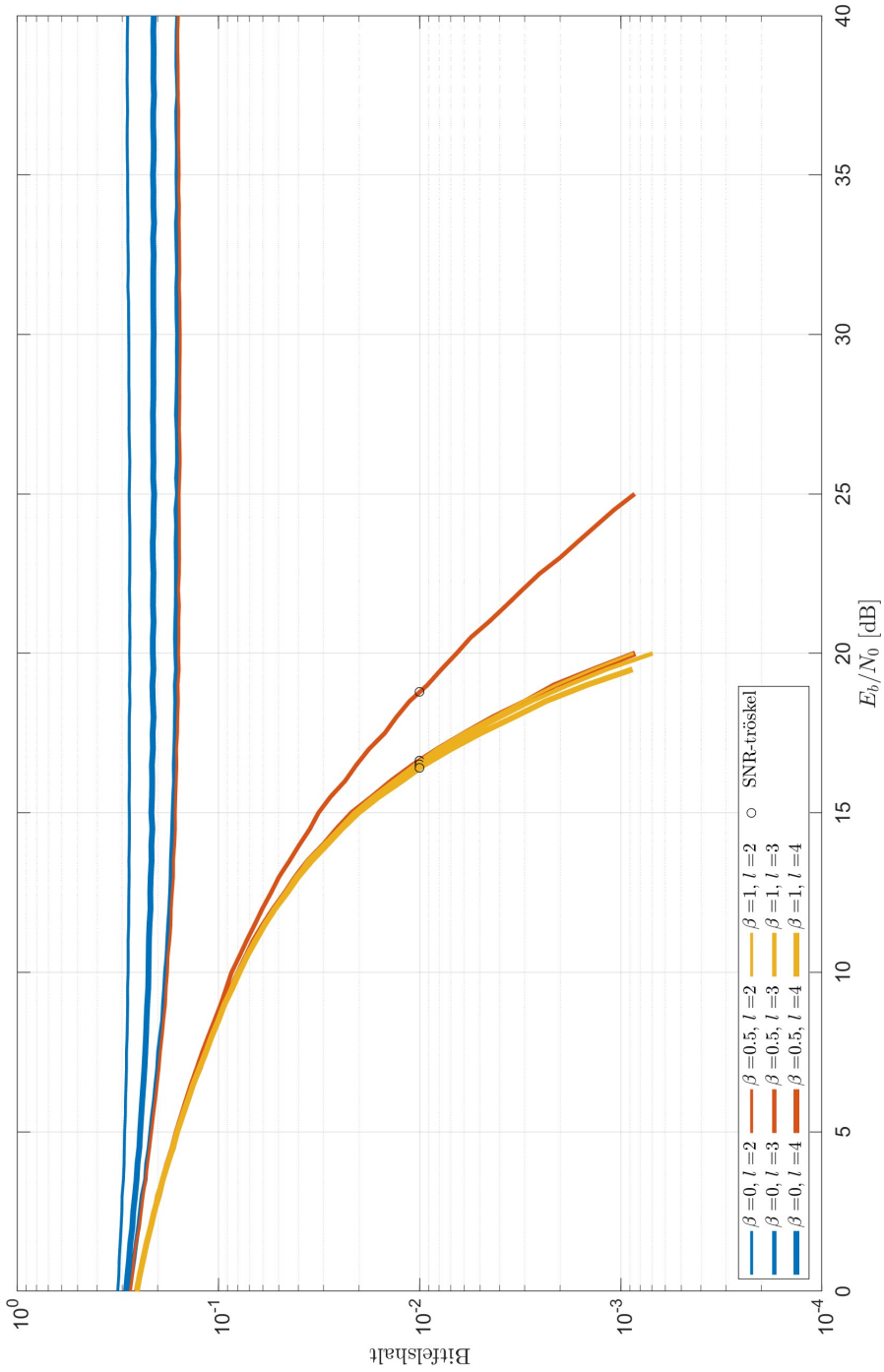


Figur D.1: Bittfelshalt för QAM med $k = 2$

Figur D.2: Bitfelshalt för QAM med $k = 4$

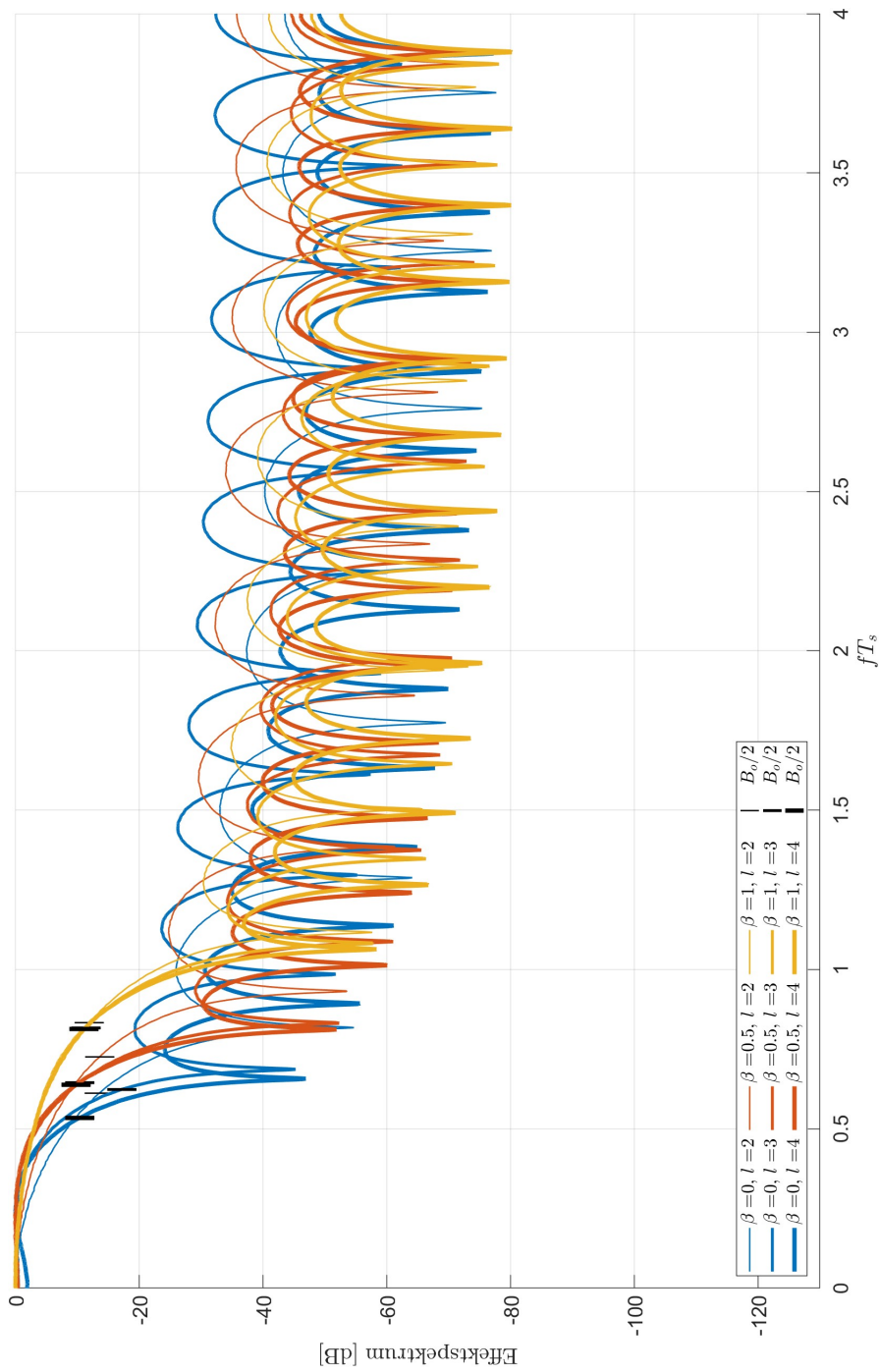


Figur D.3: Bittelskilt för QAM med $k = 6$

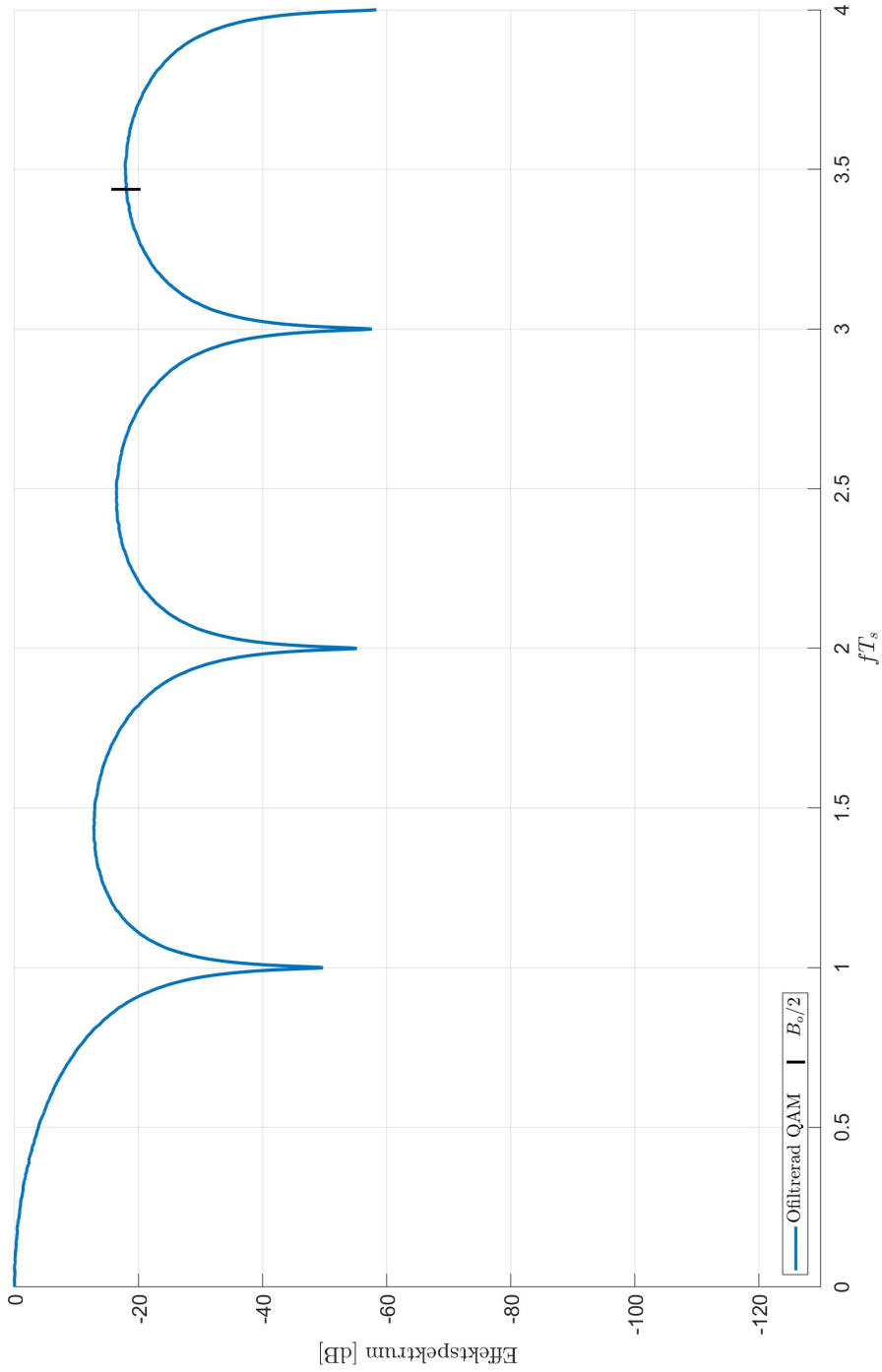
Figur D.4: Bitfelshalt för QAM med $k=8$

E Effektspektrum för QAM

Figur E.1 visar normerat effektspektrum för de utvärderade QAM-systemen. Som jämförelse visar figur E.2 normerat effektspektrum för ofiltrerad QAM. Normeringen är gjord så att huvudlobens topp ligger på 0 dB, vilket medför att effektspektrum för QAM-systemen har samma form. Även bandbredden B_o (engelska *occupied bandwidth*) är markerad. Bandbredden B_o definieras som bredden på frekvensintervallet mellan de frekvenser där integralen av effektspektrat passerar 0.5% och 99.5% av totala effekten. Värdet $B_o/2$ har markerats i figurerna.



Figur E.1: Effektspektrum för QAM filterrad med RRC.



Figur E.2: Effektspektrum för QAM utan filtrering.

F Prestandaparametrar för QAM

De markerade värdena för SNR-tröskel γ och normerad 99%-bandbredd $B_o T_s$ i figurerna för QAM ges i tabell F.1, tillsammans med resulterande symboltid T_s .

k	M	β	l	$B_o T_s$	$T_s [\mu s]$	γ [dB]
2	4	0.00	2	1.22	24.5	8.7
2	4	0.00	3	1.25	25.0	5.3
2	4	0.00	4	1.07	21.4	6.2
2	4	0.50	2	1.45	29.0	5.2
2	4	0.50	3	1.29	25.8	4.4
2	4	0.50	4	1.28	25.5	4.4
2	4	1.00	2	1.67	33.3	4.3
2	4	1.00	3	1.63	32.7	4.3
2	4	1.00	4	1.63	32.5	4.4
4	16	0.00	2	1.22	24.5	-
4	16	0.00	3	1.25	25.0	16.7
4	16	0.00	4	1.07	21.4	-
4	16	0.50	2	1.45	29.0	14.1
4	16	0.50	3	1.29	25.8	8.0
4	16	0.50	4	1.28	25.5	7.9
4	16	1.00	2	1.67	33.3	7.9
4	16	1.00	3	1.63	32.7	7.9
4	16	1.00	4	1.63	32.5	7.9
6	64	0.00	2	1.22	24.5	-
6	64	0.00	3	1.25	25.0	-
6	64	0.00	4	1.07	21.4	-
6	64	0.50	2	1.45	29.0	-
6	64	0.50	3	1.29	25.8	12.5
6	64	0.50	4	1.28	25.5	12.0
6	64	1.00	2	1.67	33.3	12.0
6	64	1.00	3	1.63	32.7	12.0
6	64	1.00	4	1.63	32.5	11.9
8	256	0.00	2	1.22	24.5	-
8	256	0.00	3	1.25	25.0	-
8	256	0.00	4	1.07	21.4	-
8	256	0.50	2	1.45	29.0	-
8	256	0.50	3	1.29	25.8	18.8
8	256	0.50	4	1.28	25.5	16.6
8	256	1.00	2	1.67	33.3	16.6
8	256	1.00	3	1.63	32.7	16.5
8	256	1.00	4	1.63	32.5	16.4

Tabell F.1: Prestandaparametrar för de utvärderade modulationsformerna med QAM.

FOI är en huvudsakligen uppdragsfinansierad myndighet under Försvarsdepartementet. Kärnverksamheten är forskning, metod- och teknikutveckling till nytta för försvar och säkerhet. Organisationen har cirka 1000 anställda varav ungefär 800 är forskare. Detta gör organisationen till Sveriges största forskningsinstitut. FOI ger kunderna tillgång till ledande expertis inom ett stort antal tillämpningsområden såsom säkerhetspolitiska studier och analyser inom försvar och säkerhet, bedömning av olika typer av hot, system för ledning och hantering av kriser, skydd mot och hantering av farliga ämnen, IT-säkerhet och nya sensorers möjligheter.



FOI
Totalförsvarets forskningsinstitut
164 90 Stockholm

Tel: 08-55 50 30 00
Fax: 08-55 50 31 00

www.foi.se